

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6422012号
(P6422012)

(45) 発行日 平成30年11月14日(2018.11.14)

(24) 登録日 平成30年10月26日(2018.10.26)

(51) Int.Cl.

F I

G O 1 R 33/02 (2006.01)

G O 1 R 33/02

D

請求項の数 2 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2014-28183 (P2014-28183)	(73) 特許権者	399110306 フジデノロ株式会社
(22) 出願日	平成26年2月18日(2014.2.18)		愛知県小牧市多気南町361番地1
(65) 公開番号	特開2015-152505 (P2015-152505A)	(74) 代理人	100085361 弁理士 池田 治幸
(43) 公開日	平成27年8月24日(2015.8.24)	(74) 代理人	100147669 弁理士 池田 光治郎
審査請求日	平成29年1月31日(2017.1.31)	(72) 発明者	宮崎 秀樹 愛知県小牧市多気南町361番地-1 フ ジデノロ株式会社内
		(72) 発明者	加藤 進輔 愛知県小牧市多気南町361番地-1 フ ジデノロ株式会社内
		審査官	小川 浩史

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 磁気検出装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

繰り返し周波数を有する電流パルスによって駆動される磁気センサと、該磁気センサからの出力信号を処理する信号処理部とを有する磁気検出装置であって、

該信号処理部は、前記磁気センサの出力信号のサンプリングを行うサンプルホールド回路と、

該サンプルホールド回路におけるサンプリング周波数を前記繰り返し周波数と等しくされ、前記繰り返し周波数近傍のノイズがシャノンのサンプリング定理に従ってエイリアス信号となって繰り返し周波数よりも低周波のノイズとなる場合に、該低周波のノイズの振幅が半分以下となるように、該繰り返し周波数の周期内において平均化区間を設け、該平均化区間において平均化処理を行う平均化処理部と、を有すること、

を特徴とする磁気検出装置。

【請求項2】

前記繰り返し周波数またはその近傍の周波数を中心周波数とするアナログノッチフィルタ、もしくは前記繰り返し周波数またはその近傍の周波数以上の周波数成分を通過させるハイパスフィルタを有し、

前記平均化処理部による平均化処理に加えて該アナログノッチフィルタもしくはハイパスフィルタにより前記磁気センサの出力を処理すること、

を特徴とする請求項1に記載の磁気検出装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、磁気センサの出力信号におけるノイズの低減を図ることのできる磁気検出装置に関するものであり、特に、繰り返し周波数を有する電流パルスによって駆動される磁気センサを有する磁気検出装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

繰り返し周波数を有する電流パルスによって駆動される磁気センサを有する磁気検出装置が知られている。例えば、特許文献1に記載の磁気検出装置がそれである。特許文献1に記載の磁気検出センサは、いわゆる磁気インピーダンスセンサ（MIセンサ）であり、アモルファスワイヤに高周波のパルス状の電流を印加することに磁気を検出を行なうものである。

10

【0003】

一般に、アナログ信号を出力するセンサからの出力信号は、一定の時間間隔で数値化（サンプリング）されて信号処理が行なわれることとなる。このとき、その時間間隔よりも短い周期の信号、より正確には、その時間間隔の2倍よりも短い周期の信号は、サンプリング周波数以下の信号に変化してしまう。これをエイリアスノイズ（alias noise、折り返し雑音）といい、このような関係は標準化定理によるものである。このエイリアスノイズが元の信号に含まれることにより、元の信号を破壊してしまうこととなる。かかる問題に対し、一般的にはかかるエイリアスノイズを回避するため、センサの出力信号を、サンプリング周波数の1/2以上の周波数成分を除去するローパスフィルタに通過させたのち、サンプリングを行なうことが広く行なわれている。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開2012-185103号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

30

ところで、特許文献1に記載された磁気インピーダンスセンサは、サンプリング周波数に相当する周波数が、アモルファスワイヤに印可されるパルス電流の周波数となる。そして、そのパルス電流の周期中に極めて鋭い矩形波を与えるものである。そのため、磁気インピーダンスセンサにおける検出コイルの出力も、少なくともサンプリング周波数以上の、あるいはその数倍以上の高周波成分を含む。そのため、上述のように検出コイルの出力をサンプリング周波数の1/2以上の周波数成分を除去するローパスフィルタに通過させると、本来の信号以外の高周波成分が全て除去されてしまうため、分解能の低下の大きな要因となりうる。

【0006】

このように、繰り返し周波数を有する電流パルスによって駆動される磁気センサの出力信号に対しては、エイリアスノイズを除去するための従来技術の適用が困難な場合があり、エイリアスノイズの除去についての新たな方法が必要であった。

40

【0007】

本発明は以上の事情を背景として為されたもので、その目的とするところは、繰り返し周波数を有する電流パルスによって駆動される磁気センサの出力信号に対して、エイリアスノイズの除去を有効に行なうことにより精度のよい計測が可能な磁気検出装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0008】

かかる目的を達成するため発明は、（a）繰り返し周波数を有する電流パルスによって

50

駆動される磁気センサと、該磁気センサからの出力信号を処理する信号処理部とを有する磁気検出装置であって、(b)該信号処理部は、(b-1)前記磁気センサの出力信号のサンプリングを行うサンプルホールド回路と、(b-2)該サンプルホールド回路におけるサンプリング周波数を前記繰り返し周波数と等しくされ、前記繰り返し周波数近傍のノイズがシャノンのサンプリング定理に従ってエイリアス信号となって繰り返し周波数よりも低周波のノイズとなる場合に、該低周波のノイズの振幅が半分以下となるように、該繰り返し周波数の周期内において平均化区間を設け、該平均化区間において平均化処理を行う平均化処理部と、を有すること、を特徴とする。

【発明の効果】

【0009】

10

かかる発明によれば、設定された平均化区間に対して平均化処理部による平均化処理が行なわれるので、エイリアスノイズの振幅を半分以下とすることができるので、エイリアスノイズの影響を低減することができる。ひいては磁気検出装置の分解能を向上させることができる。

【0010】

また、好適には、(a)前記繰り返し周波数またはその近傍の周波数を中心周波数とするアナログノッチフィルタ、もしくは前記繰り返し周波数またはその近傍の周波数以上の周波数成分を通過させるハイパスフィルタを有し、(b)前記平均化処理部による平均化処理に加えて該アナログノッチフィルタもしくはハイパスフィルタにより前記磁気センサの出力を処理すること、を特徴とする。このようにすれば、アナログノッチフィルタあるいはハイパスフィルタによって磁気センサの出力が処理されるので、前記平均化処理によってはノイズの低減ができない場合においてもエイリアスノイズの低減について一定の効果が得られる。

20

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】本発明の一実施例における磁気検出装置の概要を説明する図である。

【図2】図1の磁気検出装置における磁気センサおよび回路部の構成を説明する図である。

30

【図3】アモルファスワイヤに印可されるパルス信号の繰り返し周波数とセンサの感度との関係の一例を説明する図である。

【図4】アモルファスワイヤに印加されるパルス信号と検出コイルに発生する誘導電圧の波形を説明する図である。

【図5】平均化処理部による処理野結果、周波数比に対するノイズの低減度合いを周期比ごとに表した図である。

【図6】図1の磁気検出装置における別の実施例に係る磁気センサおよび回路部の構成を説明する図であって、図2に対応する図である。

【図7】磁気センサの出力とノッチフィルタによる処理後の出力とを比較する図である。

【図8】磁気センサの出力のスペクトル図と、ノッチフィルタによる制限帯域を説明する図である。

40

【図9】ノッチフィルタの構成を説明する図である。

【図10】ノッチフィルタの有無によるノイズの低減度合いを説明する図であって、異なる中間周波数のノッチフィルタとノッチフィルタを設けない場合とを比較する図である。

【図11】磁気センサの出力のスペクトル図と、実際のノッチフィルタによるフィルタゲインをノッチフィルタの中心周波数ごとに説明する図であって、図8に対応する図である。

【図12】本発明の別の実施例における磁気センサの構成を説明する図である。

【図13】図12の磁気センサにおける電氣的な構成を説明する図である。

【図14】図12の磁気センサにおけるアモルファス材料中の磁界分布を説明する図であ

50

る。

【発明を実施するための形態】

【0012】

以下、本発明の一実施例について、図面を参照しつつ詳細に説明する。

【実施例1】

【0013】

図1は、本発明の磁気検出装置の構成の一例を示した図である。図1に示すように、磁気検出装置10は、磁気センサ12と回路部18とを含んで構成されている。このうち、磁気センサ12は繰り返し周波数を有する電流パルスによって駆動される磁気センサであり、本実施例においては磁気インピーダンスセンサ(MIセンサ)である。

10

【0014】

磁気センサ12は、感磁部の磁束変化を検出する検出コイル13と、アモルファスワイヤ14とを含んで構成されている。また検出コイル13はそれぞれ、中空のコイル状に設けられており、コイルの両端の電圧を後述する電気回路を用いて検出することができるようにされており、本実施例においてはその一方が接地されている。具体的には、磁気センサ12に設けられた検出コイル13の両端の電位差 v_{out} が検出可能とされている。磁気センサ12に設けられた検出コイル13の形状はで、例えば、線径 $60\mu m$ 、内径 $0.2mm$ 、巻数 500 、長さ $10mm$ のコイルである。

【0015】

また、検出コイル13の中空部分には、アモルファスワイヤ14が通されている。本実施例においては、図1に示す様にアモルファスワイヤ14は長手方向に延びる棒状の形状を有しており、一本のアモルファスワイヤ14が検出コイル13の中空部分を通る(貫く)様に配設されている。

20

【0016】

本実施例においては、アモルファスワイヤ14は、例えば線径 $30\mu m$ で、検出コイル13の両端から一定長さだけ長いものが用いられる。アモルファスワイヤ14の両端には、そのアモルファスワイヤ14に電流 i_{in} を印加することができるように配線が設けられている。図1の例においては、アモルファスワイヤ14の一端に、後述する発振器22からの電流 i_{in} が印加されるようになっており、他端は接地されている。本実施例においてアモルファスワイヤ14のうち、磁気センサ12の検出コイル13内に位置する部分は感磁部として機能している。

30

【0017】

図2は、図1に示す本実施例の磁気検出装置10のうち、磁気センサ12と、回路部18の構成の一部であって磁気センサ12との入出力を行なう部分とを説明する図である。回路部18は、前記磁気センサ12を駆動するための電気信号 i_{in} を入力する駆動回路部19と、磁気センサ12からの出力信号 v_{out} を処理するための検出回路部20とを有する。また、本実施例においては、回路部18には、具体的には例えばモニタなどの表示装置である出力装置90が接続されており、算出された磁気センサ12における磁界強度に関する情報が表示される。なお、出力装置90は本発明の磁気検出装置10に必須ではなく、例えば、算出された磁気センサ12における磁界強度に関する情報が他の機器に電子的な情報として伝達されるようにしてもよい。

40

【0018】

図2に示す回路部18のうち、発振器22からは、アモルファスワイヤ14に通電される電流 i_{in} などの元となるパルス信号、すなわち矩形波が生成される。この矩形波は、アンプ24によって所定の増幅が行なわれ、アモルファスワイヤ14に印加される。このように、発信機22とアンプ24は駆動回路部19を構成する。本実施例においては例えば、パルス信号の振幅が $2\sim 3V$ となるように増幅が行なわれる。図3はアモルファスワイヤに印可されるパルス信号の繰り返し周波数とセンサの感度との関係の一例を説明する図である。この図3に示されるセンサの感度が良好となる繰り返し周波数が選択される。具体的には図3の例においては、繰り返し周波数が $10kHz$ 以上においてはセンサの感

50

度がほぼ一定であるので、繰り返し周波数が 10 kHz とされる。また、パルス幅は、磁気インピーダンスセンサが高感度化するように、予め実験的にあるいはシミュレーションにより得られた値とされる。具体的には、アモルファスワイヤ 14 のインピーダンス変化が最も顕著な周波数が 10 MHz である場合には、パルス幅が 50 ns となり、デューティ比は 0.0005 となる。

【0019】

サンプルホールド回路 26 は、検出コイル 13 の両端電位差、すなわち両端における電圧の差（起電力）が入力される。このサンプルホールド回路 26 においては、アモルファスワイヤ 14 に印加するパルス信号の立ち上がり（通電開始）によりコイルに発生する誘導電圧について、その立ち上がり（図 4 の時刻 t_1 ）からピーク（図 4 の時刻 t_2 ）を含む時間範囲において積分して出力を行なう。具体的には例えば前記時間範囲は 10 ns ~ 50 ns のように設定される。このため、サンプルホールド回路 26 には前述の発振器 22 によって出力されるパルス信号が入力されており、サンプルホールド回路 26 はこのパルス信号の立ち上がりをスイッチとして作動を行なう。また、バッファアンプ 28 はそれぞれ、サンプルホールド回路 26 の出力を増幅する。

【0020】

なお、検出コイル 13 においては、図 4 に示す様に、アモルファスワイヤ 14 に印加されるパルス信号における立ち上がり（通電開始）によって検出コイル 13 に発生する誘導電圧の波形と、パルス信号における立ち下がり（通電遮断）によって検出コイル 13 に発生する誘導電圧との変動とが連続して発生するよう、すなわち、パルス信号における立ち上がり（通電開始）によって検出コイル 13 に発生する誘導電圧の波形とパルス信号における立ち下がり（通電遮断）によって検出コイル 13 に発生する誘導電圧との波形との間に誘導電圧が例えば 0 に留まる時間がないようにされている。前述の検出コイル 13 の形状として例示した、線径 60 μm 、内径 0.2 mm、巻数 500、長さ 10 mm のコイルは、本実施例においてこの条件を満たすものである。

【0021】

続いて、平均化処理部 30 により平均化処理が行なわれる。この平均化処理は、設定された平均化区間において入力信号の平均化を行なうものである。平均化処理部 30 の詳細について説明する。

【0022】

まず、サンプルホールド回路 26 において行なわれる積分演算によるノイズの低減について検討する。検出コイル 13 の出力信号 V_{out} に対する、サンプルホールド回路におけるサンプリングの積算間隔を T_s [sec]、高周波ノイズ成分の周波数を f_s [Hz]、振幅を A_s [V]、ノイズ位相を x とした時、ノイズ低減効果は、

【数 1】

$$\text{Noise Amplitude} = \frac{g A_s}{T_s} \left[\frac{1}{g} \int_{0+x}^{g+x} \sin(2\pi f_s t) dt \right] = \frac{A_s}{T_s} \left[\int_{0+x}^{g+x} \sin(2\pi f_s t) dt \right] \cdots (1)$$

$$\text{ただし、} k = \text{INT}(f_s \cdot T_s), g = \frac{f_s T_s - k}{f_s}$$

のように表される。ここで、INT は小数点以下切り捨ての整数化関数である。

上記 (1) 式のうち、分数で表された部分は、サンプリングの際の平均化区間にノイズの周期が全て入ってノイズが打ち消される区間と、平均化区間からはみ出た 1 周期未満の区間の比に振幅を乗じたものである。また、天井関数部分は、該はみ出た区間のノイズの平均の振幅を表している。

【0023】

ところで、上記 (1) 式を計算すると、次のようになる。

10

20

30

40

【数 2】

$$\begin{aligned} \frac{A_s}{T_s} \left| \int_{0+x}^{g+x} \sin(2\pi f_s t) dt \right| &= \frac{A_s}{2\pi f_s T_s} \left| [-\cos(2\pi f_s t)]_x^{g+x} \right| \\ &= \frac{A_s}{2\pi f_s T_s} |\cos(2\pi f_s x) - \cos(2\pi f_s x + 2\pi f_s g)| \quad \dots (2) \end{aligned}$$

【0024】

位相 x の平均化を行なうための積分区間を決めるため、上記(2)式の絶対値の中が零となるための式は、

10

【数 3】

$$\cos(2\pi f_s x) - \cos(2\pi f_s x + 2\pi f_s g) = 0$$

のようになり、これを解くと、

【数 4】

20

$$\therefore x = -\frac{g}{2}$$

が得られる。ここで、位相 x の平均化を行なう積分区間は $x = (-g/2)$ から半周期分とする一方で、積分値を2倍にすることで、式中における絶対値を考慮する必要がなくなる。前記(1)式にこれを適用して逐次計算すると、

【数 5】

30

$$\begin{aligned} &\frac{A_s}{2\pi f_s T_s} 2f_s \cdot 2 \int_{-\frac{g}{2}}^{\frac{g}{2} + \frac{1}{2f_s}} \{\cos(2\pi f_s x) - \cos(2\pi f_s x + 2\pi f_s g)\} dx \\ &= \frac{2A_s}{\pi T_s 2\pi f_s} \{\sin(-\pi f_s g + \pi) - \sin(-\pi f_s g + \pi + 2\pi f_s g) - \sin(-\pi f_s g) + \sin(-\pi f_s g + 2\pi f_s g)\} \\ &= \frac{4A_s}{\pi^2 T_s f_s} \sin(\pi f_s g) \quad \dots (5) \end{aligned}$$

のように得られる。

40

【0025】

この処理は、平均化区間を設けることによりノイズの位相がランダム化された後に平均化されるものである。この処理により、ノイズの信号強度(振幅の大きさ)は、上記(5)式に示すように得られる。サンプリング間隔 T_s を大きくできればノイズの振幅が小さくなるので、ノイズ低減効果が大きいことが分かる。また、周波数 f_s が大きい高周波ノイズに対してノイズ低減効果が大きいことが分かる。

【0026】

続いて、かかる平均化によるエイリアスノイズの低減について説明する。サンプリング周波数を f_{sample} とし、サンプルホールド回路26におけるデータサンプリング周期(Sampling Interval)とサンプリング積算間隔との比を R_s (以下

50

、「周期比 R_s 」という。) とすると、
【数 6】

$$R_s = \frac{\text{Integration Interval}}{\text{Sampling Interval}} = T_s f_{\text{sample}}$$

のように表される。ここで、本実施例における磁気インピーダンスセンサ 12 を用いる場合には、データサンプリング周波数 f_{sample} は、磁気センサ 12 のアモルファスワイヤ 14 に印加されるパルス電流の繰り返し周波数と等しいものとされる。また、データサンプリング周波数 f_{sample} と高周波ノイズの周波数 f_s との比を R_f (以下、「周波数比 R_f 」という。) とする。すなわち、
【数 7】

$$R_f = \frac{f_s}{f_{\text{sample}}}$$

である。

【0027】

前記 (5) 式を前記 R_f および f_{sample} を用いて書き換えると、

【数 8】

$$\text{Noise Amplitude} = \frac{4A_s}{\pi^2 R_f R_s} \sin(\pi f_{\text{sample}} R_f g) \quad \dots (8)$$

のようになる。ここで g は、

【数 9】

$$g = \frac{f_s \cdot T_s - k}{f_s} = \frac{R_f \cdot R_s - k}{f_s}$$

であるので、前記 (8) 式はさらに

【数 10】

$$\therefore \text{Noise Amplitude} = \frac{4A_s}{\pi^2 R_f R_s} \sin(\pi(R_f R_s - k))$$

のように書き換えられる。ここで k は

10

20

30

40

【数 1 1】

$$k = \text{INT}(f_s \cdot T_s) = \text{INT}(R_f R_s)$$

である。

このようにすれば、上記(10)式で示されるように、ノイズの振幅を区間、周波数を用いることなく、区間の比、周波数の比を用いて表すことができる。

【0028】

10

エイリアスノイズは、サンプリング周波数の二分の一以上の周波数成分を有するノイズであることから、周波数比 R_f が $1/2$ 以上の周波数のノイズが全てエイリアスノイズとなる。そのため、サンプリング周波数 f_{sample} が高いほどエイリアスノイズとなる帯域は狭まることとなる。

【0029】

続いて、サンプルホールド回路26における周期比 R_s の選び方について説明する。上記(10)式を、複数の周期比 R_s の値について解き、周波数比 R_f に対する、出力信号に含まれるノイズの大きさ(振幅)と平均化処理後の信号に含まれるノイズの大きさ(振幅)との比を図示したものが図5である。ここで A_s は $A_s = 1$ とした。

【0030】

20

図5に示すように、周波数比 R_f が $1/2$ 以上の帯域においてエイリアスノイズの大きさを低減できていることが分かる。特に、周期比 R_s が 0.6 以上の場合に急激にエイリアスノイズの低減効果が顕著である。また、周期比 R_s が 0.9 以上である場合には、サンプリング周波数以上の帯域(周波数比 R_f が 1 以上の帯域)におけるエイリアスノイズは、ほぼ 20% 以下に低減される。

【0031】

このようにして平均化処理部30により平均化処理が行なわれ、エイリアスノイズの影響が低減された後、ハイパスフィルタ36によって所定の周波数、例えば 0.3 Hz より低い周波数成分は遮断される。さらにアンプ38により増幅が行われるとともに、ローパスフィルタ40によって、所定の周波数、例えば 30 Hz より高い周波数成分が遮断されて出力 $E_{\text{out}}(V)$ が出力される。この出力 $E_{\text{out}}(V)$ を予め得られている換算方法によって磁界強度に変換することにより、測定対象物50の発生する磁界強度を得ることができる。

30

【0032】

上述の実施例によれば、設定された平均化区間に対して平均化処理部30による平均化処理が行なわれるので、エイリアスノイズの振幅を半分以下とすることができるので、エイリアスノイズの影響を低減することができる。ひいては磁気検出装置の分解能を向上させることができる。

【0033】

続いて、本発明の別の実施例について説明する。以下の説明において、実施例相互に共通する部分については、同一の符号を付して説明を省略する。

40

【実施例2】

【0034】

図6は、本発明の別の実施例における回路部59を説明する図である。本実施例における回路部59では、図2の回路部19に比べて、ノッチフィルタ42が設けられている点において異なる。

【0035】

図7は、サンプルホールド回路26からの出力信号 v_{out} と、それに対してノッチフィルタ42による処理後の信号とをシミュレーションにより比較する図である。図7の例においては、サンプルホールド回路26におけるサンプリング周波数を 500 kHz とす

50

る一方、ノッチフィルタの中心周波数も 500 kHz である。図 7 に示すように、理想的なノッチフィルタによる処理によれば、信号強度を悪化させることがほとんどないことがわかる。

【0036】

一方、図 8 は、サンプルホールド回路 26 からの出力信号 v_{out} の周波数スペクトルを表した図である。図 8 に示すように、磁気インピーダンスセンサであるセンサ 12 から出力される信号においては 1 MHz よりも高周波側には多くの高周波成分が多く含まれるので、それら高周波成分をカットすると信号強度への影響が大きくなる。これを考慮する場合、設けるノッチフィルタは例えば図 8 において四角く囲んだ領域である、 500 kHz 付近のみをカットするものであることが望ましい。

10

【0037】

図 9 は、本実施例におけるノッチフィルタ 42 の構成を説明する図である。例えば、抵抗 R_1 、 R_2 、 R_3 の抵抗値を $R_1 = R_2 = R_3 = 3.3\text{ k}$ 、キャパシタ C_1 、 C_2 、 C_3 の容量をそれぞれ $C_1 = 400\text{ pF}$ 、 $C_2 = C_3 = 100\text{ pF}$ とすると、ノッチフィルタ 42 の中心周波数 f_0 は 341 kHz となる。

【0038】

図 10 は、サンプルホールド回路 26 からの出力信号 v_{out} が、前述の実施例 1 の場合における処理、すなわち平均化処理のみの場合と、本実施例 2 の場合、すなわち、平均化処理に加え、ノッチフィルタによる処理を行なった場合とで、ノイズの減衰率を比較する図であって、図 3 に対応する図である。図 8 において実線で記載されたのは平均化処理のみを行なった場合であり、パルス繰り返し周期に対して平均化区間を 10% とした平均化処理を行なった場合を示している。また、一点鎖線で示したのは、上記平均化処理に加え、サンプリング周波数 f_{sample} を中心周波数とするノッチフィルタによる処理を行なった場合、二点鎖線で示したのは、平均化処理に加え、サンプリング周波数 f_{sample} の半分、すなわち $f_{sample}/2$ を中心周波数とするノッチフィルタによる処理を行なった場合の例を示している。

20

【0039】

図 10 に示すように、同一の条件においては、全般的に平均化処理のみを行なう場合に比べて、平均化処理に加えてノッチフィルタによる処理を行なった場合の方がノイズをより低減できていることが分かる。特に、平均化処理によってはあまり低減されることのないサンプリング周波数よりも小さい周波数のノイズ（周波数比 R_f が 1 よりも小さいノイズ）に対してより効果的にその影響を低減できていることがわかる。

30

【0040】

図 11 は、サンプルホールド回路 26 からの出力信号 v_{out} のスペクトルと、ノッチフィルタの周波数特性を重ね合わせて示した図である。この図 11 に示すように、中心周波数を 341 kHz としたノッチフィルタの場合、 2 MHz におけるゲインは約 0.8 である。すなわち、信号強度が約 2 割低下することとなる。このように、図 10 に示すようなノイズの除去効果と図 11 に示すような信号強度の低下度合いはトレードオフの関係にあるので、両者のバランスを取ることができる値となるようにノッチフィルタの中心周波数を決定することとなる。この場合、ノッチフィルタにおける抵抗およびキャパシタの性能を変更することでその中心周波数を実現することができる。

40

【0041】

前述の実施例 2 によれば、アナログノッチフィルタ 42 によって磁気センサの出力が処理されるので、前記平均化処理部 30 による平均化処理に加えて、さらにエイリアスノイズの低減を行なうことができる。また、前記平均化処理によってもノイズの低減ができない場合においてもエイリアスノイズの低減について一定の効果が得られる。

【実施例 3】

【0042】

続いて、本発明の別の実施例について説明する。図 12 は、本発明の磁気検出装置 12 に用いられる別の磁気センサ 62 の概要を説明する図である。基本構成を概念的に説明す

50

る図である。磁気センサ 62 はそれぞれ、磁性材料としてのアモルファス材料 66、導電体としての導線 68、コイル 72 を有して構成されている。このうち、アモルファス材料 66 は長手状の形状を有するアモルファスワイヤである。導線 68 はそれぞれアモルファス材料 66 に近接して設けられており、アモルファス材料 70 の長手方向に平行となるように伸びている。コイル 72 はそれぞれ、アモルファス材料 66 および導線 68 をそれぞれその内部に含むようなソレノイド状のコイルとして設けられている。なお、アモルファス材料 66 と導線 68 とは例えば空間が設けられたり、絶縁体が介在させられることなどによりそれぞれ電氣的に接合していない状態とされている。後述するように、センサの構成としてはこのようなものに限られず、例えばアモルファス材料 66 の形状は長手方向に延びるものであれば、図 12 に示すような棒状のものに限定されるものではない。また、コイル 72 とアモルファス材料 66 および導線 68 との位置関係は、コイル 72 の内部にアモルファス材料 66 および導線 68 を含むものに限られず、アモルファス材料 66 によって誘導される電流を発生することができるようコイル 72 が配置されればよい。なお、本実施例における磁気センサ 62 を、i P A センサ (i n d u c e d p a r a - m a g n e t i z a t i o n a l i g n m e n t s e n s o r) と呼ぶ。

【0043】

図 13 は、センサ 62 の電氣的な構成を説明する図である。導線 68 には図示しない発振機 22 (図 12 参照) から供給される周期的に変化する矩形波状のパルス電流 I_e が流れる。また、コイル 72 の起電力 E_{coil} はそれぞれサンプルホールド回路 26 (図 12 参照) に出力される。

【0044】

図 14 を用いて、センサ 62、すなわち i P A センサの動作原理の概要を説明する。図 14 は、i P A センサのうち、アモルファス材料 66 および導線 68 のみを記載したものであり、アモルファス材料 66 中の磁荷の分布を説明する図である。アモルファス材料 66 中の矢印のそれぞれが磁荷の向きを概念的に示している。図 14 のうち、(a) は i P A センサに外部磁界が加わっていない無磁界状態、あるいは環境磁界のみが印加されているいわゆるコントロール状態 $S(0)$ を示している。図 14 の (b) は、計測対象からの磁界 B_{mes} が印加された状態 $S(1)$ を示しており、(c) は導線 68 に十分な励起電流 I_e が印加された際の状態 $S(e)$ を示している。

【0045】

図 14 の (a) および (b) に示すように、アモルファス材料 66 における磁化は、外部から印加される微小な磁界により、例えば図 14 (a) の $S(0)$ から図 14 (b) の $S(1)$ のように変化させられる。すなわち、前記コントロール状態 $S(0)$ では、アモルファス材料 66 の磁化 (M_{am}) は例えばその長手方向に直交する方向を向いている。一方、磁界 B_{mes} が印加された状態 $S(1)$ では、一部の容易磁化方向を形成する磁気モーメントの配向が変化する。一方、図 14 (c) に示すように、アモルファス材料 66 に近接して配設された導線 68 に十分な励起電流 I_e が流された場合には、その励起電流 I_e が図 14 (c) における点線で示されるような磁界 B_e を発生する。そして、アモルファス材料 66 中の磁化の一定量は、その磁界 B_e の方向に整列した状態 $S(e)$ となる。このように、励起電流 I_e が流されることにより磁化が整列するため、一過性の磁界を発生することとなる。ここで、励起電流 I_e を流す前の磁界、より詳細にはその磁界の下でのアモルファス材料 66 の磁化の状態により、磁化の整列に伴って生ずる前記一過性の磁界の大きさが異なる。具体的には、アモルファスワイヤ 66 が状態 $S(0)$ から状態 $S(e)$ に変化する際の一過性の磁界と、状態 $S(1)$ から状態 $S(e)$ に変化する際の一過性の磁界とはその大きさが異なる。

【0046】

このようにしてアモルファスワイヤ 66 が生ずる一過性の磁界を、コイル 72 (図 12、13 参照) により、それらコイル 72 における起電力の変化 E_{coil} として検出する。この起電力の変化は、励起電流 I_e の通電前後のアモルファス材料 66 における磁化の変化に対応するものとなる。具体的には、励起電流 I_e の通電前におけるアモルファスワ

10

20

30

40

50

イヤ 6 6 が受けていた磁界に応じて異なり、通電前におけるアモルファスワイヤ 6 6 の状態が $S(0)$ であった場合には、

$$\{M_{am}(S(e)) - M_{am}(S(0))\} / t$$

となり、通電前におけるアモルファスワイヤ 6 6 の状態が $S(1)$ であった場合には、

$$\{M_{am}(S(e)) - M_{am}(S(1))\} / t$$

となる。このように、コイル 7 2 における起電力の変化 E_{coil} は、計測対象の磁界 B_{mes} を反映したものとなり、起電力の変化 E_{coil} に基づいて磁界 B_{mes} の大きさを算出し得ることとなる。なお、前記 t は磁化が整列するのに要する時間であり、例えばナノ秒単位の時間である。

【0047】

本実施例においては、励起電流 I_e はパルス電流であるので、電流が通電されアモルファス材料 6 6 の磁化が整列される励起状態期間と、通電が停止され、磁化が元の状態に戻る弛緩状態期間とが高周波で繰り返される。そのため、コイル 7 2 における誘導起電力の前記励起状態期間と弛緩状態期間とにおける差を検出することができる。また、これを複数回くり返して平均値などを算出することもできる。

【0048】

前記励起電流 I_e は、環境磁界、すなわち通常の室内環境において受ける地磁気中においてアモルファスワイヤ 6 6 の内部磁化を整列させることができる程度の電流となるようにその大きさが定められる。具体的には、図 1 2 乃至図 1 4 に示すように導線 6 8 が直線状のものである場合には、励起電流 I_e の通電時におけるその近傍の誘導磁界 B_e の大きさは、アンペールの法則より

$$B_e = \mu_0 I / 2 \pi r$$

のように近似される。ここで μ_0 は真空の透磁率 ($= 4 \pi \times 10^{-7} \text{ (T/A/m)}$) であり、 r は導線 6 8 の中心からの距離である。ここで、励起電流 I_e の大きさ I を 200 mA とすると、導線 6 8 の中心から $1000 \mu\text{m}$ (10^{-3} m) の距離におけるアモルファス材料 6 6 にも $4 \times 10^{-5} \text{ T}$ の誘導磁界 B_e を加えることができる。この値は地磁気に匹敵するものであるから、地磁気の下においてアモルファス材料 6 6 の磁化を整列するのに十分であると考えられる。

【0049】

このような iPA センサによって構成される磁気センサ 6 2 も、導体 6 8 に印加される繰り返し周波数を有するパルス電流によって駆動される磁気センサであるので、前述の実施例における MI センサによって構成される磁気センサ 1 2 と同様に、その出力信号を平均化処理部 3 0 による平均化処理、あるいはそれに加えてもしくはそれに代えてノッチフィルタによる処理により、エイリアスノイズの影響を低減することができる。

【0050】

以上、本発明の実施例を図面に基づいて詳細に説明したが、本発明はその他の態様においても適用される。

【0051】

例えば、前述の実施例においては、平均化処理部 3 0 やノッチフィルタ 4 2 による処理は、単独のセンサ出力をサンプルホールド回路 2 6 により処理したのに対して行なわれたが、このような態様に限られない。例えば、複数のセンサ 1 2 もしくは 6 2 を複数用い、それらを差動させる場合においては、一対のセンサの差動出力をサンプルホールド回路により処理し、その出力を平均化処理部 3 0 により平均化したり、ノッチフィルタ 4 2 による処理を行なうことも可能である。

【0052】

また、前述の実施例 2 においては、所定の周波数近傍の帯域成分を通過させないノッチフィルタ 4 2 が用いられたが、これに代えて、所定周波数以下の帯域成分を通過させないハイパスフィルタを用いることも可能である。この場合、前記所定周波数を超える帯域成分はそのハイパスフィルタを通過させられるため、信号強度が低下する割合を抑えることができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 3 】

また、前述の実施例 2 においては、平均化処理部 3 0 による平均化処理が行なわれた後でノッチフィルタ 4 2 による処理が行なわれたが、そのような態様に限られず、これらの順序を逆に行なってもよい。なお、複数のチャンネルに設けられた磁気センサ 1 2、6 2 からの信号がマルチプレックス処理される場合においても適用は可能である。かかる場合にはデータの積算範囲や平均化区間がサンプリング周期よりも短くなるので、エイリアスノイズの影響が顕著であるところ、ノッチフィルタ 4 2 によりエイリアスノイズが現れるサンプリング周波数付近あるいはそれより小さい周波数帯域をカットすることによりエイリアスノイズの影響を低減できる。この場合、ノッチフィルタ 4 2 による処理は、バッファアンプによるデマルチプレックス処理よりも前段で、1 チャンネル毎、すなわち各センサの信号ごとにアナログフィルタで行なえばよい。

10

【 0 0 5 4 】

また、前述の実施例においては、磁気センサとして磁気インピーダンスセンサ (M I センサ) および i P A センサが用いられたが、このようなものに限定されず、繰り返し周波数を有するパルス電流によって駆動される磁気センサであれば本発明が同様に適用可能である。

【 0 0 5 5 】

その他、一々例示はしないが、本発明はその趣旨を逸脱しない範囲内において種々の変更が加えられて実施されるものである。

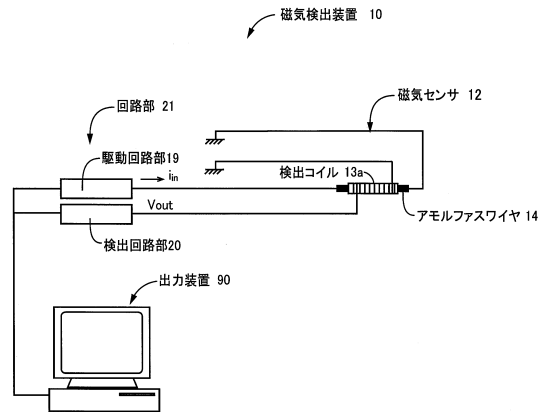
【 符号の説明 】

20

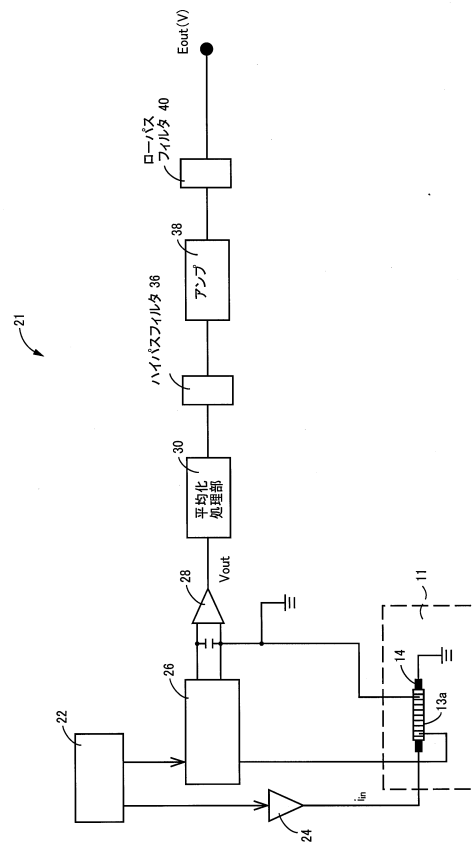
【 0 0 5 6 】

- 1 0 : 磁気検出装置
- 1 2、6 2 : 磁気センサ
- 1 8、5 9 : 回路部
- 3 0 : 平均化処理部
- 4 2 : ノッチフィルタ

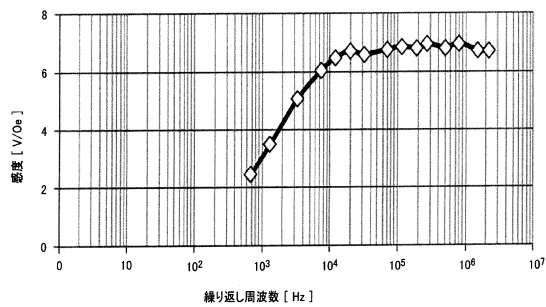
【図 1】



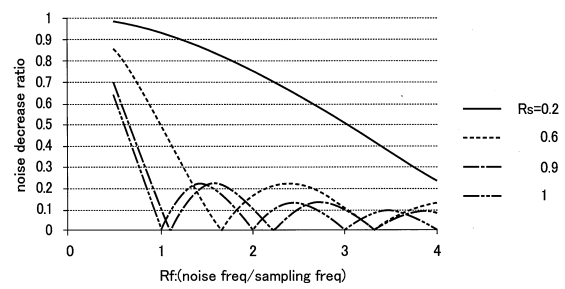
【図 2】



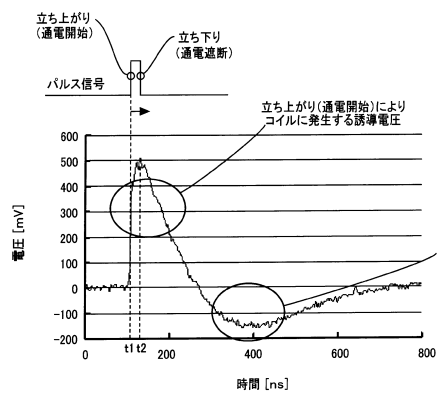
【図 3】



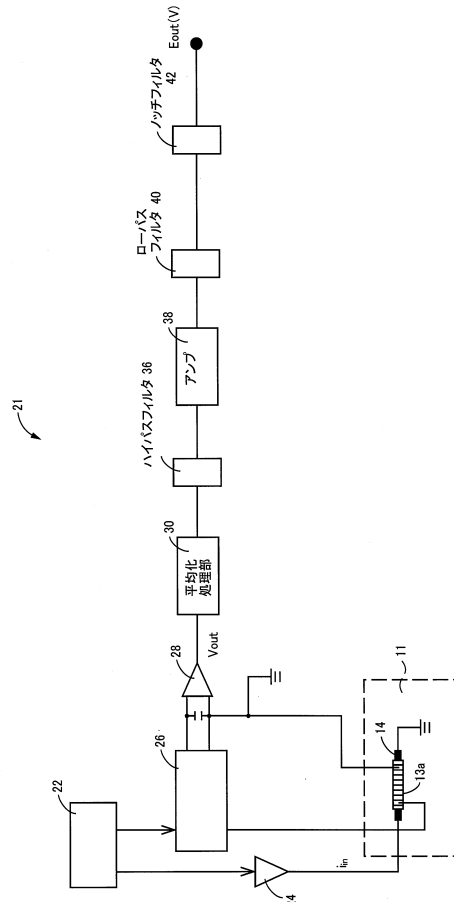
【図 5】



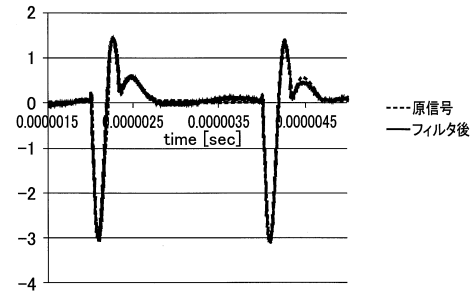
【図 4】



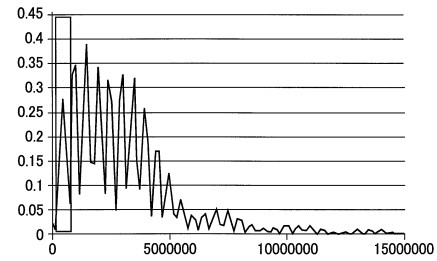
【図 6】



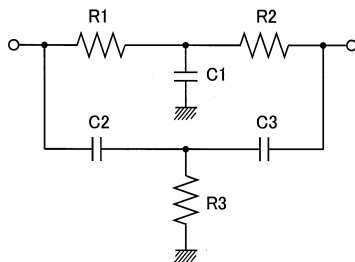
【図 7】



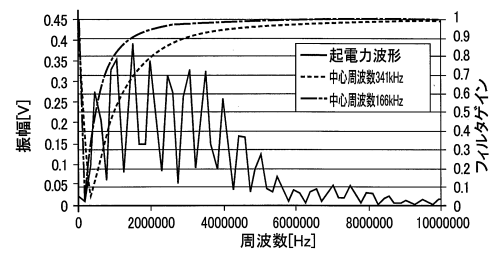
【図 8】



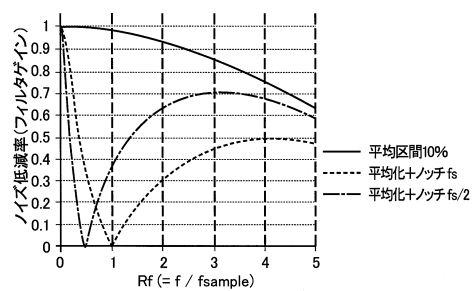
【図 9】



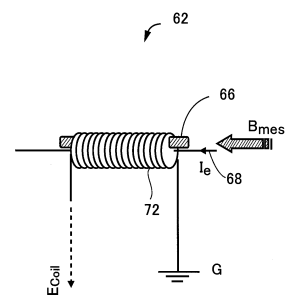
【図 11】



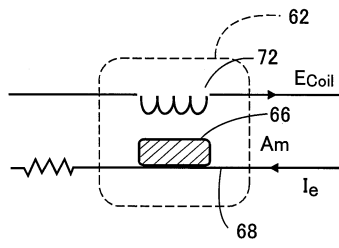
【図 10】



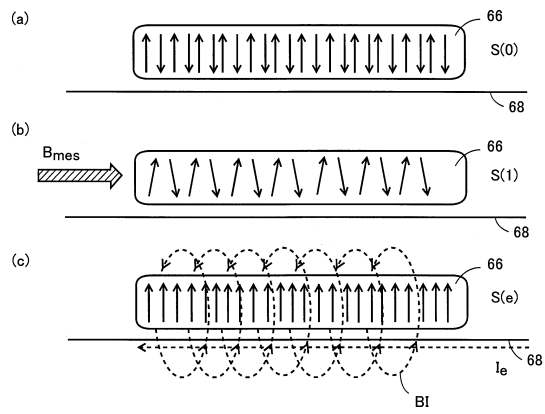
【図 12】



【図 13】



【図 14】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2012-185103(JP,A)
特開2009-300331(JP,A)
特開2008-151700(JP,A)
特開2003-46390(JP,A)
米国特許第7358880(US,B1)
特開2014-173980(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01R 33/00 - 33/26