

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5517033号  
(P5517033)

(45) 発行日 平成26年6月11日(2014.6.11)

(24) 登録日 平成26年4月11日(2014.4.11)

(51) Int.Cl.

GO 1 R 23/10 (2006.01)

F I

GO 1 R 23/10

H

請求項の数 6 (全 24 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2009-123749 (P2009-123749)</p> <p>(22) 出願日 平成21年5月22日 (2009.5.22)</p> <p>(65) 公開番号 特開2010-271210 (P2010-271210A)</p> <p>(43) 公開日 平成22年12月2日 (2010.12.2)</p> <p>審査請求日 平成22年1月29日 (2010.1.29)</p> <p>前置審査</p>	<p>(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</p> <p>(74) 代理人 100079108 弁理士 稲葉 良幸</p> <p>(74) 代理人 100080953 弁理士 田中 克郎</p> <p>(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</p> <p>審査官 吉田 久</p>
--	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 周波数測定装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

パルス信号を含む被測定信号を所定のサンプリング周波数で計数し、前記パルス信号を含む被測定信号の周波数に対応した2値の計数値を出力する1ビットのカウンター部と、前記2値の計数値をフィルタリング処理するローパスフィルター部と、

前記カウンター部と前記ローパスフィルター部との間に設けられて、前記被測定信号の周波数の増減に対応した前記ローパスフィルター部の出力の増減方向に基づく反転/非反転指令に応じて前記2値の計数値を反転又は非反転させる反転/非反転調整部と、を備え、

前記ローパスフィルター部は、第一段目のフィルター及び第二段目のフィルターを含み、

10

前記第一段目のフィルターは、前記計数値が入力され、高周波成分を低減した2値の出力をなす移動平均フィルターであり、

前記第二段目のフィルターは、前記2値の出力に対して平均値演算を行って高周波成分を低減した出力をなし、

前記所定のサンプリング周波数が前記被測定信号の周波数の変化幅より大きく、かつ前記サンプリング周波数を前記移動平均フィルターのタップ数で割り算した値が前記被測定信号の周波数の変化幅よりも大きくなるように設定された周波数測定装置。

【請求項2】

前記カウンター部において、前記被測定信号の周波数の変化幅と前記サンプリング周波

20

数との組合せが予め得られたパターン雑音強度分布に基づくものである、請求項 1 に記載の周波数測定装置。

【請求項 3】

前記第一段目のフィルターの動作周波数よりも前記第二段目のフィルターの動作周波数が低い、請求項 1 又は 2 に記載の周波数測定装置。

【請求項 4】

前記第二段目のフィルターは、移動平均フィルターである、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】

前記第二段目のフィルターの後段に、更に、一段もしくは複数段の移動平均フィルターが設けられる、請求項 1 乃至 4 のいずれかに記載の周波数測定装置。

10

【請求項 6】

前記第二段目の移動平均フィルターの後段に D A 変換部が設けられる、請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載の周波数測定装置。

【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。

20

【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

30

【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】

出願人は、上記に加え新たな提案として、短ゲートタイムカウント方式による周波数測定装置の研究開発を行っている。

【0005】

その周波数カウント方式は、被測定信号であるパルス信号を含む信号を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いて周波数変化成分を抽出するようにしたもの（フィルタリング処理）で、時間分解能・周波数分解能ともに大幅に改善することができる。本方式の周波数カウンターは、カウンター回路と小規模な演算回路で構成され、回路規模の増大を抑えつつマルチチャンネル（channel）化が容易という特長を持つ。また、サンプリング周波数（カウンター回路のゲート時間の逆数）を高めるほど分解能が向上する等の特徴がある。

40

【0006】

上記高周波成分を取り除くためにローパスフィルターが使用される。例えば、ローパスフィルター部の構成としてデジタルフィルターを用いる場合、メモリと演算装置が必要になる。ローパスフィルターとして移動平均フィルター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。カウンター回路（後述の短ゲ

50

ートタイムカウンター)はハードウェアとしても単純な構成であるため高速動作に適しているのに対し、フィルター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決定するのは、主にフィルター部の処理能力である。特に、二段以上の移動平均フィルターを用いる場合、多ビットの情報を処理する必要が生じるため回路が複雑化する。かかる部分の回路が簡素化されれば、高速動作化、リアルタイム処理、低消費電力化が可能となる。

【0007】

本発明の一態様の周波数測定装置は、ローパスフィルター部等の回路を可及的に簡素化し、回路動作の高速化と低消費電力化を可能とした周波数測定装置を提供するものである。

10

【0008】

また、本発明の一態様の周波数測定装置は、被測定信号が2値レベルであるパルス列信号(例えば、ビットストリーム信号)であるとき、当該周波数測定装置をより簡易に構成することを可能としたものである。

【0009】

また、本発明の一態様の周波数測定装置は、出力をビットストリーム化(シリアルデジタル出力化)した周波数測定装置において、二段以上のフィルターよりなるローパスフィルター部等の回路を可及的に簡素化し、回路動作の高速化と低電力化を可能としたものである。

【課題を解決するための手段】

20

【0010】

本発明の周波数測定装置の一態様は、パルス信号を含む被測定信号を所定のサンプリング周波数で計数し、上記パルス信号を含む被測定信号の周波数に対応した2値の計数値を出力する1ビットのカウンター部と、上記2値の計数値をフィルタリング処理するローパスフィルター部と、上記カウンター部と上記ローパスフィルター部との間に設けられて、上記被測定信号の周波数の増減に対応した上記ローパスフィルター部の出力の増減方向に基づく反転/非反転指令に応じて上記2値の計数値を反転又は非反転させる反転/非反転調整部と、を備え、上記ローパスフィルター部は、第一段目のフィルター及び第二段目のフィルターを含み、上記第一段目のフィルターは、上記計数値が入力され、高周波成分を低減した2値の出力をなす移動平均フィルターであり、上記第二段目のフィルターは、上記2値の出力に対して平均値演算を行って高周波成分を低減した出力をなし、上記所定のサンプリング周波数が上記被測定信号の周波数の変化幅より大きく、かつ上記サンプリング周波数を上記移動平均フィルターのタップ数で割り算した値(ダイナミックレンジ)が上記被測定信号の周波数の変化幅よりも大きくなるように設定される。それにより、カウンター部及び移動平均フィルターで桁変動が生じないためビットストリーム(2値信号列)として信号を処理することができる。

30

本発明の周波数測定装置の参考例は、パルス信号を含む信号(被測定信号)を所定の時間(所定のサンプリング周波数)で計数し、上記パルス信号を含む信号の周波数に対応した2値の計数値を出力するカウンター部と、上記計数値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、第一段目のフィルター及び第二段目のフィルターを含み、上記第一段目のフィルターは、上記計数値が入力され、高周波成分を低減した2値の出力をなす移動平均フィルターであり、上記第二段目のフィルターは、上記2値の出力に対して平均値演算を行って高周波成分を低減した出力をなす。ここで、フィルタリング処理は、短ゲートタイムカウンター部の出力から不要成分(高周波成分)を取り除いて目的成分(被測定信号の周波数変化成分)を抽出する処理である。

40

【0011】

かかる構成とすることによって、カウンターの入力部からローパスフィルターの一段目移動平均フィルターの出力部まで、信号の流れをビットストリーム化し、更にローパスフィルター部の平均値演算回数を減らして構成を簡易化することが可能となる。これにより、回路の簡易化、高速化、低消費電力化を図ることが可能となる。

50

## 【0012】

上記カウンタ部が1ビットカウンタであることが望ましい。それにより、ビットストリーム（一連の2値出力）の計数出力が得られる。

上記カウンタ部において、上記被測定信号の周波数変化範囲と上記サンプリング周波数との組合せが予め得られたパターン雑音強度分布に基づくものであることが望ましい。それにより、出力のSN比を改善することが可能となる。

上記一段目のフィルターの動作周波数よりも上記第二段目のフィルターの動作周波数が低いことが望ましい。一段目の移動平均フィルターによって高周波成分が減少するので、その後段のフィルタのサンプリング周波数（あるいは動作周波数）を下げててもフィルタ特性の劣化は少ない。第二段目のフィルター出力の動作を第一段目のフィルター出力の動作よりも下げることによって回路の簡易化、低消費電力化が可能となる。

10

## 【0013】

上記第二段目のフィルターは、移動平均フィルターであることが望ましい。

## 【0014】

上記第二段目のフィルターは、区間平均値を計算するためのアップカウンタを含む、ことが望ましい。アップカウンタは加算のみであり、アップダウンカウンタのように減算を行わないので、回路構成が簡単であり、高速動作が可能である。

## 【0015】

上記アップカウンタは、非同期カウンタ又はグレイコードカウンタを含むことが望ましい。これ等カウンタはアップダウンカウンタよりも、回路構成が簡単で動作が速い。また、回路の消費電力が少なくて済む利点がある。

20

## 【0016】

上記カウンタ部の一部及び上記一段目の移動平均フィルターが、ラッチ回路と、シフトレジスタ回路と、排他的論理和回路によって構成される。それにより、簡易な回路構成で1ビットカウンタ及び移動平均フィルターが簡易な構成で得られる。

## 【0017】

上記周波数測定装置は、更に、上記カウンタ部の出力端から上記ローパスフィルター部の出力端までの間に設けられて、供給される反転/非反転指令に応じて2値出力の列を反転又は非反転する反転/非反転調整部と、を備えることが望ましい。それにより、カウンタの2値出力が補数状態で出力された場合に修正されるので具合がよい。

30

## 【0018】

また、本発明の周波数測定装置は、更に、被測定信号の周波数を増加又は減少させると共にこれに対応して上記カウンタから出力されるカウント値の増減方向を判別し、該判別結果に基づいて該カウンタのカウント値の正逆に対応した反転/非反転指令を出力する極性判別回路（判定部）とを含む。

## 【0019】

被測定パルス列信号の周波数変化が少ない場合には1ビットのカウンタでカウンタ部をより簡易に回路構成することが可能であるが、この場合には、カウントしている“0”と“1”の値が大小（真値）を意味しているのか、補数を意味するのかが不明であるので、極性判別回路によってパルス列信号の周波数を一方向に変化させ、これに対応してカウント値が増加したか減少したかを判別することによってカウント値の意味（真値か、補数値か）を判別可能とする。

40

## 【0020】

上記二段目移動平均フィルターの後段に一段もしくは複数段の移動平均フィルターが設けられる、ことが望ましい。それにより、より良いローパスフィルター特性が得られる。

## 【0021】

上記二段目移動平均フィルターの後段にDA変換部が設けられる、ことが望ましい。それにより、より良いローパスフィルター特性が得られる。

## 【0022】

上述した周波数測定装置は、水晶振動子を用いたQCM(Quartz Crystal Microbalance

50

)法を使用することで、振動子基板表面の微量の質量変化を周波数変化に変換するようにしたＱＣＭデバイス、例えば、質量センサ、ニオイセンサ、ガスセンサ、バイオセンサ等に使用して好適である。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 2 3 】

【図 1】 1ビット出力の短ゲートタイムカウンターの出力の正逆を補正する回路を備えた短ゲートタイムカウント方式の周波数測定装置の例を説明するブロック図である。

【図 2】 短ゲートタイムカウンターの回路簡略化の過程を説明する説明図である。

【図 3】 ビットストリーム構成の 1ビットカウンターと移動平均フィルターの構成例を説明するブロック図である。

10

【図 4】 移動平均フィルターの構成例を示すブロック図である。

【図 5】 1ビット短ゲートカウンター＋一段移動平均フィルターの等価回路化を説明するブロック図である。

【図 6】 1ビット短ゲートカウンター＋一段移動平均フィルターの等価回路化を説明するブロック図である。

【図 7】 1ビット短ゲートカウンター＋一段移動平均フィルターの等価回路化を説明する説明図である。

【図 8】 1ビット短ゲートカウンター＋一段移動平均フィルターの等価回路化を説明する説明図である。

【図 9】 1ビット短ゲートカウンター＋一段移動平均フィルターの等価回路化を説明する説明図である。

20

【図 10】 短ゲートカウンター＋一段移動平均フィルターの出力例（周波数変化大の例）を示すグラフである。

【図 11】 短ゲートカウンター＋一段移動平均フィルターの出力例（周波数変化小の例）を示すグラフである。

【図 12】 短ゲートカウンター＋一段移動平均フィルターの出力例（タップ数調整例）を示すグラフである。

【図 13】 短ゲートカウンター＋一段移動平均フィルターの出力例（サンプリング周波数調整例）を示すグラフである。

【図 14】 パターン雑音を説明する説明図である。

30

【図 15】 一段移動平均フィルター出力におけるダイナミックレンジを説明する説明図である。

【図 16】 一段移動平均フィルターの出力レンジとカウント値の対応を説明する説明図である。

【図 17】 一段移動平均フィルターの出力レンジの偶数奇数の対応を説明する説明図である。

【図 18】 一段移動平均フィルター出力レンジにおけるカウント値の正逆の対応を説明する説明図である。

【図 19】 短ゲートカウンター＋一段移動平均フィルター＋アナログフィルター構成の例を説明するブロック図である。

40

【図 20】 短ゲートカウンター＋一段移動平均フィルター＋アナログフィルターの出力例（動作点パラメータ 0 . 3 3 6）を示すグラフである。

【図 21】 短ゲートカウンター＋一段移動平均フィルター＋アナログフィルターの出力例（動作点パラメータ調整例）を示すグラフである。

【図 22】 短ゲートカウンター＋二段移動平均フィルター構成の例を説明するブロック図である。

【図 23】 短ゲートカウンター＋二段移動平均フィルターの出力例（動作点パラメータ 0 . 3 3 6）を説明するグラフである。

【図 24】 短ゲートカウンター＋二段移動平均フィルターの出力例（動作点パラメータ調整例）を説明するグラフである。

50

【図 25】ローパスフィルター部 20 の二段目移動平均フィルターをアップダウンカウンタを使用して構成した例を示すブロック図である。

【図 26】ローパスフィルター部 20 の二段移動平均フィルターの出力例を説明する説明図である。

【図 27】不感期間のある場合の二段移動平均フィルターの出力例（区間平均値）を説明する説明図である。

【図 28】不感期間のない場合の二段移動平均フィルターの出力例（区間平均値）を説明する説明図である。

【図 29】二段目の移動平均フィルターをアップカウンターを使用して構成した例を示すブロック図である。

10

【図 30】図 29 の制御部の構成例を説明する説明図である。

【図 31】二段目の移動平均フィルターにグレイカウンターを使用して構成した例を示すブロック図である。

【図 32】ローパスフィルターに二段移動平均フィルターを使用した出力例を示すグラフである。

【図 33】実施例の二段目の移動平均フィルターで間引きを行った場合の出力例を示すグラフである。

【図 34】二段目の移動平均フィルターに非同期カウンターを使用して構成した例を示すブロック図である。

【図 35】図 34 に示す構成における被測定周波数とアナログ出力例（不感期間無）を示すグラフである。

20

【図 36】図 34 に示す構成における被測定周波数とアナログ出力例（不感期間無、不感期間有）を示すグラフである。

【発明を実施するための形態】

【0024】

以下、本発明の実施例について図面を参照して説明する。

【0025】

本発明の短ゲートタイムカウント方式の周波数測定装置では、被測定信号の入力部から一段移動平均フィルターの出力部までの信号の流れをビットストリーム化（2 値信号の出力列）する。また、2 値出力の回路で処理すべく、当該ビットストリーム部分において桁上げ、桁下げが生じないように、被測定信号周波数、サンプリング周波数、動作点パラメータ、一段移動平均フィルターのタップ数、ダイナミックレンジ等のパラメーターが調整される。

30

【0026】

後述するように、動作点パラメータは、次のように定義される。

動作点パラメータ = 被測定周波数 ÷ サンプリング周波数 -  $\text{Int}(\text{被測定周波数} \div \text{サンプリング周波数})$  ただし、 $\text{Int}(c)$  は  $c$  の整数部を返す関数である。定義式より、動作点パラメータの値は 0 ~ 1 の間の値を取る。動作点パラメータはパターン雑音レベルに関係する。

【0027】

ダイナミックレンジは「サンプリング周波数 ÷ 移動平均フィルターのタップ数」として定義する。ダイナミックレンジ内に被測定信号の周波数変化を収めれば、移動平均フィルターの出力に桁上がり（オーバーフロー）、桁下がり（アンダーフロー）が生じない。

40

【0028】

（実施例 1）

まず、本願で説明する短ゲートタイムカウント方式は、供給されるパルス列信号を短いゲート時間で連続的に計数して該パルス列信号の周波数に対応したパルス列状に振る舞う一連のカウント値を得て、この一連のカウント値から高周波成分を除去して供給されるパルス列信号の周波数に対応する一連の信号を得ることによって周波数変化を抽出するものである。かかる短ゲートタイムカウント方式の基本については、既述した特願 2008 -

50

099721号に回路構成や動作について詳細に説明されている。また、1ビットカウンタで短ゲートタイムカウント方式の周波数測定装置を構成した例が特願2008-099728号に説明されている。

【0029】

図1は、短ゲートタイムカウント方式を使用して1ビット(2値)出力のカウンタで周波数測定装置を構成する例を説明するブロック図である。

【0030】

同図に示すように、短ゲートタイムカウンタ部10、ローパスフィルタ部20及び反転/非反転部80等によって周波数測定装置が構成されている。

【0031】

短ゲートタイムカウンタ部10は、図示しないQCMデバイスの水晶発振器などから供給される被測定信号(パルス列信号)の周波数を1ビット出力のカウンタで所定のゲート時間で連続的に計数してビットストリーム(一連の2値出力)の計数出力を発生する。信号源の周波数変化範囲が既知である場合、短ゲートカウンタ部10のサンプリング周波数を適宜に設定することによって1ビットのカウンタにおいて桁上がりの生じない動作をさせることが可能である。このような条件下では、1ビットのカウンタで測定結果を得ることが出来る。

【0032】

後述するように、例えば、簡略化された短ゲートタイムカウンタ部10は、サンプリング周波数 $f_s$ で動作するデータラッチと、1ビット出力の2進カウンタと、タップ数 $m$ の移動平均フィルタとを含んで構成される。

【0033】

ローパスフィルタ部20は、短ゲートタイムカウンタ部10が出力するビットストリーム信号の計数出力から高周波成分を除去(フィルタ処理)して周波数変化に対応した計測値を出力する。フィルタ処理は、その中に含まれている不要なものを取り除き、目的とする情報を取り出す処理である。

【0034】

後述するように、1ビットカウンタの出力は、その「0」と「1」の列が計数値の大小に対応している場合(正出力の場合)と、出力値列が逆(補数)となっている場合(補数出力)とがある。これは、例えば、手動によって被測定信号の周波数を増加又は減少させ、これに対応して計数値が増加又は減少した場合には、出力値は入力周波数に正しく対応していると判別できる。また、被測定信号の周波数を増加又は減少させ、計数値が減少又は増加した場合には、出力値は補数出力になっていると判別できる。

【0035】

反転/非反転部80は、上記極性の判別結果に基づいて短ゲートタイムカウンタ部10の2値出力を反転又は非反転としてローパスフィルタ部20に中継する。これにより、1ビットカウンタを用いた周波数測定装置であっても、正しい周波数計数値を得ることができる。

【0036】

図1(B)は、上述したカウンタ出力の補数判別・修正を自動的に行うようにした短ゲートタイムカウント方式の周波数測定装置の例を示している。

同図において、図1(A)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。

【0037】

上述したように、1ビット出力の2進カウンタでサンプリングを行い計数値を出力した場合には、1ビットの情報では、カウント値の0と1の出力がカウント値の大小に対応しているのか、補数の関係なのかを判断することが出来ない。そこで、この実施例ではビット判定部70を更に設けている。他の構成は図1(A)と同様である。

【0038】

判定部70は、例えば、コンピュータシステムに制御プログラムによって実行される機

10

20

30

40

50

能として構成される。判定部 70 (より正確にはコンピュータ) は所定イベントの発生に応じて動作する。判定部 70 は、まず、up/down 信号によって信号源 10 の発振周波数を増減させる。これに対応してローパスフィルタ部 20 の出力が増減する場合には、カウンタ部 10 の「0」と「1」の出力がカウント値の大小に対応していると判別する。

【0039】

また、信号源 10 の発振周波数を増減させ、これに対応してローパスフィルタの出力が増減する場合には、カウンタ部 10 の「0」と「1」の出力が補数の関係(出力が逆)になっていると判別する。補数の関係になっている場合には、判定部 70 は補数判別信号を反転/非反転部 80 に与え、カウンタ部 10 の「0」と「1」の出力を反転させてローパスフィルタ部 20 に中継させる。

10

【0040】

なお、判定部 70 がモニタする出力は、ローパスフィルタ部 20 の出力の他、カウンタ部 10 の出力や反転/非反転部 80 の出力であっても良い。

【0041】

次に、1ビット(2値)出力のカウンターを使用する短ゲートタイムカウント方式の周波数測定装置の回路簡略化について説明する。

【0042】

図 2 (A) 乃至同図 (G) は、周波数測定装置の回路簡易化過程の各段階を示している。各図において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。

【0043】

20

まず、図 2 (A) に示すように、基本的な短ゲートタイムカウント方式の周波数測定装置は、被測定信号(QCMデバイスの水晶発振器等から供給されるパルス列信号)を所定サンプリング周波数で計数するkビット出力のカウンター部 10 と、カウンタ部 10 が出力する連続的なカウント値列から高周波成分を除いて周波数変化成分を抽出するローパスフィルタ部 20 を備えている。

【0044】

同図 (B) は、短ゲートタイムカウンタ部 10 が1ビット出力カウンタで構成されている。被測定信号の周波数変化範囲は既知であるか、余裕を見た十分大きい変化範囲(変化範囲がaで範囲幅のバラツキがbであるとき、例えば、 $a + 3b$ 等)を仮定する。例えば、既述QCMデバイスの水晶発振器等では予め周波数変化範囲が判っているものがある。このため、後述するように、計数結果に桁上がり、桁下がりが生じないようにサンプリング周波数が予め選定(周波数変化範囲<サンプリング周波数)されている。この条件下では、短ゲートタイムカウンタ部 10 として1ビットカウンタを使用することができる。1ビットカウンタ 10 の連続な2値の出力をローパスフィルタ部 20 で信号処理する。

30

【0045】

同図 (C) に示すように、1ビットのカウンタは、例えば、サンプリング周波数で動作するラッチ 11 と、1ビットのカウンタとして機能するカウント計算部 12 によって構成することができる。1ビットのカウンタは、保持値が「0」のときに「0」が入力されると、出力は「0」、保持値が「0」のときに「1」が入力されると、出力は「1」、保持値が「1」のときに「0」が入力されると、出力は「1」、保持値が「1」のときに「1」が入力されると、出力は「0」となる。ローパスフィルタ部 20 は、例えば、3段の移動平均フィルタ 21 ~ 23 によって構成することができる。

40

【0046】

同図 (D) に示すように、ローパスフィルタ部 20 の三段移動平均フィルタ 21 ~ 23 のうち一段目 21 を1ビットカウンタ部 10 側に移動しても回路的に同じである。

【0047】

同図 (E) に示すように、残りのローパスフィルタ部 20 はローパスフィルタとして機能するものであればよい。後述するように、デジタルフィルタでもアナログフィルタであっても所要の特性が得られればよい。

50



## 【 0 0 4 8 】

図3は、図2(C)乃至同図(E)に示した、ラッチ部11、カウント値計算部12、移動平均フィルター21の具体的な構成例を示している。1ビットカウンターは、1個のラッチ11、1個のレジスタ $z^{-1}$ と1個の排他的論理和回路によって構成することができる。移動平均フィルター21は、1ビット $m$ タップ( $m$ 段)のシフトレジスタ $z^{-m}$ とアップダウンカウンターによって構成することができる(後述の図4)。

## 【 0 0 4 9 】

図2(F)は、上述した、カウント値計算部12と移動平均フィルター21とを簡略化した、後述のカウント/フィルター部13で構成した例を示している。

## 【 0 0 5 0 】

更に、同図(G)に示すように、1ビット出力のカウンタ部10を使用する場合(あるいは2値信号のビットストリームで信号処理をする場合)には、出力が補数状態となる場合があるので、カウント/フィルター部13の後段(一段目移動平均フィルターの出力に相当)に前述した反転/非反転部80を設け、適宜にカウント出力の反転/非反転を行うようにしている。反転/非反転部80の動作は、判定部70によって制御される(図1参照)。このようにして、正しい計数值出力を維持することができる。

## 【 0 0 5 1 】

同図(H)は、反転/非反転部80をカウント値計算部12と移動平均フィルター部21との間に設けた例を示している。また、図示しないが、反転/非反転部80をローパスフィルター部20の後段に設けても良い。このように、反転/非反転部80は都合の良い位置に配置することができる。

## 【 0 0 5 2 】

図4は、移動平均フィルター21の構成例を示している。移動平均フィルター21は、1ビット $m$ タップ( $m$ 段)のシフトレジスタ $z^{-m}$ と、カウント値計算部12の出力を増加入力(+)に受け、シフトレジスタ $z^{-m}$ の出力を減少入力(-)に受けるアップダウンカウンターとによって構成することができる。

## 【 0 0 5 3 】

図5(A)は、図4に示される移動平均フィルター(アップダウンカウンター形式)21を、 $m$ タップのシフトレジスタ、排他的論理和回路、1タップのシフトレジスタ、排他的論理和回路、によって構成した例を示している。ビットストリーム演算の場合、インクリメントとデクリメントは同じ結果となることから、アップダウンカウンターは排他的論理和と等価である。

## 【 0 0 5 4 】

更に、同図(B)は、同図(A)のカウント値計算部12及び移動平均フィルター21の部分、その等価回路である $m$ タップのシフトレジスタ $z^{-m}$ と排他的論理和回路とに置き換えた例を示している。

## 【 0 0 5 5 】

図6乃至図9は、図5(A)の論理回路と同図(B)の論理回路が等価であることを説明する図である。図6(A)及び同図(B)に示すように各部の信号 $A(i) \sim J(i)$ を設定すると、図9に示すように、 $G(i) = A(i) + A(i - n) = J(i)$ として求められる。

## 【 0 0 5 6 】

この結果を利用すると、図2(F)に示したように、カウント計算部12と移動平均フィルター21の機能を同等機能を有する簡略化されたカウント/フィルター回路13(図5(B))に置き換えることができる。

## 【 0 0 5 7 】

次に、上述したビットストリーム(シリアルデジタルデータ)信号を処理する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選定すべきパラメータ(ダイナミックレンジ、動作点パラメータ)について説明する。ダイナミックレンジは短ゲートタイムカウント方式のカウンタ部10における、桁上がり・桁下がりの発生に関連する。動作点パラメ

10

20

30

40

50

ータはパターン雑音の発生・雑音レベルに関連する。

【 0 0 5 8 】

まず、ビットストリーム信号処理において桁上がり、桁下がりが生じない条件について説明する。

【 0 0 5 9 】

図 1 0 は、図 2 ( E ) に示す、短ゲートタイムカウンタ部 ( 1 ビットカウンタ + 一段移動平均フィルタ ) 1 0 において、例えば、サンプリング周波数 1 k H z、動作点パラメータ 0 . 2 8 3 付近、一段目移動平均フィルタ 2 1 のタップ数 1 0 0 とした場合の、出力例 ( 一段移動平均フィルタ ) を示している。図示のように比較的大きい周波数変化の被測定信号 ( 図中に太い実線で示されている。 ) が入力されると、桁変動が生じ、  
10  
図中に細線で示されるように出力は多値に及ぶ。

【 0 0 6 0 】

このような桁変動が生じる条件は、「被測定信号周波数変化 > 一段目移動平均フィルタのダイナミックレンジ」である。この場合、ダイナミックレンジは「サンプリング周波数 ÷ 移動平均フィルタのタップ数」で表される。

【 0 0 6 1 】

これを図 1 0 の例に当てはめてみると、周波数変化は約 2 5 H z、サンプリング周波数は 1 k H z、タップ数は 1 0 0 である。ダイナミックレンジは、 $1 \text{ k H z} \div 1 0 0 = 1 0 \text{ H z}$  となる。周波数変化約 2 5 H z > ダイナミックレンジ 1 0 H z より、移動平均フィルタ出力は多値に及ぶ。  
20

【 0 0 6 2 】

図 1 1 は、被測定信号の周波数変化が比較的に少ない場合の例を示している。他は図 1 0 の場合と同条件である。移動平均フィルタ部 2 1 の出力は 2 値に収まっている。このような桁変動が生じない条件は、「被測定信号の周波数変化 < 一段移動平均フィルタのダイナミックレンジ」である。この条件を満たすことによって、ビットストリーム ( 2 値信号列 ) として信号を処理することができる。

【 0 0 6 3 】

具体的に当てはめてみると、周波数変化は約 7 H z である。周波数変化約 7 H z < ダイナミックレンジ 1 0 H z であることから、上の必要条件を満たしており、移動平均フィルタ 2 1 の出力値を 2 値に収めることができる。  
30

【 0 0 6 4 】

図 1 2 は、図 1 0 の被測定信号の周波数変化測定において、タップ数を減らすことでビットストリーム化に対処した例を示す。移動平均フィルタのタップ数を 1 0 0 から 2 5 に減らすことで、 $1 \text{ k H z} \div 2 5 = 4 0 \text{ H z}$  とし、ダイナミックレンジを 1 0 H z から 4 0 H z に上げて上記必要条件を満たしている。

【 0 0 6 5 】

図 1 3 は、図 1 0 の被測定信号の周波数変化測定において、サンプリング周波数を増加することでビットストリーム化に対処した例を示す。カウンタ及び移動平均フィルタの動作を 1 k H z から 3 k H z に引き上げ、 $3 \text{ k H z} \div 1 0 0 = 3 0 \text{ H z}$  とし、ダイナミックレンジを 1 0 H z から 3 0 H z に上げて上記必要条件を満たしている。  
40

【 0 0 6 6 】

以上説明したように、短ゲートカウント法では、ダイナミックレンジに関連するパラメータを適切に選択することによって、桁変化が生じないようにすることができる。被測定信号周波数がダイナミックレンジ内に収まり、カウント値は 2 値となり、情報はビットストリームで表現することができる。

【 0 0 6 7 】

ダイナミックレンジに関連するパラメータとしては、被測定信号周波数、サンプリング周波数  $f_s$ 、一段移動平均フィルタ 2 1 のタップ数  $m$ 、などがある。

【 0 0 6 8 】

図 1 4 は、短ゲートタイムカウント法におけるパターン雑音強度分布の動作点パラメー  
50

タ依存性の例を示している。

【 0 0 6 9 】

前述したように、動作点パラメータは「被測定周波数 ÷ サンプリング周波数 -  $\text{Int}(\text{被測定周波数} \div \text{サンプリング周波数})$ 」として定義される。ただし、 $\text{Int}(c)$  は  $c$  の整数部を返す関数である。

【 0 0 7 0 】

定義式より、動作点パラメータは 0 ~ 1 の間の値を取ることがわかる。短ゲートタイムカウンタ方式では、出力にパターン雑音の発生が見られる。パターン雑音の強度は動作点パラメータの複雑な関数であり、動作点パラメータ 0.5 で対称性を持つ。すなわち、動作点パラメータ 0.5 -  $d$  におけるパターン雑音強度は、動作点パラメータ 0.5 +  $d$  におけるパターン雑音強度に等しいという性質がある ( $0 < d < 0.5$ )。 10

【 0 0 7 1 】

そこで、図 1 4 は、雑音強度と動作点パラメータの関係は、動作点パラメータ 0 ~ 0.5 の範囲で示している。

【 0 0 7 2 】

同図から判るように、動作点パラメータ (被測定周波数とサンプリング周波数の比) が単純な有理数値に近い場合、大きなパターン雑音が発生する。1 次変調においては、出力が周期的系列を生成するような入力値があり、これに近い入力に加えられた場合に発生するパターン雑音が知られているが、これと同じアナロジーである。

【 0 0 7 3 】

しかしながら、変調時におけるパターン雑音の回避方法と、短ゲートタイムカウンタ方式におけるパターン雑音の回避方法では、その思想が異なる。

変調の場合、パターン雑音自体を抑制するために高次の構成や多段の構成とする工夫がなされる。これは、変調を用いた AD 変換器ではダイナミックレンジと同程度の入力信号変化を扱うことに起因する。短ゲートタイムカウンタ方式の場合、入力信号変化の幅をダイナミックレンジに対してある範囲に収まるように設計することが可能であるため、構成を変更することなく、動作点パラメータの範囲を適宜選ぶことにより有害なパターン雑音を回避することができる。

【 0 0 7 4 】

上記 2 値化の条件選択に際しては、動作点パラメータも適切になるようにパラメータを選ぶことで SN 比を改善することができることが判る。 30

【 0 0 7 5 】

次に、図 1 5 乃至図 1 8 を参照して、上述した、短ゲートタイムカウンタ方式の短ゲートカウンタ出力の反転について説明する。  
を補足する。

【 0 0 7 6 】

図 1 5 は、既述した、短ゲートカウンタ出力及び一段移動平均フィルタ出力をビットストリームとして扱う場合の、サンプリング周波数と移動平均フィルタタップ数とダイナミックレンジの関係を説明するグラフである。

【 0 0 7 7 】

図示のグラフの横軸は時間 (秒)、縦軸は周波数シフト (Hz) である。グラフ中には、ゲート時間を 0.1 秒 (サンプリング周波数 10 Hz) としたときの、短ゲートカウンタの出力 (サンプリング周波数の下限値と上限値との間に細線で示されるパルス状の出力)、移動平均フィルタ (タップ数 5) の出力 (太線で示されるパルス状の出力)、ローパスフィルタの出力 (パルス列内の曲線に示される移動平均フィルタの出力) を示している。以下の図 1 6 乃至図 1 8 においても同じである。 40

【 0 0 7 8 】

既述のように、ダイナミックレンジが「ダイナミックレンジ = サンプリング周波数 ÷ 移動平均フィルタのタップ数」として定義される。この例では、ダイナミックレンジは 2 (= 10 ÷ 5) である。このダイナミックレンジ内に被測定信号の周波数変動が収まって 50

いれば、カウンタに桁上がり桁下がりが生じず、カウンタ部出力（一段移動平均フィルタ出力）は2値出力状態となってビットストリームの出力となる。これは、被測定信号の周波数に対してサンプリング周波数と移動平均フィルターのタップ数の選定によって実現できる。短ゲートタイムカウンタ及び一段移動平均フィルターの部分の信号をビットストリームとすることによって、上述したように同部分の回路構成を論理ゲートなどによって簡略化することができる。後続する回路もデジタル（2値）回路で処理できるので簡略化することができる。

【0079】

図16乃至図18は、カウンタの2値出力が補数かどうかを判別する他の手順を説明するものである。

10

【0080】

まず、図16は、短ゲートカウント値と移動平均フィルター出力値の例（カウント値と移動平均値を整数として扱う場合）を示している。

【0081】

例えば、120Hz～130Hzの間で変化する被測定信号をゲート時間0.1秒（サンプリング周波数10Hz）で測定した場合、短ゲートカウント値は12又は13となる。移動平均の計算は、区間内のカウント値の和をタップ数で除したものであるが、スケールリングを考えない場合はタップ数で除さなくとも良い。タップ数が5の場合、移動平均値として60～65の値のいずれかが出力される。

【0082】

20

図17は、短ゲートカウント値と移動平均フィルター出力値の例（カウント値と移動平均値をビットストリームとして扱う場合）を示している。ビットストリームとして扱う場合には、2値に置き換える。すなわち、図16のグラフの右側に示された、「13」「11」、「12」「0」、「65」「1」、「64」「0」、…、「60」「0」のように置き換えられる。

【0083】

図18は、移動平均フィルター出力値の例（カウント値と移動平均値をビットストリームとして扱う場合）を示している。同図のグラフの右側には、図17中の「1」「0」、…、「0」に対応して、移動平均フィルター出力値の各レンジに「OK」、「補数」、「OK」、…、「OK」が記載されている。

30

【0084】

図16と図18とを比較すると、被測定周波数（図16の右側欄）がどこのレンジ内に収まるかにより、移動平均フィルター出力値の大小関係が被測定周波数の増減関係と対応しているか、反転しているかが判る（図18の右側欄）。

【0085】

（実施例2）

図19は、ローパスフィルター部20の他の構成例を示している。この例では、カウントフィルター計算部（1ビットカウンタ＋移動平均フィルターの機能）13の後段に公知のアナログローパスフィルターを接続することによってアナログのレベル出力が得られる。

40

【0086】

図20は、パラメーターをサンプリング周波数3kHz、動作点パラメータ0.336付近、に設定した場合の上記アナログフィルターの出力例である。被測定信号と比べると、歪みがある。

【0087】

図21は、動作点パラメータ0.283付近とし、他を図20の場合と同条件とした場合の上記アナログフィルターの出力例を示している。略被測定信号と同じ出力が得られている。図20及び図21を比べると、動作点パラメータにより、SN比が異なることがわかる。

【0088】

50

上記図 19 に示すような、デジタルフィルタ（例えば、移動平均フィルタ 21）とアナログフィルタとを用いるハイブリッドフィルタの利点について検討する。

【0089】

フィルタ処理をデジタルで処理する場合、情報の劣化が無く高SN比を確保できるが、計算に必要な情報を保持するためのメモリが必要となる。

【0090】

アナログフィルタの場合、デジタルフィルタで必要であったメモリ部が省略できるため回路が単純化できるというメリットがあるが、高いサンプリング周波数を用いる際は被測定信号の変化量に対し大きく変化する信号を扱うことになるため、非線形ひずみ対策に工夫が必要な場合が出てくることがあり、これを補正するための回路が複雑化する。また、ダイナミックレンジに対し信号変化が小さいと、高SN比を確保することが本質的に困難となる。

10

【0091】

ハイブリッドフィルタでは、デジタルフィルタの出力をアナログフィルタに入力する構成とする。この場合、2レベルで大きく変化する信号がデジタルフィルタ（ここでは移動平均フィルタ）により小さいステップサイズに変換されるので、アナログフィルタの設計が容易になる、高SN比が確保できる、デジタルフィルタに高い性能も必要としないためデジタルフィルタ部の構成が容易となる、等のメリットがある。

【0092】

（実施例 3）

図 22 は、上記一段移動平均フィルタ 21（カウント/フィルタ回路 13）の後段に、 $m$  タップのシフトレジスタ  $z^{-m}$  とアップダウンカウンタを用いた二段めの移動平均フィルタ 22 を設けて二段移動平均フィルタ構成でデジタル出力を得るようにした例を示している。アップダウンカウンタまではビットストリームで信号が伝送され、アップダウンカウンタで複数ビットの出力となる。デジタル出力は、 $\text{Int}(\log_2 m + 1)$  ビットとなる。

20

【0093】

図 23 は、サンプリング周波数 3 kHz、動作点パラメータ 0.336、二段移動平均フィルタのタップ数 200 とした場合のデジタルフィルタの出力例を示している。被測定信号に比べるとノイズが大きいことが判る。

30

【0094】

図 24 は、動作点パラメータを 0.283 とし、他の条件を同じとした場合でのデジタルフィルタの出力例を示している。ノイズが減少していることが判る。このように、動作点パラメータの選択によって、SN比が異なることがわかる。

【0095】

図 25 は、図 22 の構成においてアナログ出力を得たい場合の回路構成例を示している。同図に示すように、二段めの移動平均フィルタのアップダウンカウンタ 22a の出力に DA 変換器 30 を接続することによってアナログ出力の周波数変位を得ている。

【0096】

（実施例 4）

上述した実施例では、1ビットカウンタ 12（短ゲートタイムカウンタ部 10）と移動平均フィルタ 21（ローパスフィルタ部 20）とを組み合わせ、回路構成を簡略化したカウント/フィルタ部 13 を構成している。更に、上述したローパスフィルタ部の第二段目以降の移動平均フィルタ 22、23 も簡略化できれば具合がよい（図 2 参照）。

40

【0097】

実施例では、周波数変位の検出帯域がサンプリング周波数に比べて低周波であることから、二段目移動平均フィルタの出力値の全ての値が必要なわけではない。すなわち要求仕様によっては二段目移動平均フィルタの出力値は間欠的で十分な場合がある。

【0098】

50

ここで、ある期間（ $n$ クロック期間）における一段目移動平均フィルター出力をカウントした値は、二段目移動平均フィルター（ $n$ タップ）の出力の瞬時値と等価であることから、間欠的な出力で十分な場合はアップカウンターを採用することができる。後述のように、このときのカウントには不感期間が生じても良いので、カウンターとして一番単純な非同期アップカウンターを採用することもできるし、低電力化を優先させる場合はグレイカウンターを採用すれば良い。いずれも図25のアップダウンカウンター22aに比べると回路構成は単純化・簡単化される。

【0099】

一方、アップカウンターに不感期間を設けない構成とすると、ノイズシェーピングを機能させることができるため、三段目移動平均フィルター出力値の精度を改善することが可能である。このことは、ここで得られる二段目移動平均フィルター出力をさらに後段でフィルター処理する場合等に特に効果がある。

10

【0100】

図26乃至図28は、二段目の移動平均フィルター22の構成を簡略化するための説明図ある。短ゲートタイムカウント法においては、短ゲートタイムカウンター10は不感期間のないカウンターが使用される。不感期間とは、カウンターのリセット期間のように入力信号を測定できない期間である。不感期間のないカウンターは、例えば、計数期間とリセット期間とをシフトした2つのカウンターを交互に動作させることによって実現することができる（既述特願2008-099721号を参照されたい。）。

【0101】

20

種々検討の結果、短ゲートタイムカウンター及び一段目移動平均フィルターにおいては、不感期間のない動作が必要であるが、二段目以降の移動平均フィルターでは、不感期間があっても出力特性に影響が少ないことが判った。これは、一段目（前段の）移動平均フィルターによって出力中の高周波成分が減少したため、二段目（後段の）移動平均フィルターではサンプリング周波数を下げても影響が少ないためと考えられる。このような傾向を利用すれば、ローパスフィルター回路をより簡易に構成することができる。

【0102】

図26は、ローパスフィルター部20を構成する多段（二段）移動平均フィルターの出力関係を概略的に説明する説明図である。なお、同図では説明の便宜のため、10進数で示している。

30

この例では、計測の対象となるパルス列信号の周波数が123.34Hzを維持している状態から124.7Hzに徐々に変化するものとする。まず、ゲート時間0.1秒でサンプリングすると、カウンター10から、12または13の計数値がある割合で送られる。10個のデータのトータルの3つの組は124、123、125...となって124.7Hz方向に値が移動する。ここで、12または13の計数値の10個（タップ数10）を移動平均計算の対象とする（一段目の移動平均）。一段目の移動平均値より、右方向に移動するにつれて数値が増えたデータの出現が増加することがわかる。更に、一段目の移動平均値を入力として二段目の移動平均（タップ数10）の計算を行うとこの傾向は強められ、精度も向上する。移動平均フィルターを多段用いることは、ローパスフィルターの特性である減衰傾度を急峻にすることに相当し、同時に12または13からなるパルス列の周波数スペクトルから高域成分を取り除くことに相当する。

40

【0103】

図27は、二段目の移動平均フィルターで一段目の移動平均フィルターの出力をカウントする際に、ある区間の平均値演算段階において、不感期間がある場合の例を示している。図26と図27とを対比すると、ある区間のカウント値は、移動平均フィルターの出力値を間引いた値（平均値出力回数を減らした場合の平均出力値）と等価であることが判る。

【0104】

図28は、二段目の移動平均フィルターで一段目の移動平均フィルターの出力をカウント（区間平均値演算）する際に、不感期間がない場合の例を示している。図27と同様、

50

移動平均フィルター出力値を間引いた値と等価である。二段移動平均フィルター出力値を間欠的に得ることが目的である場合、その値を得るためのカウンターの不感期間の有無は、得られる値の精度には関係ないことがわかる（間引くタイミングがシフトするだけなので）。従って、不感期間があるカウンターを使用することができる。後述のように、回路構成が簡単で高速動作であるが、リセット期間のあるアップカウンターを使用することができる。アップカウンターは非同期カウンターであっても良い。また、アップカウンターはグレイカウンターなどであっても良い。

【 0 1 0 5 】

なお、二段移動平均フィルター出力値を間欠的に得た後にさらなる信号処理（三段目の移動平均フィルター等）を施すような場合、不感期間の有無は結果に影響を与える場合がある。また、不感期間があるとノイズシェーピング効果（高い周波数で被測定信号をサンプリング（量子化）することにより、低域のノイズが広帯域に分散されることによってSNが向上する効果）が得られなくなるので、出力値の間引きは用途によって適宜に選択する。

10

【 0 1 0 6 】

図29は、上記の着目により構成した二段目移動平均フィルター22の変形例を示している。この例では、図25にて示した移動平均フィルター22のn段シフトレジスタ $z^{-n}$ とアップダウンカウンター22aがアップカウンター22bと制御部22cによって構成されている。また、DA変換器30の動作タイミングが制御部22cによって調整されている。制御部22cは、アップカウンター22bにnクロック区間に入力されたカウント値を保持させ、DA変換器30に出力させる。その後、アップカウンター22bをリセットする。

20

【 0 1 0 7 】

図30は、制御部22cの動作を説明するものであり、同図(A)に示すように、制御部22cの機能はタイミング発生器210とタイミング調整器212によって構成されている。なお、マイクロコンピュータによって同様の制御を行うことができる。同図(B)は、タイミング発生器210とタイミング調整器212から出力される各種制御信号のタイミングチャートである。

【 0 1 0 8 】

アップカウンター22bは、Enable信号がHighの場合、入力信号がHighであればクロックに合わせてカウントアップする。Enable信号がLowの場合、カウント値を保持する。Reset信号が入力されると、カウント値をリセットする。DA変換器30は、Trigger信号が入力されるとBusy信号をHighにした後、カウント値を読み出す。カウント値に応じたアナログ値を出力し、Busy信号をLowにする。タイミング発生器210は、アップカウンター22cのカウント期間を規定する信号（Enable信号）を生成する。nカウント区間に相当する時間だけHighを出力する。タイミング発生器210は、例えば、クロック分周回路で構成できる。タイミング調整器212は、タイミング発生器のEnable信号がLowになると、ある設定時間（カウント値が確定するに十分な時間）後にTrigger信号を出力する。DA変換器30からのBusy信号がHighからLowに切り替わるのを受けて、Reset信号を出力する（Busy線を省略し、Trigger出力から一定時間後にResetを出力する構成でも良い）。このような動作を繰り返して、アップカウンター22bによる計数が行われる。

30

40

【 0 1 0 9 】

（実施例5）

図31は、上述した移動平均フィルター22に代えてグレイカウンター22dを使用した例を示している。グレイカウンターは、出力信号のビット変化が常に、1ビットであるカウンターである。このため、消費電力が少ない利点がある。グレイコードカウンターの保持値は復調器22eによってカウント値に戻される。グレイコードカウンター22d及び復調器22eは制御部22cによって動作が制御される。

【 0 1 1 0 】

図32は、二段移動平均フィルター（一段目タップ数100、二段目タップ数64）を

50

使用した短ゲートタイムカウンターの比較例（図24）を示している。サンプリング周波数1kHz、動作点パラメータ0.290に設定されている。

【0111】

図33は、二段目の移動平均フィルターとしてグレイカウンター22dを使用した例を示している。サンプリング周波数1kHz、動作点パラメータ0.290に設定されている。同図中の細点線は被測定信号を、太実線は既述「不感期間なし」の例を、太点線は既述「不感期間あり」の例を示している。二段移動平均フィルターの比較例（図22）と比較して消費電力が低下した。SN比は不感期間の有無にかかわらず、比較例と同等である。

【0112】

なお、グレイカウンターと後続の非同期カウンターとを比較すると、カウンター部の消費電力は、グレイカウンターの方が小さく、1/3程度まで抑制された。

【0113】

（実施例6）

図34は、上述した二段目移動平均フィルターのアップダウンカウンター22aに代えて非同期カウンター22fを使用した例を示している。また、DA変換器30の出力をアナログローパスフィルター22gを介することにより、アナログの周波数変位を出力している。非同期カウンター22fは、同期カウンターが各桁の出力がクロック信号に同期して同時に出力されるのに対し、出力が入力に応じて変化する。非同期カウンター22fは、同期カウンターよりも回路構成が簡単である利点がある。

【0114】

図35は、図34に示す構成のローパスフィルター22gから出力されるアナログ出力と被測定周波数の例（不感期間なし）を示している。サンプリング周波数は1kHz、動作点パラメータは0.290、アップカウンターのカウント期間64区間である。

【0115】

図36は、図35に示す不感期間なしの例（太実線）に6区間（10%）の不感期間を設けた例（太点線）とを示している。不感期間なしの条件での出力結果においてノイズエーピングの効果が確認できる。

【0116】

上述した各実例の周波数測定装置においては、既述した入力信号周波数の増減と出力レベルの増減の対応を判別する等によって、周波数測定出力の極性は適宜に修正される。

【0117】

以上説明したように、本発明の実施例では、ビットストリーム化（2値信号化）された短ゲートカウント部＋一段移動平均フィルター部の構成を使用しているため、ビットストリーム化されていない場合と比較して回路構成を簡単化することができ、高速動作が可能である。また、高速動作によって測定分解能が向上し、回路構成の簡単化によって消費電力を抑制することが可能である。

【0118】

また、ビットストリーム化された短ゲートカウント部＋一段移動平均フィルター部の構成が等価回路によって簡単化され、回路面積が減り、消費電力の抑制が図られる。

【0119】

また、短ゲートカウント部＋一段移動平均フィルター部の構成において、サンプリング周波数とタップ数を適切に選択する（ダイナミックレンジを適切に選定する）ことによって出力を2値出力とすることができ、当該構成における信号をビットストリーム化することができる。また、動作点パラメータの選択を適切に行うことによって、ビットストリーム化した際のパターン雑音の影響を低減できる。

【0120】

また、短ゲートカウント部＋一段移動平均フィルター部＋アナログフィルター部の構成とすることによって、簡単な構成で高分解能なアナログ出力を得ることができる。

【0121】

10

20

30

40

50



また、短ゲートカウント部 + 一段移動平均フィルタ部 + アップダウンカウンターの構成とすることによって、簡単な構成で二段移動平均フィルタ出力（デジタル出力）を得ることができる。

【 0 1 2 2 】

また、ビットストリーム化された短ゲートカウント部 + 一段移動平均フィルタ部 + アップカウンターの構成とすることによって、「短ゲートカウント + 二段移動平均フィルタ」の構成に比べ、構成が容易となる。

【 0 1 2 3 】

上記アップカウンターとして、非同期カウンター、グレイカウンター、を使用することができる。非同期カウンターは、アップカウンタの中ではもっとも回路が簡単である。グレイカウンターは、一度のカウントで高々 1 ビットしか変化しないので、低電力化が図られる。

10

【 0 1 2 4 】

上記構成 + DA変換器によるアナログ出力とすることができる。それにより、簡単な構成で高分解能なアナログ出力を得ることができる。低速のサンプリングレートで良いので、DA変換回路に要求される性能を下げる可以降低ることができる。

【 0 1 2 5 】

入力パルス列信号のカウントに不感期間があっても良い。不感期間を設ける場合には、カウンター回路をリセットすることができ、回路構成が簡素化される。

【 0 1 2 6 】

入力パルス列信号のカウントに不感期間を設けない場合には、短ゲートタイムカウントによるノイズシェーピングを機能させることができるため、二段目移動平均フィルタ出力値の精度を改善することが可能である。このことは、ここで得られる二段移動平均フィルタ出力を後段でさらにフィルタ処理する場合などに特に効果がある。

20

【 0 1 2 7 】

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なため、装置を小型化・高精度化・軽量化・低コスト化できる。例えば、水晶を用いた各種センサの小型化・高分解能化に好適である。水晶を用いた各種センサの集積化・プラットフォーム化に好適である。ニオイセンサ、ガスセンサ、バイオセンサ用トランスデューサアレイ、QCMデバイス等に使用して好適である。

30

【 0 1 2 8 】

本発明のパルス列信号の周波数を測定する、短ゲートタイムカウンタ部とローパスフィルタ部を備える周波数測定装置によれば、ローパスフィルタ部を複数段構成の移動平均フィルタとし、一段目（前段）の移動平均フィルタの動作周波数よりも第二段目（後段）のフィルタの動作周波数が低い（間欠的動作）。一段目の移動平均フィルタによってフィルタ出力中の高周波成分が減少するので、その後段のフィルタのサンプリング周波数（動作周波数）を下げててもフィルタ特性の劣化は少ない。第二段目（後段）のフィルタ出力の動作を第一段目（前段）のフィルタ出力の動作周波数よりも下げることによって回路の簡易化、低消費電力化が可能となる。

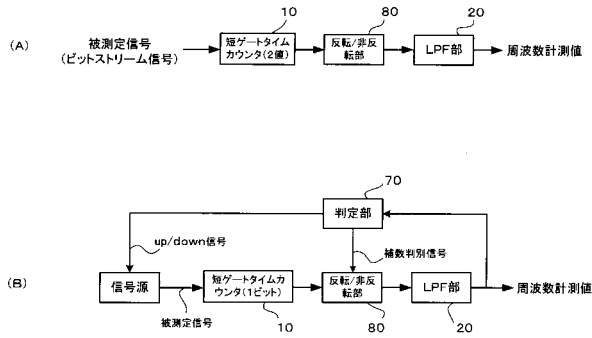
【 符号の説明 】

40

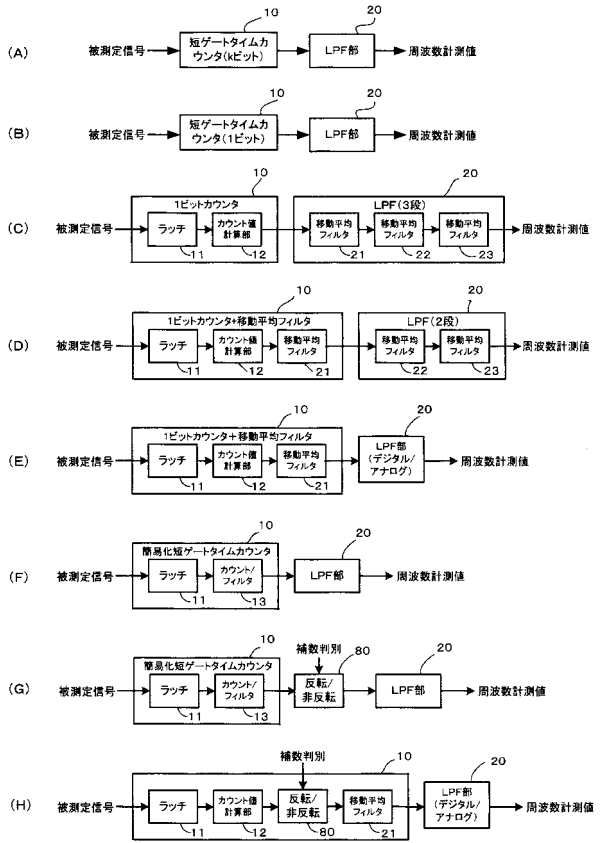
【 0 1 2 9 】

10 短ゲートタイムカウンター部、 13 カウント/フィルタ部、 20 ローパスフィルタ部、 50 アップカウンター部、 70 判定部、 80 反転非反転部

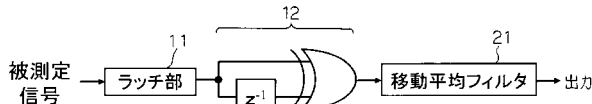
【図1】



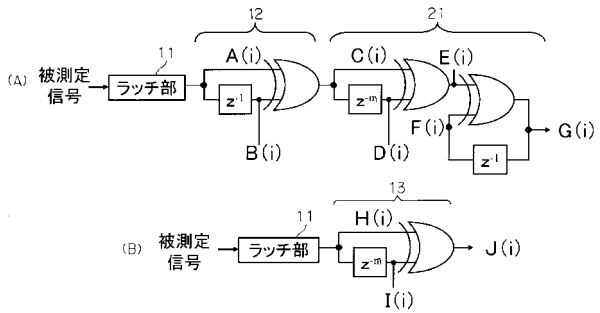
【図2】



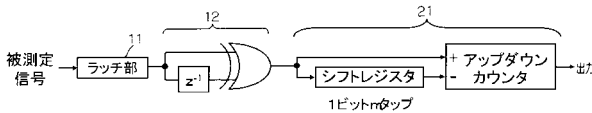
【図3】



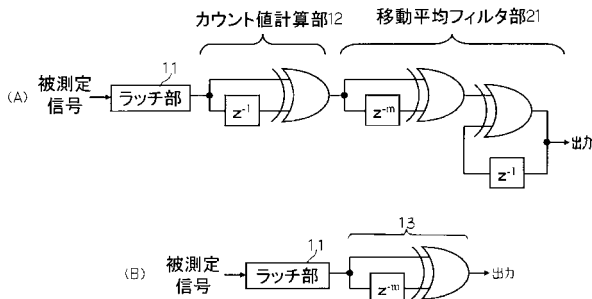
【図6】



【図4】



【図5】



【 図 7 】

$$\begin{aligned}
H(i) &= A(i) \\
I(i) &= H(i-n) = A(i-n) \\
J(i) &= H(i) + I(i) = A(i) + A(i-n) \\
B(i) &= A(i-1) \\
C(i) &= A(i) + B(i) = A(i) + A(i-1) \\
D(i) &= C(i-n) = A(i-n) + A(i-n-1) \\
E(i) &= C(i) + D(i) = A(i) + A(i-1) + A(i-n) + A(i-n-1) \\
F(i) &= G(i-1) \\
G(i) &= E(i) + F(i) = E(i) + G(i-1) \\
&= E(i) + E(i-1) + G(i-2) \\
&= E(i) + E(i-1) + E(i-2) + G(i-3) \\
&\dots \\
&= E(i) + E(i-1) + E(i-2) + \dots + E(1) + G(0)
\end{aligned}$$

【 図 8 】

$$\begin{aligned}
E(i) &= A(i) + A(i-1) + A(i-n) + A(i-n-1) \\
G(i) &= E(i) + E(i-1) + E(i-2) + \dots + E(1) + G(0) \\
&= A(i) + A(i-1) + A(i-n) + A(i-n-1) + A(i-n-1) \\
&+ A(i-1) + A(i-2) + A(i-n-1) + A(i-n-2) \\
&+ A(i-2) + A(i-3) + A(i-n-2) + A(i-n-3) \\
&+ A(i-3) + A(i-4) + A(i-n-3) + A(i-n-4) \\
&+ \dots \\
&+ A(n+1) + A(n) + A(2) + A(1) \\
&+ A(n) + A(n-1) + A(1) + A(0) \\
&+ A(n-1) + A(n-2) + A(0) \\
&+ \dots \\
&+ A(2) + A(1) \\
&+ A(1) + A(0) \\
&+ A(0)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
0+0 &= 0 \\
0+1 &= 1 \\
1+0 &= 1 \\
1+1 &= 0
\end{aligned}$$

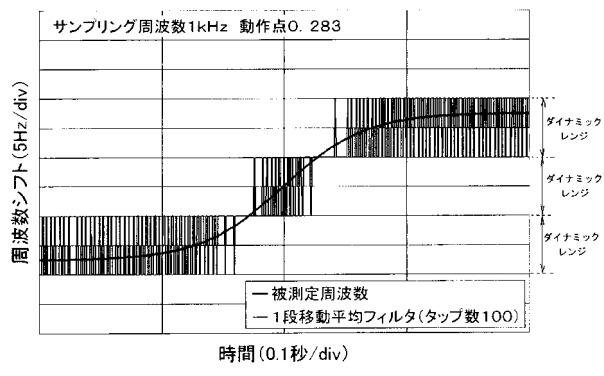
【 図 9 】

$$\begin{aligned}
E(i) &= A(i) + A(i-1) + A(i-n) + A(i-n-1) \\
G(i) &= E(i) + E(i-1) + E(i-2) + \dots + E(1) + G(0) \\
&= A(i) + A(i-1) + A(i-n) + A(i-n-1) \\
&+ A(i-1) + A(i-2) + A(i-n-1) + A(i-n-2) \\
&+ A(i-2) + A(i-3) + A(i-n-2) + A(i-n-3) \\
&+ A(i-3) + A(i-4) + A(i-n-3) + A(i-n-4) \\
&+ \dots \\
&+ A(n+1) + A(n) + A(2) + A(1) \\
&+ A(n) + A(n-1) + A(1) + A(0) \\
&+ A(n-1) + A(n-2) + A(0) \\
&+ \dots \\
&+ A(2) + A(1) \\
&+ A(1) + A(0) \\
&+ A(0)
\end{aligned}$$

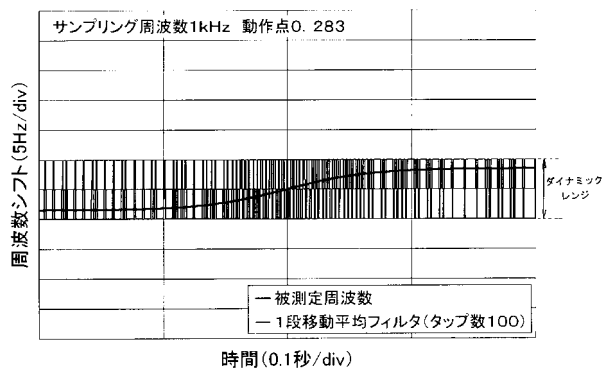
$$\begin{aligned}
0+0 &= 0 \\
0+1 &= 1 \\
1+0 &= 1 \\
1+1 &= 0
\end{aligned}$$

∴ G(i) = A(i) + A(i-n) = J(i)

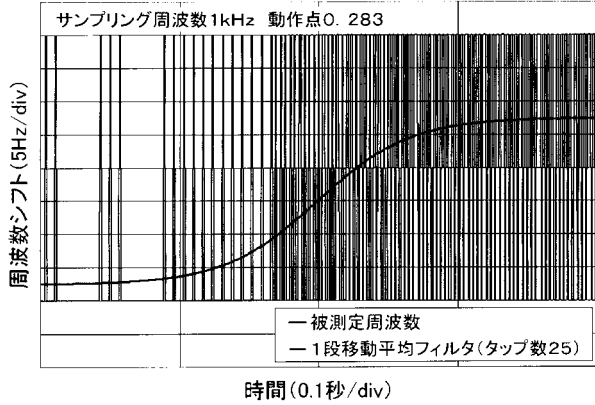
【 図 10 】



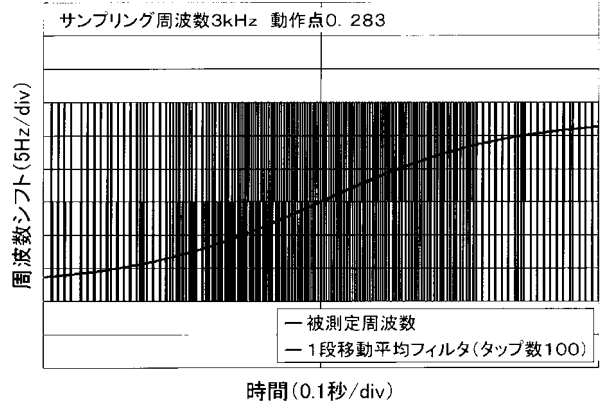
【 図 11 】



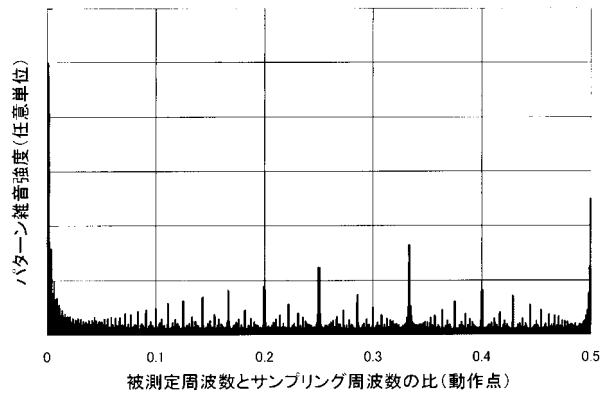
【図12】



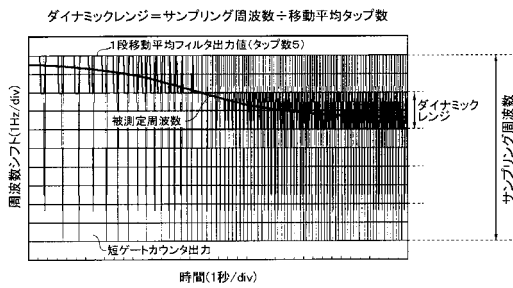
【図13】



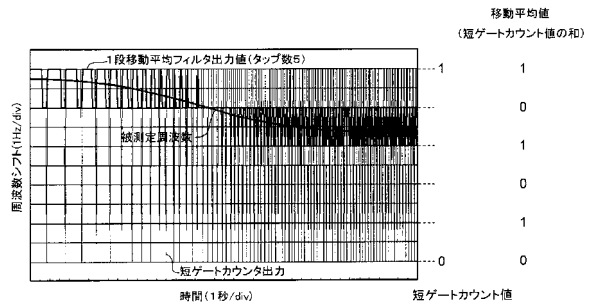
【図14】



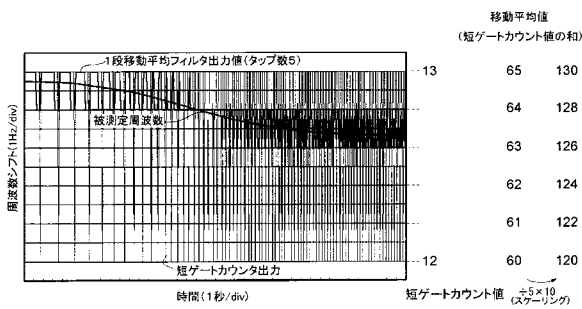
【図15】



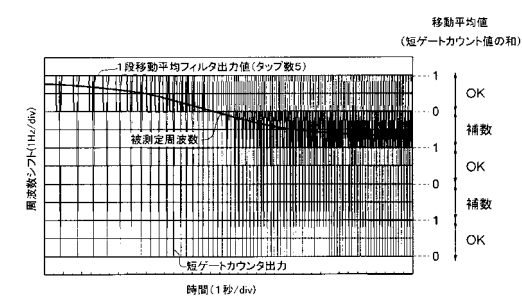
【図17】



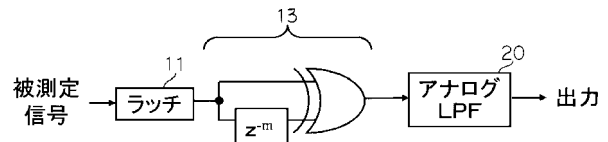
【図16】



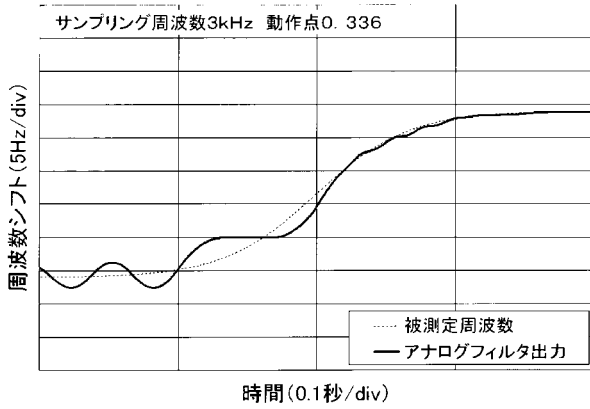
【図18】



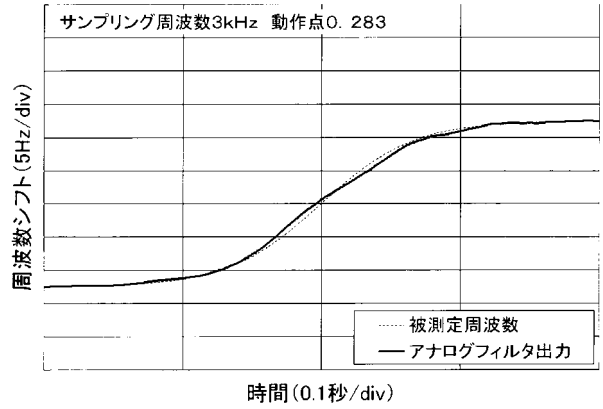
【図19】



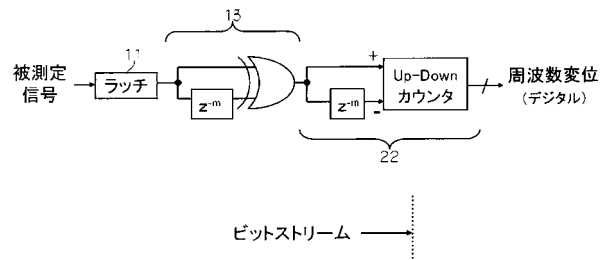
【図 20】



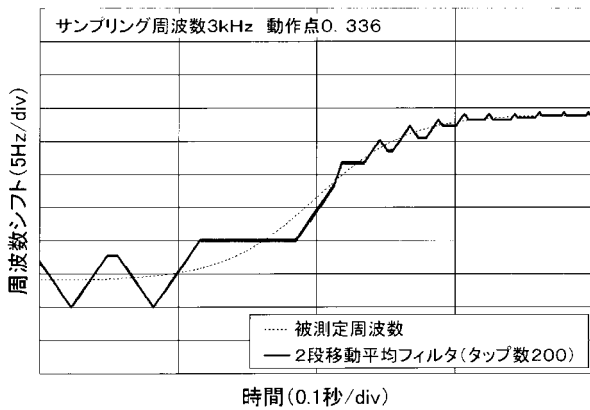
【図 21】



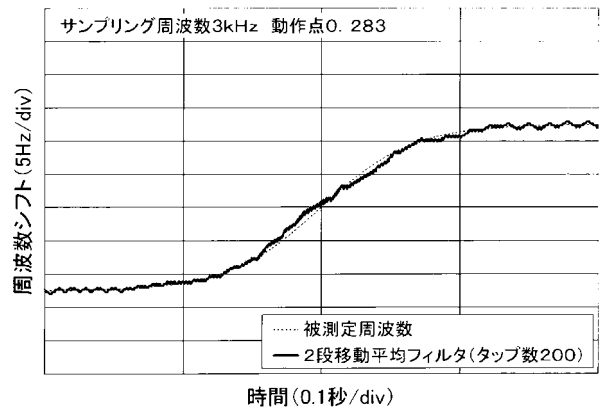
【図 22】



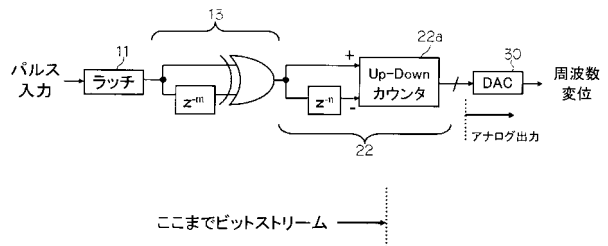
【図 23】



【図 24】

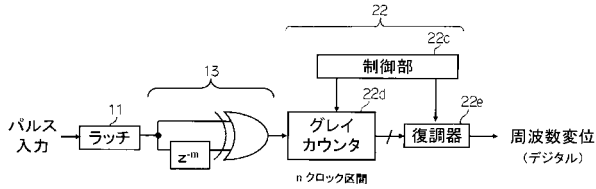


【図 25】

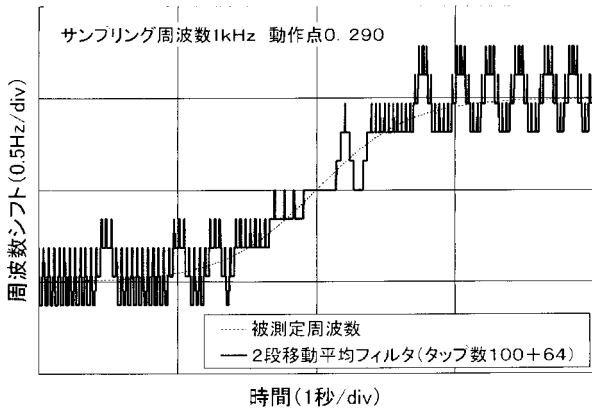




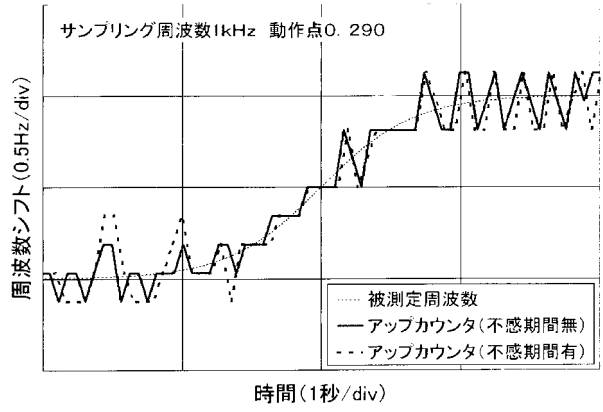
【図31】



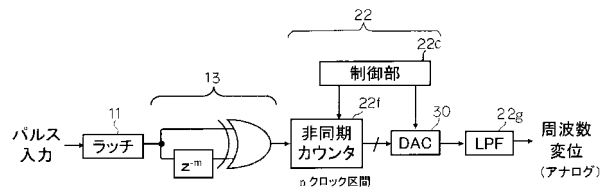
【図32】



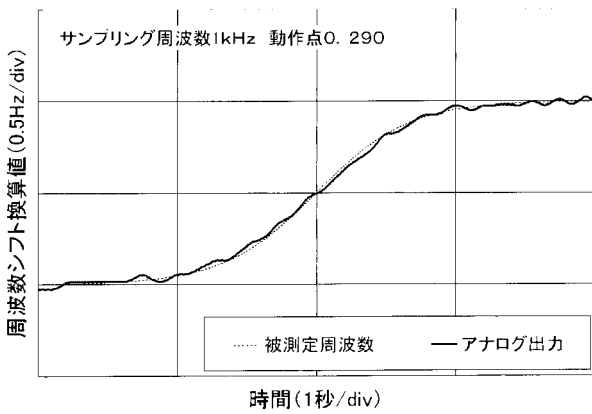
【図33】



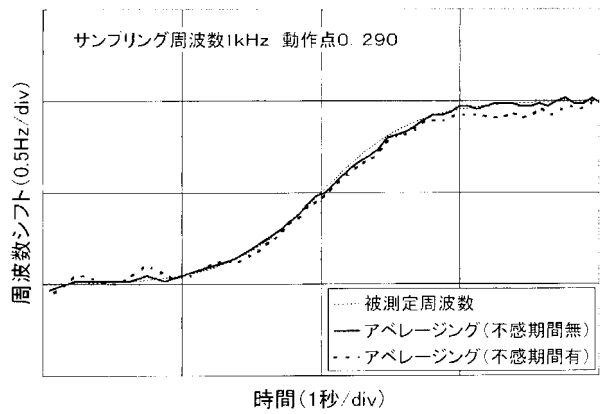
【図34】



【図35】



【図36】



## フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2006-29874(JP,A)  
特開平2-252306(JP,A)  
特開平6-164372(JP,A)  
特開2001-177378(JP,A)  
特開2005-20554(JP,A)  
特開2003-315356(JP,A)  
特開昭56-169923(JP,A)  
特開平5-327515(JP,A)  
特開平6-35481(JP,A)  
特開2009-55568(JP,A)

## (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01R 23/00~23/20  
G01P 3/00~3/80  
G01N 5/00~5/04  
G01H 13/00  
H03H 17/00~17/08