

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5815918号
(P5815918)

(45) 発行日 平成27年11月17日(2015.11.17)

(24) 登録日 平成27年10月2日(2015.10.2)

(51) Int. Cl.

GO 1 R 23/15 (2006.01)

F I

GO 1 R 23/15

N

請求項の数 7 (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2009-232501 (P2009-232501)
 (22) 出願日 平成21年10月6日(2009.10.6)
 (65) 公開番号 特開2011-80836 (P2011-80836A)
 (43) 公開日 平成23年4月21日(2011.4.21)
 審査請求日 平成24年9月18日(2012.9.18)
 審判番号 不服2014-24019 (P2014-24019/J1)
 審判請求日 平成26年11月26日(2014.11.26)

(73) 特許権者 000002369
 セイコーエプソン株式会社
 東京都新宿区西新宿2丁目4番1号
 (74) 代理人 100079108
 弁理士 稲葉 良幸
 (74) 代理人 100080953
 弁理士 田中 克郎
 (72) 発明者 轟原 正義
 長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーエプソン株式会社内

合議体
 審判長 清水 稔
 審判官 酒井 伸芳
 審判官 関根 洋之

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 周波数測定方法、周波数測定装置及び周波数測定装置を備えた装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

供給されるパルス列状の被測定信号を所定の時間間隔で連続的に計数し、前記被測定信号の周波数に対応した計数値列を出力するカウンター部と、

前記計数値列をフィルタリング処理するローパスフィルター部と、を備え、

前記ローパスフィルター部は複数段の移動平均フィルターを含み、

前記複数段の移動平均フィルターは、第1のサンプリング周期で動作する前段移動平均フィルターとその出力を前記第1のサンプリング周期のm倍(mは自然数)の第2のサンプリング周期でダウンサンプリングする後段移動平均フィルターとを含み、

前記前段移動平均フィルターのタップ数n(nは自然数)によるデータシフト時間と前記後段移動平均フィルターの第2のサンプリング周期との関係において、前記前段移動平均フィルターのタップ数nが前記第2のサンプリング周期の倍数mとなるように選定され、あるいは前記前段移動平均フィルターのタップ数nの約数の一つに相当するデータシフト時間に前記第2のサンプリング周期が選定される、周波数測定装置。

【請求項2】

供給されるパルス列状の被測定信号を所定の時間間隔で連続的に計数し、前記被測定信号の周波数に対応した計数値列を出力するカウンター部と、

前記計数値列をフィルタリング処理するローパスフィルター部と、を備え、

前記ローパスフィルター部は複数段の移動平均フィルターを含み、

前記複数段の移動平均フィルターは、前後する移動平均フィルター間のサンプリング周

10

20

期が m 倍 (m は自然数) となるダウンサンプリングにおいて、タップ数 n (n は自然数) が後段移動平均フィルターのタップ数の倍数である前段移動平均フィルターを含み、

前記前段移動平均フィルターのタップ数 n によるデータシフト時間と前記後段移動平均フィルターのサンプリング周期との関係において、前記前段移動平均フィルターのタップ数 n が前記後段移動平均フィルターのサンプリング周期の倍数 m となるように選定され、あるいは前記前段移動平均フィルターのタップ数 n の約数の一つに相当するデータシフト時間に前記後段移動平均フィルターのサンプリング周期が選定される、周波数測定装置。

【請求項 3】

前記複数段の移動平均フィルターの各段の移動平均フィルターにおけるデータを取り込むサンプリングの周波数が初段の移動平均フィルターから最終段の移動平均フィルターにかけて低下するように構成されている、請求項 1 又は 2 に記載の周波数測定装置。

10

【請求項 4】

前記カウンター部と前記ローパスフィルター部の初段の移動平均フィルターとが、2 値信号を処理する回路で構成される、請求項 1 乃至 3 のいずれかに記載の周波数測定装置。

【請求項 5】

前記所定の時間は、1 秒以下である請求項 1 乃至 4 のいずれかに記載の周波数測定装置。

【請求項 6】

供給されるパルス列状の被測定信号を所定の時間間隔で連続的に計数し、該被測定信号の計数値列をローパスフィルターで処理して被測定信号の周波数に対応する出力信号を得る周波数測定方法であって、

20

前記ローパスフィルターを複数段の移動平均フィルターで構成し、

各段の移動平均フィルターにおけるデータを取り込むサンプリングの周波数が初段の移動平均フィルターから最終段の移動平均フィルターにかけて低下するように設定し、

前後する 2 つの移動平均フィルター間のダウンサンプリングにおいて、前段の移動平均フィルターにおけるタップ数及び後段移動平均フィルターにおけるサンプリングの周波数のうち少なくともいずれかを調整し、

前記調整が、前記前段移動平均フィルターのデータシフト時間を前記後段移動平均フィルターのサンプリングの周期に選定し、あるいは前記前段移動平均フィルターのタップ数の約数の一つに相当するデータシフト時間に前記後段移動平均フィルターのサンプリングの周期を選定する、周波数測定方法。

30

【請求項 7】

請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載の周波数測定装置を備えた装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は周波数測定装置等に関し、特に、被測定信号を所定の時間で計数し、計数値列から高周波成分を除いて周波数変動成分を検出する周波数測定装置を用いて絶対周波数を測定可能とする周波数測定装置の改良に関する。

40

【背景技術】

【0002】

周波数測定の方式には、決められたゲートタイム内に通過するパルスをカウントする直接カウント方式（例えば、特許文献 1 参照）、パルス周期を正確に計測しその時間の逆数から周波数を求めるレシプロカル方式（例えば、特許文献 2 参照）、変調信号を得ることで周波数を知る方式（例えば、特許文献 3 参照）が知られている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献 1】特開 2001 - 119291 号公報

50

【特許文献2】特開平5 - 172861号公報

【特許文献3】米国特許第7230458号

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

発明者は、これ等方式にない特徴を持つ新たな周波数測定方式として、「短ゲートタイムカウンタ方式」を提案している(特願2008-099721)。短ゲートタイムカウンタ方式は、短いゲートタイムで途切れることなく繰り返しカウント(サンプリング)を行い、得られたカウント値の列から高周波成分を取り除くことで被測定信号の周波数に対応した出力を得るものである。この方式によれば、時間分解能・周波数分解能ともに従来法に比べて大幅に改善することができる。

10

【0005】

本方式の周波数カウンタは、短ゲートカウンタ部と高周波成分を取り除くローパスフィルタ部とを用いる。ローパスフィルタ部の構成としてデジタルフィルタを用いる場合、例えば、移動平均フィルタを用いることを提案している。移動平均フィルタを用いることで演算量を大幅に削減することができ、高精度なリアルタイム測定が可能となる。

【0006】

しかしながら、短ゲートカウンタ部はハードウェアとしても比較的単純な構成であるため高速動作に適しているのに対し、フィルタ部の処理には多ビットの加減算が必要となるため、リアルタイム測定におけるサンプリング周波数の上限を規定するのは、主にフィルタ部の処理能力である。所望の特性の移動平均フィルタを得る場合には、多ビット多段のシフトレジスタを構成し、これを高速に動作させる必要が生じるため、回路規模が大きくなり、消費電力が大きくなる。

20

【0007】

本発明の一態様は短ゲートタイムカウンタ方式のカウンタ(周波数測定装置)において、ローパスフィルタ部の構成をより簡素化して低消費電力化するものである。

【0008】

また、本発明の一態様は、ローパスフィルタ部のフィルタ構成の簡素化に伴って生じやすいノイズの発生を少なくするものである。

30

【課題を解決するための手段】

【0009】

上記課題に鑑みて本発明の実施形態に係る周波数測定装置は、供給されるパルス列状の被測定信号を所定の時間間隔で連続的に計数し、上記被測定信号の周波数に対応した計数値列を出力するカウンタ部と、上記計数値列をフィルタリング処理するローパスフィルタ部と、を備え、上記ローパスフィルタ部は複数段の移動平均フィルタを含み、上記複数段の移動平均フィルタは、第1のサンプリング周期で動作する上段移動平均フィルタとその出力を上記第1のサンプリング周期のm倍(mは自然数)の第2のサンプリング周期でダウンサンプリングする後段移動平均フィルタとを含み、上記前段移動平均フィルタのタップ数n(nは自然数)によるデータシフト時間と上記後段移動平均フィルタの第2のサンプリング周期との関係において、上記前段移動平均フィルタのタップ数nが上記第2のサンプリング周期の倍数mとなるように選定され、あるいは上記前段移動平均フィルタのタップ数nの約数の一つに相当するデータシフト時間に前記第2のサンプリング周期が選定される。

40

また、本発明の他の実施形態に係る周波数測定装置は、供給されるパルス列状の被測定信号を所定の時間間隔で連続的に計数し、上記被測定信号の周波数に対応した計数値列を出力するカウンタ部と、上記計数値列をフィルタリング処理するローパスフィルタ部と、を備え、上記ローパスフィルタ部は複数段の移動平均フィルタを含み、上記複数段の移動平均フィルタは、前後する移動平均フィルタ間のサンプリング周期がm倍(mは自然数)となるダウンサンプリングにおいて、タップ数n(nは自然数)が後段移動平

50

均フィルターのタップ数の倍数である前段移動平均フィルターを含み、上記前段移動平均フィルターのタップ数 n によるデータシフト時間と上記後段移動平均フィルターのサンプリング周期との関係において、上記前段移動平均フィルターのタップ数 n が上記後段移動平均フィルターのサンプリング周期の倍数 m となるように選定され、あるいは上記前段移動平均フィルターのタップ数 n の約数の一つに相当するデータシフト時間に上記後段移動平均フィルターのサンプリング周期が選定される。

上記課題に鑑みて参考例に係る周波数測定装置は、供給されるパルス列状の被測定信号を所定の時間間隔で計数し、該信号の周波数に対応した計数値列を出力するカウンター部と、該計数値列をフィルタリング処理するローパスフィルター部と、を備え、上記ローパスフィルター部は複数段の移動平均フィルタによって構成され、上記複数段の移動平均フィルターのうち少なくとも1つの移動平均フィルターの出力がダウンサンプリングされる。

10

【0010】

また、上記複数段の移動平均フィルターの各段の移動平均フィルターにおけるデータを取り込むサンプリングの周波数が初段から最終段の移動平均フィルターにかけて低下するように構成されている、ことがより望ましい。

【0011】

かかる構成とすることによって、短ゲートタイムカウント方式の周波数測定装置におけるローパスフィルター部の構成を簡略化することが出来る。移動平均フィルターの回路構成を簡略化し、回路動作の周波数を下げることによって部品数、消費電力を減らすことが可能となって具合がよい。

20

【0012】

本周波数測定装置の採用する短ゲートタイムカウント方式は、原理的にノイズシェーピング機能が発揮されるので、また、被測定信号の周波数変位の範囲がカウンター部のサンプリングの周波数に比べて十分に低周波数であるときは計数値の変化が少なく、ローパスフィルター部（移動平均フィルター）でデータ列を間欠的に処理するダウンサンプリング（デシメーション）を行っても折り返しノイズなどの影響が少ない。

【0013】

好ましくは、前後する2つの移動平均フィルタ間のダウンサンプリングにおいて、前段の移動平均フィルタにおけるデータ遅延段数及び後段移動平均フィルタにおけるサンプリングの周波数のうち少なくともいずれかを調整することによって前段から後段の移動平均フィルタに間欠的に伝送されるデータ列の一定区間における累積値が一定値となるようになされる。

30

【0014】

複数段構成の移動平均フィルタでダウンサンプリングすると折り返しノイズが発生するので、これを防止するためにダウンサンプリング前にローパスフィルタを挿入して高周波成分を十分小さくする必要がある。かかる本願の構成によれば、別途にローパスフィルタを設けずとも移動平均フィルタ間におけるダウンサンプリングにおいて発生する折り返しノイズの発生を回避することが可能となるので、ローパスフィルター部の構成を簡素化することができて具合がよい。

40

【0015】

上記カウンター部と上記ローパスフィルター部の初段の移動平均フィルターとが、2値信号（ビットストリーム）を処理する回路で構成されることが望ましい。それにより、カウンター部とローパスフィルター部の初段移動平均フィルターとを等価な機能を備える回路に簡略化することができて具合がよい。

【0016】

上記所定の時間は、1秒以下（より正確には、1秒以下、回路の動機限界以上の時間、例えば、 0.01μ 秒）であることが望ましいが、これに限定されるものではない。例えば、 0.1 m秒程度のゲートサンプリングを行う場合、従来の直接カウント方式に比べ、例えば、時間分解能で1～2桁、SN比で2～3桁程度の性能向上を期待することが出来

50

る。

【 0 0 1 7 】

また、本発明の実施形態の周波数測定方法は、供給されるパルス列状の被測定信号を所定の時間間隔で連続的に計数し、該被測定信号の計数値列をローパスフィルターで処理して被測定信号の周波数に対応する出力信号を得る周波数測定方法であって、上記ローパスフィルターを複数段の移動平均フィルターで構成し、各段の移動平均フィルターにおけるデータを取り込むサンプリングの周波数が初段から最終段の移動平均フィルターにかけて低下するように設定し、前後する2つの移動平均フィルター間のダウンサンプリングにおいて、前段の移動平均フィルターにおけるタップ数及び後段移動平均フィルターにおけるサンプリングの周波数のうち少なくともいずれかを調整し、上記調整が、上記前段移動平均フィルターのデータシフト時間を上記後段移動平均フィルターのサンプリングの周期に選定し、あるいは上記前段移動平均フィルターのタップ数の約数の一つに相当するデータシフト時間に上記後段移動平均フィルターのサンプリングの周期を選定する。

10

また、参考例の周波数測定方法は、供給されるパルス列状の被測定信号を所定の時間間隔で連続的に計数し、該被測定信号の計数値列をローパスフィルターで処理して被測定信号の周波数に対応する出力信号を得る周波数測定方法（短ゲートタイムカウント法）であって、上記ローパスフィルターを複数段の移動平均フィルターを含んで構成し、各段の移動平均フィルターにおけるデータを取り込むサンプリングの周波数が初段から最終段の移動平均フィルターにかけて低下するように設定し、前後する2つの移動平均フィルター間のダウンサンプリングにおいて、前段の移動平均フィルターにおけるデータ遅延段数及び後段移動平均フィルターにおけるサンプリングの周波数のうち少なくともいずれかを調整することによって前段から後段の移動平均フィルターに間欠的に伝送されるデータ列の一定区間における累積値が一定値となるようになされる。

20

【 0 0 1 8 】

かかる構成とすることによって、短ゲートタイムカウント方式の周波数測定装置において折り返しノイズの発生を回避しながらダウンサンプリングにより装置構成を簡易にして、周波数測定を行うことが可能となる。

【 0 0 1 9 】

上述した周波数測定装置は、回路規模が小さく、実装が容易であるため、共振周波数変化型センサに使用して好適である。例えば、水晶振動子等を用いた加速度センサや圧力センサ、QCM(Quartz Crystal Microbalance)デバイス等がある。例えば、本発明の周波数測定装置をニオイ物質の水晶振動子への付着によって発振周波数が変化するQCMニオイセンサに適用することによって、多チャンネルのニオイセンサを容易に構成することができる。

30

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 2 0 】

【 図 1 】 短ゲートタイムカウント方式の周波数測定装置を説明する説明図である。

【 図 2 】 カウンター部 10 の計数出力例を説明する説明図である。

【 図 3 】 ローパスフィルター部 20 の出力例を説明する説明図である。

【 図 4 】 短ゲートタイムカウント方式の周波数測定装置をカウンタフィルター部とダウンサンプリング多段移動平均フィルタとによって構成する例を説明する説明図である。

40

【 図 5 】 図 4 の周波数測定装置を非ダウンサンプリング多段移動平均フィルタで構成した比較例を説明する説明図である。

【 図 6 】 短ゲートタイムカウント方式の周波数測定装置をビットストリーム化したカウンタフィルター部とダウンサンプリング多段移動平均フィルタとによって構成する例を説明する説明図である。

【 図 7 】 図 6 の周波数測定装置を非ダウンサンプリング多段移動平均フィルタで構成した比較例を説明する説明図である。

【 図 8 】 第 2 実施例（図 6）の周波数測定装置による周波数測定例を示すグラフである。

【 図 9 】 参考例（図 7）の周波数測定装置による周波数測定例を示すグラフである。

50

【図10】周波数測定装置のカウントフィルター部とダウンサンプリング多段移動平均フィルタのチューニングを説明する説明図である。

【図11】前段移動平均フィルター（5タップ）と後段移動平均フィルター間のダウンサンプリング（1/4倍速）の際の信号伝搬例を説明する説明図である。

【図12】前段移動平均フィルター（4タップ）と後段移動平均フィルター間のダウンサンプリング（1/4倍速）の際の信号伝搬例を説明する説明図である。

【図13】前段移動平均フィルター（5タップ）と後段移動平均フィルター間のダウンサンプリング（1/5倍速）の際の信号伝搬例を説明する説明図である。

【図14】前段移動平均フィルター（4タップ）と後段移動平均フィルター間のダウンサンプリング（1/5倍速）の際の信号伝搬例を説明する説明図である。

10

【発明を実施するための形態】

【0021】

以下、本発明の実施の形態について図面を参照して説明する。各図において対応する部分には同一符号を付している。なお、以下の実施例中におけるデジタル回路には各種クロック信号の発生回路や電源回路などが使用されるが、当業者に知られているので説明は省略されている。

【0022】

（短ゲートタイムカウント方式）

まず、短ゲートタイムカウント方式について説明する。図1は、発明者が、例えば、特願2008-099721、特願2009-123749によって提案している短ゲートタイムカウント方式の周波数測定装置（周波数カウンター）を示しており、同図（A）は短ゲートタイムカウント方式の周波数測定装置の基本構成を示している。

20

【0023】

図1（A）に示すように、周波数測定装置は、短ゲートタイムカウンター部（以下、「カウンター部」ともいう。）10とローパスフィルター部20とを備えている。カウンター部10は、図示しない信号源から供給されるパルス列状の被測定信号のパルス数を短いゲートタイムで連続的に計数し、計数値を連続的に出力する。このようなカウンタの動作は、例えば、特願2008-099721で説明しているように、2つのカウンタを用意し、これを各ゲート期間で交互に動作させることによって各ゲート期間における計数値を連続的に得ることが出来る。また、所要の桁数を備えるアップカウンタの出力をゲート周期（サンプリング周期）でラッチし、今回計数値から前回計数値を減算することでも各サンプリング区間の計数値が得られる。

30

【0024】

一連の計数値をデジタル処理するローパスフィルター部20は、例えば、デジタルフィルタで構成することが出来る（アナログフィルタでも良い）、比較的演算量が少なく済む移動平均フィルターを選択することができる。

【0025】

例えば、被測定信号を供給する信号源が発振周波数30MHzのパルス列を発生する水晶発振器であり、カウンター部10がサンプリング周波数100Hz（ゲート時間0.01秒）で計数し、ローパスフィルター部20がタップ数512の（デジタル）ローパスフィルターで構成されている場合の計測例を図2及び図3に示す。

40

【0026】

図2に示されるように、カウンター部10はパルス列状の計数値列を出力する。ある一点の周波数で安定しているパルス列信号をカウントした場合、計数値はゲート時間によって定まる2つの値間を振幅とするパルス列状に分布する。一方、カウントするパルス列信号の周波数が変動する場合でも、変動が量子化誤差に収まる範囲であれば、計数値は2つの値間を振幅とするパルス列状に分布するので変わらない。例えばゲート時間0.01秒の場合、カウントするパルス列信号の周波数の変動が100~200Hzの間で収まっている限り、100Hzもしくは200Hzの表示が得られる。

【0027】

50

図3に示すように、ローパスフィルター部20はパルス周波成分(高周波成分)を除去して得られた低域成分を出力する。この低域成分のレベルは供給されたパルス列信号(計数値列)の周波数に対応しており、低域成分のレベル変化は被測定信号の周波数変化に対応している。低域の出力は連続的な(アナログ的)なデータ(曲線)として出力され、100Hzのサンプリング周期の計数では測定不能な領域まで、特に、1Hz以下の周波数変化まで検出することが可能となっている。

【0028】

このように、短ゲートタイムカウント方式では、被測定信号を所定の短いゲート時間(例えば、1秒未満)で連続的にサンプリングを行う。これによって得られる計数値列はパルス列信号のように振る舞い、被測定信号の周波数の変化に応じてパルス列の頻度(粗密)が変化している。また、被測定信号の振動周波数の大小が当該パルス列の大小に対応する。計数すべきパルス列信号の周波数に関する情報は、パルス列として振る舞う計数値列の周波数スペクトルの低域成分に存在する。そこで、ローパスフィルターによって計数値から低域成分を抽出する(量子化誤差に起因する高調波成分を除去する)ことによって計数したパルス列信号(被測定信号)の周波数の情報を復調することが出来る。

【0029】

本方式の周波数測定装置は、高周波成分を取り除くために用いるローパスフィルター部20の構成としてデジタルフィルターを用いる場合、滑らかな出力を得るために高次数(高タップ数)のフィルターを使用することが望ましい。また、ローパスフィルター部20を多段構成で構成することも出来る。

【0030】

ところで、短ゲートタイムカウント部10はハードウェアとしても単純な構成で実現できるため高速動作に適しているのに対し、フィルター部20でのデータ処理には多ビットの加減算が必要となる。このため、リアルタイム測定におけるサンプリング周波数の上限は、主にフィルター部の処理能力で規定される。また、2段以上のデジタルフィルターを用いる際は、多ビット多段のシフトレジスターを高速に処理する必要が生じるため、消費電力が大きくなる。

【0031】

(第1実施例)

本発明では短ゲートタイムカウント方式の周波数測定装置におけるローパスフィルター部20の回路構成の簡略化と多段フィルターの動作周波数の段階的低減(少なくとも1段)によって高速動作と低消費電力の改善を図る。

【0032】

図1(B)は、図1(A)に示す周波数測定装置のローパスフィルター部20を移動平均フィルタ21乃至23の多段構成(3段)で構成した例を示している。

【0033】

図1(C)は、図1(B)に示す周波数測定装置のカウンター部10と初段の移動平均フィルタ21とを組み合わせ、カウンタフィルター部11とし、ローパスフィルター部20を移動平均フィルタ22及び23で構成した例を示す。カウンタ部10と移動平均フィルタ21とを組み合わせることでカウンタとフィルターとしての機能を簡略化した回路構成で実現することが出来る。デジタル回路の簡略化手法は当業者に知られているものが適用できる。例えば、特願2009-123749の図3-図8には回路簡略化の一例が示されている。

【0034】

図4は、簡略化されたカウンタフィルター部11と多段構成の移動平均フィルタ(装置全体11、22、23としては三段構成の移動平均フィルタ)を初段から後段に向かって低速動作させ、タップ数も初段から後段に向かって段階的に減らした周波数測定装置の構成例を示している。同例では、短ゲートタイムカウントを152kHz(fs)で行い、(三段)ローパスフィルターのカットオフ周波数を約0.25Hzに設計している(これに限定されるものではない。)

10

20

30

40

50

【 0 0 3 5 】

同図において、カウントフィルター部 1 1 は、被測定信号のパルスをカウントするアップカウンタ 1 1 1、アップカウンタ 1 1 1 の計数值を周波数 $152 \text{ kHz} (= f_s)$ のサンプリングクロックに同期して取り込むデータラッチ 1 1 2、データラッチ 1 1 2 の出力をサンプリングクロックに同期して遅延させる 48 k 段のシフトレジスタ 1 1 3、データラッチ 1 1 2 の出力からシフトレジスタ 1 1 3 の出力を減ずる減算器 1 1 4 によって構成される。カウントフィルター部 1 1 は、被測定信号のパルス列を計数する短ゲートカウンタ 1 0 と 152 kHz で動作する 48 k タップの初段移動平均フィルター 2 1 (図 1 (C) 参照) として機能する。

【 0 0 3 6 】

カウントフィルター部 1 1 の出力 (減算器 1 1 4 の出力) は、サンプリング周波数 $1188 \text{ Hz} (= f_s / 128)$ で動作するタップ数 1 0 0 0 の第二段移動平均フィルター 2 2 に供給され、第二段移動平均フィルター 2 2 の出力はサンプリング周波数 $148 \text{ Hz} (= f_s / 1024)$ で動作するタップ数 1 2 5 の第三段移動平均フィルター 2 3 に供給される。第三段移動平均フィルター 2 3 の出力が周波数測定値となっている。

【 0 0 3 7 】

移動平均フィルター 2 2 は、減算器の 1 1 4 の出力を逐次加算 (累算) する累算器 (積分器) 2 2 1、累算器 2 2 1 の出力をサンプリング周波数 $1188 \text{ Hz} (f_s / 128)$ のサンプリングクロックに同期して取り込むデータラッチ 2 2 4、データラッチ 2 2 4 の出力をサンプリングクロックに同期して遅延させる 1000 段のシフトレジスタ 2 2 2 a、データラッチ 2 2 4 の累積値出力からシフトレジスタ 2 2 2 a の出力である 1000 個前の累積値を減じて移動平均に対応した値を出力する減算器 2 2 3 によって構成される。移動平均フィルター 2 3 も 2 2 と同様に、前段の減算器 2 2 3 の出力を累算する累算器 (積分器) 2 3 1、累算器 2 3 1 の出力をサンプリング周波数 $148 \text{ Hz} (f_s / 1024)$ のサンプリングクロックに同期して取り込むデータラッチ 2 3 4、データラッチ 2 3 4 の出力をサンプリングクロックに同期して遅延させる 125 段のシフトレジスタ 2 3 2 a、データラッチ 2 3 4 の累積値出力からシフトレジスタ 2 3 2 a 出力である 125 個前の累積値を減じて移動平均に対応した値を出力する減算器 2 3 3 によって構成される。

【 0 0 3 8 】

なお、実施例では、ローパスフィルター部 2 0 を三段の移動平均フィルターで構成し、二段階のダウンサンプリングを行っているが、これに限定されるものではない。移動平均フィルターをより多くの段数で構成し、より多くのダウンサンプリング回数とすることが出来る。また、(少なくとも) 1 回のダウンサンプリングであっても、タップ数削減の効果はある。以下の実施例においても同様である。

【 0 0 3 9 】

(第 1 実施例の比較例)

図 5 は、比較例として図 4 の周波数測定装置を (非段階的低速動作の) 通常の移動平均フィルタで構成した周波数測定装置を示すものであり、図 4 と対応する部分には同一符号を付している。この周波数測定装置も、短ゲートタイムカウントを $152 \text{ kHz} (f_s)$ で行い、(三段) ローパスフィルターのカットオフ周波数を約 0.25 Hz に設計している。

【 0 0 4 0 】

この構成では、三段構成のローパスフィルターのタップ数は、 $152 \text{ kHz} \div 0.25 \div 2 = 304 \text{ k}$ タップであり、これを初段のレジスタ 1 1 3 に 48 k タップ、二段目のレジスタ 2 2 2 a に 128 k タップ、三段目のレジスタ 2 3 2 に 128 k タップを割り振り、各段をサンプリング周波数 $152 \text{ kHz} (f_s)$ で動作させている。

したがって、本発明の、短ゲートタイムカウントと動作周波数を段階的に低減した多段移動平均フィルタとを組み合わせた周波数測定装置 (図 4) は、使用されるレジスタ数が大幅に減少し、動作周波数も漸次低減されていることにより消費電力が減少することが理解される。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 1 】

なお、一般に、多段移動平均フィルタをダウンサンプリングしただけでは折り返しノイズが発生するため、ダウンサンプリング前にローパスフィルタに通すことで高周波成分を十分に小さく（抑制）している。例えば、特開 2 0 0 0 - 3 0 7 3 8 4 号公報にそのような例が記載されている。短ゲートタイムカウント法では、ダウンサンプリングした場合でもノイズシェーピングを機能させることができるため、ノイズシェーピングが機能していない場合に比べ、ダウンサンプリング前に必要なローパスフィルタに高い性能を必要としない。そのため、ローパスフィルタの構成を簡素化できる。また、ローパスフィルタ部はダウンサンプル前後のローパスフィルタを含めた全体としての性能が十分であれば良い。

10

【 0 0 4 2 】

(第2実施例)

図 6 は、本願の第 2 の実施例を示しており、第 1 実施例と異なる点は、カウントフィルタ部 1 1 を 1 ビット (2 値) の信号処理回路で構成し、回路を簡略化している点である。同例では、例えば、短ゲートタイムカウントを 4760 Hz (f_s) で行い、(三段)ローパスフィルタのカットオフ周波数を約 0.77 Hz に設計している。このため、カウントフィルタ部 1 1 はサンプリング周波数 4760 Hz ($= f_s$) で動作し、第二段移動平均フィルタ部 2 2 はサンプリング周波数 149 Hz ($= f_s / 32$) で動作するタップ数 32 の移動平均フィルタで構成され、第三段移動平均フィルタ部 2 3 はサンプリング周波数 37 Hz ($= f_s / 128$) で動作するタップ数 16 の移動平均フィルタ部 2 3 で構成されている。図 6 において図 4 と対応する部分には同一符号を付している。

20

【 0 0 4 3 】

この例では、カウントフィルタ部 1 1 は、 4760 Hz (f_s) のサンプリングクロックに同期して、パルス列状の被測定信号 (78 MHz) の瞬時値を取り込むデータラッチ 1 1 2 a、データラッチ 1 1 2 a の出力をサンプリングクロック (f_s) に同期して遅延させる 1 ビット 4 段遅延構成のシフトレジスタ 1 1 3 a、データラッチ 1 1 2 a の出力とシフトレジスタ 1 1 3 a の出力とを加算する排他論理和 (E X O R) 回路 1 1 4 a によって構成される。カウントフィルタ部 1 1 は、被測定信号のパルス列を計数する 1 ビット短ゲートカウンター 1 0 と 1 ビット 4 段の初段移動平均フィルタとして機能する (図 1 (C) 参照)。カウントフィルタ部 1 1 の 1 ビット出力 (加算器 1 1 4 a の出力) は、第二段移動平均フィルタ部 2 2 に供給される。

30

【 0 0 4 4 】

第二段移動平均フィルタ部 2 2 は、連続的に計数を行う 1 ビット入力 1 ビット出力のカウンター 2 2 5 a、1 ビットのデータを取り込むデータラッチ 2 2 4、1 ビットデータを遅延させる 3 2 段遅延構成のシフトレジスタ 2 2 2 c、ラッチ 2 2 4 の出力を正入力とし、レジスタ 2 2 2 c の出力を負入力とする 1 ビット出力の減算器 2 2 3 によって構成される。第二段移動平均フィルタ部 2 2 は、 $(1 / 32) f_s$ のサンプリングクロックに同期してローパスフィルタとして動作する。第二段移動平均フィルタ部 2 2 の出力 (減算器 2 2 3 の出力) は第三段移動平均フィルタ部 2 3 に供給される。

40

【 0 0 4 5 】

移動平均フィルタ部 2 3 は前段の減算器 2 2 3 の出力を累算する 17 ビット出力の累算器 (積分器) 2 3 1、累算器 2 3 1 の出力をサンプリング周波数 37 Hz ($= f_s / 128$) のサンプリングクロックに同期して取り込む 17 ビット出力のデータラッチ 2 3 4、データラッチ 2 3 4 の出力をサンプリングクロックに同期して遅延させる 16 段のシフトレジスタ 2 3 2 c、データラッチ 2 3 4 の累積値出力からシフトレジスタ 2 3 2 c 出力である 16 個前の累積値を減じて移動平均に対応した値を出力する 17 ビット出力の減算器 2 3 3 によって構成される。

【 0 0 4 6 】

(第2実施例の比較例)

図 7 は、比較例として図 6 の周波数測定装置を (非段階的低速動作の) 通常の移動平均

50

フィルタで構成した周波数測定装置の例を示すものであり、図6と対応する部分には同一符号を付している。この周波数測定装置も、第2実施例と同様に短ゲートタイムカウントを4760Hz (f_s)で行い、(三段)ローパスフィルターのカットオフ周波数を約0.77Hzに設計している。

【0047】

この比較例では、カウントフィルター部11は図6と同様に2値信号(ビットストリーム)処理回路で構成される。第二段移動平均フィルター22は、カウントフィルター部11の1ビット出力をサンプリングクロック(f_s)に同期して遅延する2048段のシフトレジスタ222b、カウントフィルター部11の出力をアップ入力とし、シフトレジスタ222bの出力をダウン入力とする12ビット出力のアップダウンカウンタ225によって構成されている。第三段移動平均フィルター23は前段フィルターの出力を累算する22ビット出力の累算器(積分器)231、累算器231の出力をサンプリングクロック(f_s)に同期して遅延させる1024段のシフトレジスタ232c、累算器231の累積値出力からシフトレジスタ232b出力である1024個前の累積値を減じて移動平均に対応した値を出力する22ビット出力の減算器233によって構成される。

10

【0048】

この構成では、三段構成のローパスフィルターの遮断周波数を約0.77Hz ($= 4760\text{Hz} \div (4 + 2048 + 1024) \div 2$)とするために、これを初段のレジスタ113に4タップ、二段目のレジスタ222aに2048タップ、三段目のレジスタ232に1024タップを割り振り、各段をサンプリング周波数4760Hz (f_s)で動作させている。

20

【0049】

本願構成では、初段のレジスタ113に4タップ、二段目のレジスタ222aに32タップ、三段目のレジスタ232に16タップを割り振り、それぞれサンプリング周波数4760Hz、149Hz ($= f_s / 32$)、37Hz ($= f_s / 128$)で動作させている。

【0050】

したがって、この比較例と本発明の、短ゲートタイムカウントと動作周波数を段階的に低減した多段移動平均フィルタとを組み合わせた周波数測定装置(図6)は、使用されるレジスタ数が大幅に減少し、動作周波数も漸次低減されていることにより消費電力が減少する。

30

【0051】

(効果の比較図)

図8は、図6に示した第2実施例の周波数測定装置(ビットストリーム構成のカウントフィルター+移動平均フィルターの段階的ダウンサンプリング)をFPGA(Field Programmable Gate Array)上に構成し、短ゲートカウンターを4760Hzで動作させて、78MHzの水晶振動子の振動数変化(被測定信号)を計測した例を示すグラフである。図9は、図7に示した比較例の周波数測定装置(ビットストリーム構成のカウントフィルター+移動平均フィルターの非ダウンサンプリング)をFPGA上に構成し、同様に78MHzの水晶振動子の振動数を変化させて(被測定信号)を計測した例を示すグラフである。

40

【0052】

図8及び図9を比較すると、実施例の手法(短ゲートタイムカウント法+ダウンサンプリング)による計測は比較例の手法(短ゲートタイムカウント法+非ダウンサンプリング)と同様に被測定信号の周波数変化に十分に追従していることが分かる。

【0053】

上述したダウンサンプリングは多段移動平均フィルターの各段間で複数回行うことが出来る。また、いずれかの段間で一回行うこととしても良い。

【0054】

(第3実施例)

50

次に、図10乃至図14を参照して、上述した、短ゲートタイムカウント法とダウンサンプリングを組み合わせた周波数測定装置の多段移動平均フィルタのタップ数、ダウンサンプリング周波数を適切に調整（チューニング）することで周波数測定装置のS/Nを改善する例について説明する。

【0055】

第3実施例では、第1及び第2実施例で示された短ゲートタイムカウント法の周波数測定装置（複数段移動平均フィルタからなるローパスフィルタの各段の移動平均フィルタにおけるデータを取り込むサンプリング周波数が初段から最終段の移動平均フィルタにかけて低下するように設定されている。）において、更に、前後する2つの移動平均フィルタ間のダウンサンプリングにおいて、前段の移動平均フィルタにおけるデータ遅延段数又は後段移動平均フィルタにおけるサンプリング周波数を調整することによって前段から後段の移動平均フィルタに間欠的に伝送されるデータ列の一定区間における累積値が一定値となるようになされる。

10

【0056】

図10は、第3実施例を説明する周波数測定回路の説明図である。同図において図6と対応する部分には同一符号を付し、かかる部分の説明は省略する。

【0057】

同図においては、説明の便宜のため、カウンタフィルタ部11の（第一段移動平均フィルタの）レジスタが5タップ（5段）構成となっている。また、説明の便宜のため、図6の場合と異なり、第二段移動平均フィルタ22のアップカウンタ225aの前にデータラッチ224が配置され、第三段移動平均フィルタ23の累算器231のデータラッチ234が配置されている。第一段移動平均フィルタ11はサンプリング周波数 f_s で動作し、第二段移動平均フィルタ22はサンプリング周波数 $(1/4)f_s$ で動作し、第三段移動平均フィルタ23はサンプリング周波数 $(1/16)f_s$ で動作する。各信号線のビット数は適宜に設定される。他の構成は第2の実施例と同様であるので、説明を省略する。

20

【0058】

図11は、第一段移動平均フィルタ11と第二段移動平均フィルタ22との結合部におけるダウンサンプリングの信号伝搬を説明する説明図である。同図(A)は、サンプリング周波数 f_s で動作する第一段移動平均フィルタ11とサンプリング周波数 $f_s(1/4)$ で動作する後段のデータラッチ224部分を示している。また、データラッチ112aの出力が後述のa部として、シフトレジスタの113aの出力が後述のb部として示されている。また、これ等の出力が入力される加算器(EXOR)114aの出力（データラッチ224の入力）がc部として示されている。

30

【0059】

図11(B)は、同図(A)に示す各部の信号の伝搬例を示しており、短ゲートカウンタ部のデータラッチ112aはサンプリング周波数 f_s のクロック0~34に同期して被測定信号の瞬時値を逐次取り込み、対応するデータ(0又は1)を出力すると、a部、b部、c部、 $(f_s/4)$ 動作の後段ラッチ224のデータは図示のようになる。ラッチ224は加算器114aから出力される一連のデータ列からサンプリング周波数 $(f_s/4)$ に応じて間欠的にデータを取り込む。クロック0~34（一定区間）におけるラッチ224の出力は後段のアップカウンタ（累算器に相当する。）225aによって積算される。後述のようにデータを取り込む間隔（ダウンサンプリング）は移動平均フィルタの出力のS/N比などに対応して調整される。

40

【0060】

図11(C)は、被測定信号がジッタ（信号の時間軸のゆらぎ）等の影響を受け、クロック18及び19部分で入力値にビットの入れ替わりが生じた場合を示している。ジッタが生じない場合（図11(B)）には、2段目移動平均フィルタ22のデータラッチ224の出力を一定区間で累積したカウンタ225aの値は「4」であるが、ジッタが生じてクロック18と19のデータラッチ112aの出力値「1」と「0」が入れ替わると後

50

段のデータラッチ 2 2 4 の累積値（カウンタ 2 2 5 a の値）は「 5 」となる（図 1 1（C））。これはジッタの影響によってノイズが生じたことに相当する。クロック 1 8 における「 1 」の入力とクロック 1 9 における「 1 」の入力では、後段の累積値に対する影響（寄与）が異なっている。

【 0 0 6 1 】

図 1 2 は、第一段移動平均フィルタのシフトレジスタ 1 1 3 a のタップ数（段数）を「 4 」に変更した場合を示している。他の構成は図 1 1 と同様である。

【 0 0 6 2 】

この場合、クロック 1 8 の 2 段目移動平均フィルタ 2 2 のデータラッチ 2 2 4 のラッチ値が「 0 」に変化するが、クロック 2 2 での 2 段目移動平均フィルタ部のラッチ値が「 1 」に変化するので、一定区間における、データラッチ 2 2 4 の出力の「 1 」の値を持つセルの数は変化しない。すなわち、クロック 1 8 おける「 1 」の入力（図 1 2（C））とクロック 1 9 における「 1 」の入力（図 1 2（B））では、その結果は等しい。これはノイズシェーピング機能が働くことと等価である。

【 0 0 6 3 】

したがって、シフトレジスタ 1 1 3 a のタップ数を調整することによってノイズシェーピングを機能させることが可能である。すなわち、データラッチ 1 1 2 a がジッタの影響を受けた場合には、加算器 1 1 4 a の出力値に時間のずれ（位相差）が生じるが、この位相差とデータラッチ 2 2 4 のタイミングとの間で整合性が保たれている限り累積値に差異は生じないため、ノイズシェーピングが機能する。例えば、ダウンサンプリングの倍数となるようにシフトレジスタ 1 1 3 a のタップ数を選定することができる。

【 0 0 6 4 】

図 1 3 は図 1 1 の構成において、第二段移動平均フィルタ 2 2 のサンプリング周波数を $f_s (1/5)$ とした場合の例を示している。この場合には、第二段移動平均フィルタ 2 2 のデータラッチ 2 2 4 の累積値（カウンタ 2 2 5 a の値）が、クロック 1 8 及び 1 9 部分におけるジッタの有無に拘わらず「 3 」である。クロック 1 8 における「 1 」の入力（図 1 3（C））とクロック 1 9 における「 1 」の入力（図 1 3（B））では、その累積値は等しい（図 1 3（A）及び同（B）参照）。

【 0 0 6 5 】

図 1 4 は図 1 1 の構成において、シフトレジスタの 1 1 3 a のタップ数（段数）を 4 段とし、更に後段のデータラッチ 2 2 4 のサンプリング周波数を $f_s (1/5)$ とした場合の例を示している。被測定信号がジッタ（信号の時間軸のゆらぎ）等の影響を受け、クロック 1 8 及び 1 9 部分で入力値にビットの入れ替わりが生じた場合を示している。ジッタが生じない場合（図 1 4（B））には、2 段目移動平均フィルタ 2 2 のデータラッチ 2 2 4 の出力を一定区間で累積したカウンタ 2 2 5 a の値は「 2 」であるが、ジッタが生じてクロック 1 8 と 1 9 のデータラッチ 1 1 2 a の出力値「 1 」と「 0 」が入れ替わると後段のデータラッチ 2 2 4 の累積値（カウンタ 2 2 5 a の値）は「 3 」となる（図 1 4（C））。これはジッタの影響によってノイズが生じたことに相当する。クロック 1 8 における「 1 」の入力とクロック 1 9 における「 1 」の入力では、後段の累積値に対する影響（寄与）が異なっている。

【 0 0 6 6 】

したがって、ダウンサンプリングの間隔（サンプリング周波数）、一連のデータ列の時間軸とダウンサンプリングタイミングの時間軸との位相差（サンプリング位置のシフト）の調整などによって S/N を改善することが可能である。例えば、ダウンサンプリングの倍数となるようにシフトレジスタ 1 1 3 a のタップ数を選定したり、シフトレジスタ 1 1 3 a のタップ数の約数の 1 つからダウンサンプリング周期を選定することができる。

【 0 0 6 7 】

勿論、上述のデータシフト量（フィルタのタップ数）及びダウンサンプリングのサンプリング周波数（周期）の両方を調整しても良い。

【 0 0 6 8 】

10

20

30

40

50

以上のように、図 11 の構成の場合、測定時の ± 1 カウント誤差が補正されないためにノイズシェーピング効果を得ることができず、 ± 1 カウント誤差はそのまま伝播することがわかる。この際生じる ± 1 カウント誤差は、 $\pm 4760 \text{ Hz}$ (サンプリング周波数と同じ値) の入力誤差に相当する。これがそのまま後段のブロックへ伝播することから、 ± 1 カウント誤差は移動平均フィルターで平滑化された形で出力されることになる。

【0069】

± 1 カウント誤差の出力に与える影響の絶対値はインパルス応答の最大値として、移動平均フィルターのタップ数と動作クロックから概算することができ、 $4760 \text{ Hz} \div (128 \times 16) = 2.3 \text{ Hz}$ となる。一方、ノイズシェーピング効果が得られる場合の誤差の絶対値(理論値)は、 $(1 / (4760)) \div ((5 + 256 \times 4 + 128 \times 16) \div 4760) = 0.02 \text{ Hz}$ である。よって第3実施例によれば、出力信号のSN比を著しく向上させることが分かる。

10

【0070】

なお、上述した第3実施例においては、説明の便宜上カウンタフィルター部11を1ビット信号処理(ビットストリーム)の回路構成としたが、これに限定されるものではない。カウンタフィルター部11は図4の構成と同様に複数ビットの信号処理系で構成することが出来る。

【0071】

上記実施例(チューニング)は第一段移動平均フィルタと第二段移動平均フィルタ間のダウンサンプリングの例で説明したが、第二段移動平均フィルタと第三段移動平均フィルタとの間でも同様のことが言える。また、ダウンサンプリングを行う多段構成の移動平均フィルタの任意の段間においても同様のことが言える。

20

【0072】

従って、実施例3に示すように、データシフト及びサンプリング周波数(周期)のうち少なくともいずれかを調整することによってデータ列の一定区間における累積値が一定値となるようにして量子化誤差によるノイズの発生を抑制することが可能となる。例えば、水晶発振子を用いたセンサなどの場合には、予め発生する被測定信号の周波数、周波数の変動範囲などの被測定信号の性質が分かっているので、多段移動平均フィルタの前段移動平均フィルタにおけるデータ遅延段数及び後段移動平均フィルタにおけるサンプリング周波数のうち少なくともいずれかを調整することによって周波数測定装置のS/Nを改善することができる。

30

【0073】

(応用装置)

本発明の周波数測定装置を各種共振周波数変化型センサーに用いると、小型化、軽量化、高分解能化、低コスト化が可能となる。また、各種センサーの集積化、プラットフォーム化に好適である。また、ニオイセンサー、ガスセンサー、バイオセンサー用トランスデューサーアレイ、QCMデバイス、圧力センサー、加速度センサー等に用いて好適である。

【0074】

(実施例の効果)

以上説明したように、本発明の第1実施例では短ゲートタイムカウント法においてローパスフィルタを多段移動平均フィルタで構成し、前段から後段にかけてダウンサンプリングを行うので、あるいは少なくとも途中の一段でダウンサンプリングを行うので、短ゲートカウンタと多段移動平均フィルタの構成に比べシフトレジスター数を削減することができる。

40

【0075】

また、第2実施例においては、短ゲートタイムカウンターと一段移動平均フィルタがビットストリーム化されているので更に回路構成が簡単となり、また、高速動作が可能となって好ましい。

【0076】

50

また、本発明の第3実施例においては、短ゲートタイムカウント法とダウンサンプリングを行う多段移動平均フィルターを組み合わせた周波数測定装置において、移動平均フィルタのタップ数とサンプリング間隔が調整されるので、SNが向上して好ましい。

【0077】

また、実施例（短ゲートタイムカウント法のカウンタ）では、ダウンサンプリング後もノイズシェーピングを機能させることができるため、ノイズシェーピングが機能していない他の手法に比べ、ダウンサンプリング前に必要なローパスフィルターに高い性能を必要としないのでダウンサンプリング前のローパスフィルターについても簡略化できる（ダウンサンプリング前後のローパスフィルターを含めた全体としての性能が十分であれば良い。）。そのため、ローパスフィルターの構成を簡素化できる。

10

【0078】

また、本方式周波数測定装置を備えたセンサなどの装置は、周波数測定装置の回路規模が小さく実装が容易なため、装置を小型化、高精度化、軽量化、低消費電力化、低コスト化が可能となって具合がよい。

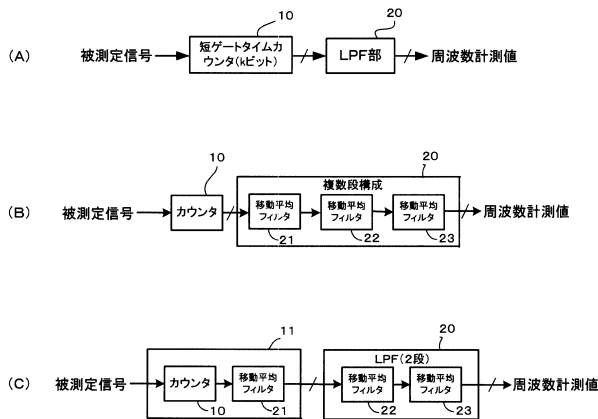
【符号の説明】

【0079】

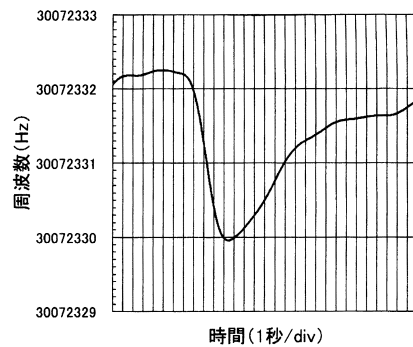
10 短ゲートカウント部、11 カウントフィルター部、20 ローパスフィルター部、21 初段移動平均フィルター、22 第二段移動平均フィルター、23 第三段移動平均フィルター、111 アップカウンタ、112, 112a データラッチ、113, 113a シフトレジスタ、114 減算器、114a 加算器、221 累算器、222a, 222b, 222c シフトレジスタ、223 減算器、224 データラッチ、225 アップダウンカウンタ、225a アップカウンタ、231 累算器、232, 232a, 232b, 232c シフトレジスタ、233 減算器、234 データラッチ

20

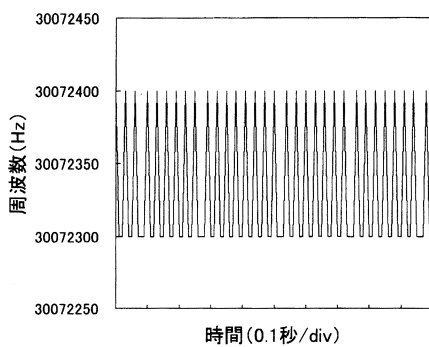
【図1】



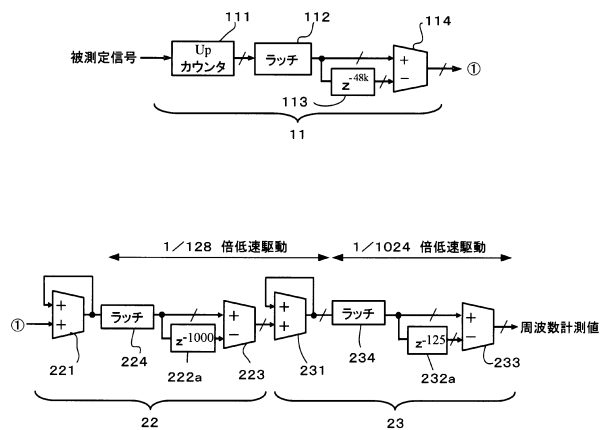
【図3】



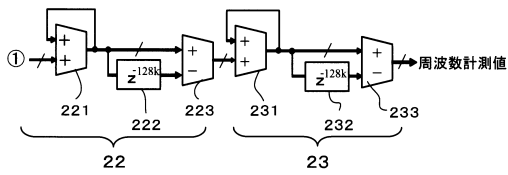
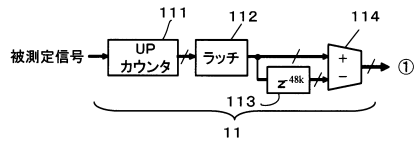
【図2】



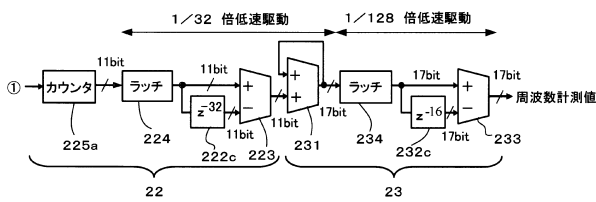
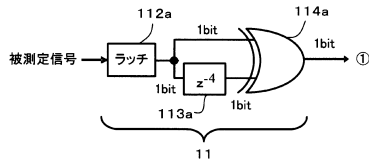
【図4】



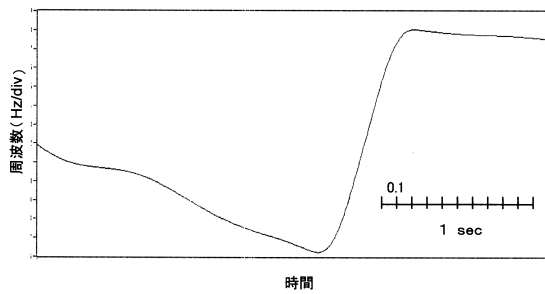
【図5】



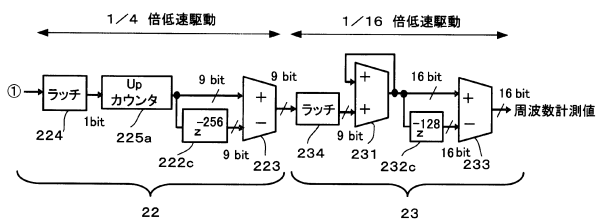
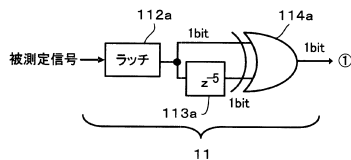
【図6】



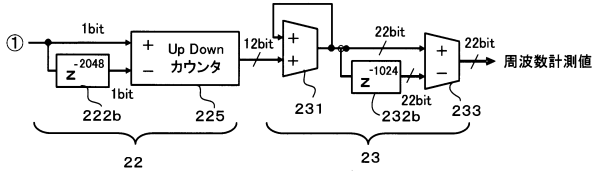
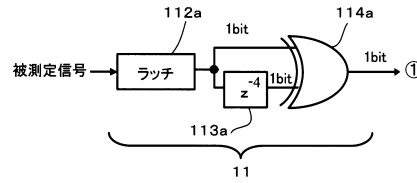
【図9】



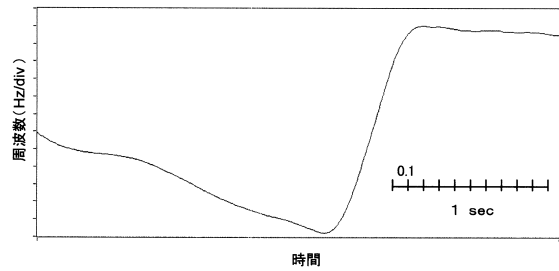
【図10】



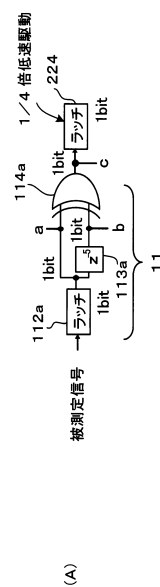
【図7】



【図8】



【図11】



クロック	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34				
振動カウンタ部のラッチ	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	
a	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	
b	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*
c	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	
2段目移動平均フィルタ部のラッチ	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	
クロック	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34				
振動カウンタ部のラッチ	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	
a	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	
b	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*
c	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*
2段目移動平均フィルタ部のラッチ	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*

(A)

(B)

(C)

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平 1 - 2 6 9 2 9 7 (J P , A)
特開平 7 - 5 5 5 5 4 (J P , A)
特開 2 0 0 0 - 3 0 7 3 8 4 (J P , A)
特開 2 0 0 2 - 5 7 5 8 3 (J P , A)
特開 2 0 0 6 - 1 6 5 9 1 2 (J P , A)
特開 2 0 0 8 - 1 4 7 8 3 7 (J P , A)
特開平 1 1 - 1 5 4 9 2 1 (J P , A)

- (58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

G01R 23/15