

(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2017-201332
(P2017-201332A)

(43) 公開日 平成29年11月9日(2017.11.9)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード(参考)
GO 1 R 19/00 (2006.01)	GO 1 R 19/00 Z H V A	2 G O 2 5
GO 1 R 15/20 (2006.01)	GO 1 R 15/20 A	2 G O 3 5
	GO 1 R 15/20 B	

審査請求 有 請求項の数 6 O L (全 27 頁)

(21) 出願番号 特願2017-141590 (P2017-141590)
 (22) 出願日 平成29年7月21日(2017.7.21)
 (62) 分割の表示 特願2015-542496 (P2015-542496)の分割
 原出願日 平成26年9月10日(2014.9.10)
 (31) 優先権主張番号 特願2013-216852 (P2013-216852)
 (32) 優先日 平成25年10月17日(2013.10.17)
 (33) 優先権主張国 日本国(JP)

(71) 出願人 506122327
 公立大学法人大阪市立大学
 大阪府大阪市住吉区杉本3丁目3番138号
 (74) 代理人 230104019
 弁護士 大野 聖二
 (74) 代理人 100109841
 弁理士 堅田 健史
 (74) 代理人 100167933
 弁理士 松野 知絃
 (74) 代理人 100174137
 弁理士 酒谷 誠一
 (72) 発明者 辻本 浩章
 大阪府大阪市住吉区杉本3丁目3番138号公立大学法人大阪市立大学内
 最終頁に続く

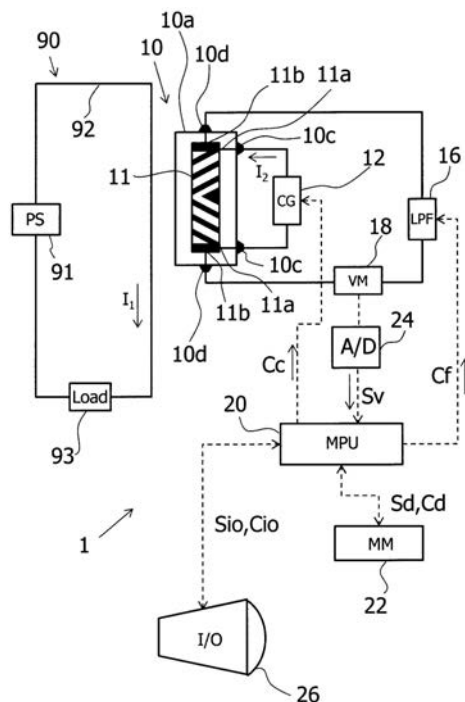
(54) 【発明の名称】 電流測定装置および電流測定方法

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 磁性素子と駆動電流源と電圧測定器という簡単な構成で被測定回路に流れる電流のスペクトルを求めることができる電流測定装置および電流測定方法を提供する。

【解決手段】 被測定回路90中の導線92中を流れる電流を測定する電流測定装置1であって、駆動電流端子11aと測定電圧端子11bが設けられた磁性素子11と、磁性体と導線の位置関係を固定するホルダーと、駆動電流端子間に少なくとも1つ以上の周波数の交流電流を出力可能な電流源12と、測定電圧端子間の電圧を測定する電圧測定器18と、測定電圧端子と電圧測定器の間に設けられたローパスフィルタ16と、を有することを特徴とする。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

導線を通る電流を測定する電流測定装置であって、
磁性素子と、
前記磁性素子に交流電流を供給可能な電流源と、
前記磁性素子の出力の低周波成分を通過させ、前記導線を通る電流に比例した電圧を出力するローパスフィルタと、を備える電流測定装置。

【請求項 2】

前記磁性素子と前記導線との位置関係を固定するホルダーを備える、請求項 1 に記載の電流測定装置。

10

【請求項 3】

前記電流源は、周波数を変えながら前記交流電流を前記磁性素子に供給する、請求項 1 または 2 に記載の電流測定装置。

【請求項 4】

前記交流電流の周波数と、前記ローパスフィルタが出力する電圧と、の関係を表示させる制御部を備える、請求項 3 に記載の電流測定装置。

【請求項 5】

前記制御部は、前記ローパスフィルタが出力する電圧を前記導線を通る電流の強度に換算して表示させる、請求項 4 に記載の電流測定装置。

【請求項 6】

前記電流源は、前記導線を通る電流の周波数と等しい周波数の前記交流電流を前記磁性素子に供給する、請求項 1 または 2 に記載の電流測定装置。

20

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は被測定回路に通る電流のスペクトルを測定できる電流測定装置および電流測定方法に関する。

【背景技術】**【0002】**

近年環境問題を背景として太陽光発電、風力発電などの自然エネルギーの利用や燃料電池等の新しいエネルギーの開発や自動車、家電を含め種々の省エネルギーが盛んに進められている。エネルギー消費の低減、電力消費の低減は今後の日本および全世界の重要な問題である。

30

【0003】

その解決法の一つは電気機器、電子機器それぞれの消費電力の測定および表示と、電力の蓄電・消費の管理制御と言われている。そのためには、小型軽量で安価な測定装置が必要である。

【0004】

例えば、空調機、電気自動車（EV）、ハイブリッド自動車（HEV）等に組み込まれたインバータ電源や太陽電池で発生する直流電力を商用周波数の交流電力に変換するインバータにおいては多くの高調波電流が発生している。

40

【0005】

この高調波電流の計測は主として電流計（Current Transformer：以後「CT」とも呼ぶ。）、シャント抵抗等で電圧に変換した後、計算機による解析（フーリエ解析）や電子回路等によるフィルタ機能を用いた計測が行われている。

【0006】

高周波高調波電流計測において計測精度は、計測に用いるCTの周波数特性（磁気特性）に大きく依存し、高周波領域においては測定精度、信頼性に大きな問題を有している。同時に高周波特性に優れたCTにおいては一般的に高価である。同時にCTによる電流計

50

測においてはCTそのもの（筐体）の大きさが問題となり、装置の小型化、低価格化を阻害する要因になっている。

【0007】

またシャント抵抗を用いた計測手法では大きな電流が流れる際の熱として失われる多大なエネルギーが問題であると共に多くの場合絶縁対策を必要としている。このような理由からCTの場合と同様に装置の小型化、低価格化を阻害する要因になっている。

【0008】

一方、シャント抵抗を用いず、また比較的安価な電流測定装置として、従来から磁性素子を用いたものが知られている。なお、本明細書および特許請求の範囲を含め、「磁性素子」とは、素子外部からの磁界によって電気的特性を変化させる素子とする。従って、半導体を用いたホール素子も磁性素子として扱う。

10

【0009】

磁性素子は、電流の発生する磁界を検出する。したがって、磁性素子を利用した電流測定とは、広くは磁界検出という技術になる。代表的なものとしては、クランプ式の電流計である。これは、電流が流れる導体を磁性体で構成された磁気回路の輪の中に挟み込み、電流が発生させている磁界を磁性素子によって検出するものである（特許文献1）。

【0010】

また、磁性素子によって、被測定回路における消費電力を計測する発明が報告されている（特許文献2）。さらに、磁気インピーダンス効果を利用した磁界測定装置も報告されている（特許文献3）。磁気インピーダンス効果とは、磁性素子に交流電流を流し、スキ
ン効果によって、磁性素子の表面だけに電流の流れを偏在させると、磁性素子のイン
ピーダンスが、外部磁界に対して高い感度で変化する効果である。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0011】

【特許文献1】：特開平07-104011号公報

【特許文献2】：WO2012/105459

【特許文献3】：特開2007-322125号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

30

【0012】

クランプ式電流計は、通常直流磁界の測定に利用され、被測定回路に流れる電流が交流の場合は、最大磁界若しくは実効値表示しかできなかった。また、磁性素子を用いた電力計は、被測定回路に組み込む必要がある。つまり、被測定回路の電流を使用する。しかし、すでにある回路に流れる電流を測定するのは、容易ではない。

【0013】

磁気インピーダンス効果を用いる磁界測定装置は、高い感度を有するものの、被測定回路に流れる交流電流を測定するものは報告されていない。

【0014】

また、これらのいずれの測定装置も、被測定回路に複数の周波数が重畳している場合、若しくは流れている電流の周波数がわからない場合は、その周波数および流れる電流を計測することはできなかった。

40

【0015】

しかし、上記のように、電気機器、電子機器の消費電力の測定や電力の蓄積や消費の管理を行うためには、重畳された多くの周波数の電流が流れる導線に対して、どの周波数成分の電流がどれだけ流れているのかということを検出することが必要である。特にインバータを利用する場合は、周波数の変化と周波数毎の電流値を検出する必要がある。

【課題を解決するための手段】

【0016】

本発明は上記の課題に鑑みて想到されたものである。より具体的に本発明に係る電流測

50

定装置は、

被測定回路中の導線中を流れる電流を測定する電流測定装置であって、
 駆動電流端子と測定電圧端子が設けられた磁性素子と、
 前記磁性素子と前記導線の位置関係を固定するホルダーと、
 前記駆動電流端子間に少なくとも1つ以上の周波数の交流電流を出力可能な電流源と、
 前記測定電圧端子間の電圧を測定する電圧測定器と、
 前記測定電圧端子と前記電圧測定器の間に設けられたローパスフィルタと、

を有することを特徴とする。

【0017】

また、本発明の電流測定方法は、

被測定回路の電流が流れる導線の近傍に配置された磁性素子に交流電流を流す工程と、
 前記磁性素子の端子間電圧をローパスフィルタを介して観測する工程と、
 前記交流電流の周波数を変化させる工程と、
 前記ローパスフィルタを介して観測した端子間電圧と、前記交流電流の周波数を記録する工程を有することを特徴とする。

【発明の効果】

【0018】

本発明に係る電流測定装置は、磁性素子と駆動電流源と電圧測定器という簡単な構成で被測定回路に流れる電流のスペクトルを求めることができる。また、測定原理はヘテロダイン若しくは、スーパーヘテロダインと近似しているが、ヘテロダインを行うための専用回路が不要である。これは見方を変えれば、磁性素子が演算を行っているとも言える。

【0019】

また、測定はローパスフィルタのカットオフ周波数の帯域の精度とすることができる。たとえば、MHzオーダーの周波数に対して、数Hzの帯域の精度で測定が可能になる。すなわち、高周波電流を測定する際には、非常に高いQ値で被測定回路の導線中の電流を検出することができる。

【図面の簡単な説明】

【0020】

【図1】本発明に係る電流測定装置の構成を示す図である。

【図2】センサ部の一部拡大図である。

【図3】磁気抵抗素子の原理を説明する図である。

【図4】バイアス手段の説明をする図である。

【図5】パーバポールが2つ対向して形成された場合の説明をする図である。

【図6】ホール素子の原理を説明する図である。

【図7】本発明の電流測定の原理を説明する図である。

【図8】電流測定装置の処理フローを示す図である。

【図9】電流測定装置の他の構成を示す図である。

【図10】図9に示した電流測定装置の処理フローを示す図である。

【図11】中間周波数増幅器を有する電流測定装置の構成を示す図である。

【図12】図11の電流測定装置の測定原理を示す図である。

【図13】図11の電流測定装置の測定フローを示す図である。

【図14】複素処理を行う電流測定装置の構成を示す図である。

【図15】センサ部の他の構成を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0021】

以下に本発明に係る電流測定装置について図面を参照しながら説明を行う。以下の説明は、本発明の一実施形態についての例示であり、これに限定されるものではない。本発明の趣旨を逸脱しない限りにおいて、以下の実施形態は変更することができる。

【0022】

(実施の形態1)

10

20

30

40

50

図1には、本実施の形態に係る電流測定装置1の構成を示す。被測定回路90には、電源(Power Supply:「PS」と記した)91と負荷(Load)93と電源91と負荷93を接続する導線92から構成されるものとする。電流測定装置1は、センサ部10と、電流源(Current Generator:「CG」と記した。)12と、ローパスフィルタ(Low Pass Filter「LPF」と記した。)16と、電圧測定器(Voltage Meter:「VM」と記した。)18を含む。

【0023】

また、全体を制御する制御器(Micro Processor Unit:「MPU」と記した。)20とメモリ(「MM」と記した。)22、A/D変換器(「A/D」と記した。)24、入出力装置(「I/O」と記した。)26を有していても良い。センサ部10には、磁性素子11が配置されている。磁性素子11は、磁気抵抗素子であってもよいし、ホール素子であってもよい。本実施の形態では磁性素子11が磁気抵抗素子であるとして説明を行う。

10

【0024】

センサ部10には、筐体10a内に磁性素子11が固定されている。また、被測定回路90の回路の一部(導線92)を固定するための、ホルダー10b(図1には図示せず。図2で詳説する。)が配置される。本発明に係る電流測定装置1は、電流が流れる導線92を磁気回路ではクランプしないので、磁性素子11と導線92(電流)の間の距離を固定する必要があるからである。

【0025】

図2にセンサ部10の一例を示す。センサ部10は、磁性素子11(図2には図示せず)を内部に保持する非磁性材料で形成された筐体10aとその上面にホルダー10bが設けられている。また、筐体10aには、内部の磁性素子11と電流源12を接続するための電流端子10c、および磁性素子11の電圧を測定するための電圧端子10dが設けられている。

20

【0026】

ホルダー10bは磁性素子11と導線92の距離を固定でき、非磁性体で構成されていれば、特に形状を限定されるものではない。ホルダー10bの形状は、導線92の太さや、導線92の被覆の厚み等によって、変わっても良い。また、導線92の太さごとに、別の形状をしたホルダー10bを持ったセンサ部10に交換できるような構成にしてもよい。

30

【0027】

磁性素子11が磁気抵抗素子の場合は、導線92を磁性素子11の厚み方向の真上若しくは真下に固定するのが好ましい。磁気抵抗効果は、磁性素子11に流れる電流に対して面内方向の外部磁界に対して磁気抵抗効果を発現するからである。

【0028】

一方、磁性素子11にホール素子を用いる場合は、ホルダー10bは、磁性素子11に流れる電流と平行であって、磁性素子11に隣接する位置に固定するのが好ましい。ホール効果は、磁性素子11に流れる電流に対して、面内に対して垂直方向からの外部磁界に対してホール効果を発現するからである。なお、磁気抵抗素子およびホール素子の種類の違いによって、磁性素子11の電圧を検出する部分と導線92の適切な関係が上記の説明以外の場合もあり得る。ホルダー10bは、磁性素子11と導線92の間のその位置関係を固定できるように形成されてよい。

40

【0029】

図1を再び参照して、磁性素子11には、磁性素子11に電流を流すための駆動電流端子11aと、磁性素子11の電圧を測定するための測定電圧端子11bがそれぞれ一対ずつ設けられる。駆動電流端子11aはセンサ部10の筐体10aに設けられた電流端子10cと接続されており、測定電圧端子11bは、筐体10aの電圧端子10dと接続されている。

【0030】

50

センサ部 10 で用いられる磁性素子 11 は、磁気抵抗素子若しくは、ホール素子のどちらであってもよいので、駆動電流端子 11 a と測定電圧端子 11 b は、共通であってもよいし、それぞれ直角の位置関係であってもよい。磁性素子 11 が磁気抵抗素子であれば、駆動電流端子 11 a と測定電圧端子 11 b は共通である場合が多い。また磁性素子 11 が、ホール素子であれば、駆動電流端子 11 a と測定電圧端子 11 b は、互いに直角の位置関係の場合が多い。

【0031】

電流源 12 (CG: Current Generator) は、交流電流を供給する電流源である。センサ部 10 の電流端子 10 c に接続される。なお、センサ部 10 の電流端子 10 c と磁性素子 11 の駆動電流端子 11 a は、接続されているので、電流源 12 は、
10

【0032】

電流源 12 は、周波数が可変であることが望ましい。電流測定装置 1 は、導線 92 を流れる電流のうち、電流源 12 の発生する周波数とほぼ同じ周波数の電流を測定するからである。なお、複数の交流電流源 12 が用意されており、逐次切り替えるように構成されていてもよい。なお、このような構成は、実施の形態 2 で示す。また、測定したい周波数が予め分かっている場合は、電流源 12 がその周波数だけの電流を供給することを排除しない。

【0033】

また、電流源 12 は、定電流源だけでなく、定電圧源であってもよい。磁性素子 11 に流れる電流の周波数特性は、予め測定しておけば知ることができる。したがって、磁性素子 11 に流れる電流量に依存する測定感度は、後から補正することができるからである。特に、定電圧源を電流源 12 として用いた場合は、周波数によって磁性素子 11 のインピーダンスが変わるため、周波数によって流れる電流量が異なる。したがって、周波数ごとに予め流れる電流量を測定しておき、テーブル若しくは補正値を用意しておくことが望ましい。
20

【0034】

磁性素子 11 の測定電圧端子 11 b には、筐体 10 a に設けられた電圧端子 10 d を介して、電圧測定器 18 が接続される。測定電圧端子 11 b と電圧端子 10 d は接続されているので、電圧測定器 18 は、測定電圧端子 11 b と接続されていると言っても良い。電圧測定器 18 は、内部に適切な増幅器を有し、直流電圧が測定できればよい。電圧測定器 18 は、ローパスフィルタ 16 を介した磁性素子 11 の両端電圧しか測定しないからである。
30

【0035】

また、磁性素子 11 と電圧測定器 18 の間には、ローパスフィルタ 16 (LPF: Low Pass Filter) が配置される。ローパスフィルタ 16 のカットオフ周波数 f_c は固定のものであってもよい。また、外部からの制御信号によって減衰率を変更できるアクティブフィルタであれば、より好ましい。また、カットオフ周波数 f_c が変更できる構成であれば、電流測定時の測定バンド幅を変更できるので好ましい。
40

【0036】

制御器 20 は、1チップコンピューターが好適に利用できる。もちろん、それ以外の構成を排除しない。制御器 20 は、電流源 12 と、電圧測定器 18 に接続されている。ローパスフィルタ 16 のカットオフ周波数 f_c が可変であって、制御器 20 で制御可能な場合は、ローパスフィルタ 16 と接続されていてもよい。制御器 20 は、電流源 12 に対して指示信号 C_c によって、電流を流すタイミングと、流す電流の大きさ及び周波数を制御することができる。また、ローパスフィルタ 16 に対しては、指示信号 C_f によってカットオフ周波数 f_c を変更できる。また、電圧測定器 18 からの測定信号 S_v を受信することができる。
50

【0037】

また、制御器 20 には、操作者が操作可能な入出力装置 26 とメモリ 22 が接続されて

いてもよい。測定の開始や、測定の進行、測定データの表示、測定データの記憶などを行うためである。制御器 20 は、入出力装置 26 との間で、出力信号 $C_{i/o}$ を、また入力信号 $S_{i/o}$ をやり取りできる。出力信号 $C_{i/o}$ には、測定データが含まれ、入力信号 $S_{i/o}$ には、制御器 20 への指示信号が含まれる。また、制御器 20 と電圧測定器 18 の間には、A/D変換器 24 が配置されていてもよい。電圧測定器 18 の出力がアナログ信号の場合もあるからである。

【0038】

次に磁性素子 11 について、より詳細に説明する。磁性素子 11 は外部から印加された磁界によって、電流の流れ方が変化する性質を有する。電流の流れの変化が、素子に対して、流した電流方向の電圧で観測される場合と、流した電流と直角方向の電圧で観測される場合がある。前者は磁気抵抗効果が代表例であり、後者はホール効果が代表例である。

10

【0039】

図 3 に磁気抵抗素子と、磁気抵抗効果を示すグラフを示す。磁気抵抗素子 100 は、短冊状の基板 102 上に、磁性膜 104 が形成される。短冊状の一端 104a から他端 104b の方向を長手方向と呼ぶ。磁性膜 104 は、長手方向に磁化容易軸が誘導されるように形成されているのが望ましい。

【0040】

磁気抵抗素子 100 には、長手方向に電流 I_1 が流される。そして、被測定回路の導線 92 の電流 I_1 が流れる方向に長手方向を合わせるように配置される。なお、図 3 では、被測定回路の導線 92 は、基板 102 の下側に配置されている様子を示している。導線 92 に電流 I_1 が流れるとその周囲に外部磁界 H_{ex} が発生する。この外部磁界 H_{ex} は長手方向の磁性膜 104 の磁化を、磁化容易軸から傾けるように働く。つまり、磁性膜 104 に流れる電流 I_1 の向きと磁化の向きが変化する。このとき、磁気抵抗効果が発生し、磁性膜 104 の電気抵抗が変化する。

20

【0041】

図 3 (b) には、一般的な磁気抵抗効果を示すグラフを示す。横軸は磁性膜 104 の長手方向に直角方向から印加された外部磁界 H_{ex} (A/m) であり、縦軸は磁性膜 104 の長手方向の電気抵抗 (以後単に「抵抗値」ともいう。) R_{mr} () である。外部磁界 H_{ex} が印加されていない時の磁性膜 104 の電気抵抗を R_{m0} とする。外部磁界 H_{ex} が磁気抵抗素子 100 に印加されると、 R_{mr} だけ電気抵抗が減少する。

30

【0042】

また、電気抵抗 R_{mr} の減少は、外部磁界 H_{ex} の方向 (正負) によらない。つまり、磁気抵抗効果は、外部磁界 H_{ex} に対して偶関数の特性を有する。また、外部磁界 H_{ex} が小さい場合は、偶関数の極値付近 ($H_{ex} = 0$ の近傍) でしか電気抵抗 R_{mr} が変化しないので、電気抵抗の変化 R_{mr} が少なく、また線形性も低い。つまり、動作点 P が外部磁界 H_{ex} ゼロの点にあったのでは、センサに用いる素子としては満足できるものではない。なお、動作点 P とは、磁気抵抗効果を示す曲線上で外部磁界 H_{ex} がゼロの時の点をいい、その時の電気抵抗の値は R_{m0} である。

【0043】

図 4 には、改良したタイプの磁気抵抗素子を示す。図 4 (c) には、図 3 (b) に対応するグラフを示す。図 4 (c) は、磁性抵抗素子に、予めバイアス磁界 H_{bias} を印加することによって動作点 P を符号 107 の点に移動させた状態を示している。このように動作点 P を磁気抵抗効果を表す特性曲線の傾斜部分に設定すれば、外部磁界 H_{ex} が小さくても、電気抵抗 R_{mr} の変化は大きくなり、また、抵抗値の変化の方向で外部磁界 H_{ex} の方向が区別できる。より具体的には、図 4 (a) に示すように、短冊状の磁気抵抗素子の長手方向に直角な方向からバイアス磁界 H_{bias} を印加すればよい。

40

【0044】

図 4 (b) には、磁気抵抗素子 112 を示す。磁気抵抗素子 112 は、磁性膜 104 の表面に銅などの導体で、傾斜した連続パターン 113 (パーバポール型パターン) を形成したものである。傾斜した導体の連続パターン 113 の間を流れる電流 I_2 は、傾斜パ

50

ターンの最短距離を流れるので、長手方向（磁化容易軸が形成されている方向）からみると、傾斜した方向に電流 I_2 が流れる。このような磁気抵抗素子 112 は、バイアス磁界 H_{bias} を用いなくても、外部磁界 H_{ex} がゼロの時に、電流と磁化の方向が傾斜しているので、あたかもバイアス磁界 H_{bias} が印加された効果を有する。つまり、図 4 (c) のように動作点 P が、特性曲線の傾斜部分に設定される。

【0045】

本明細書では、磁気抵抗素子のバイアス手段と言った場合、バイアス用の磁石を配置するだけでなく、図 4 (b) のように、導電体のパターン構成によって、見かけ上バイアス磁界 H_{bias} を有するような効果をもつものも、バイアス手段と呼ぶ。

【0046】

図 5 (a) には、バーバーポール型パターンを 2 つ対向させるように、配置した磁気抵抗素子 115 を示す。図面で上側の磁気抵抗素子を符号 116 で表し、下側の磁気抵抗素子を符号 117 で表す。また磁気抵抗素子 116 の磁気抵抗効果を表すグラフを図 5 (b) に示し、磁気抵抗素子 117 の磁気抵抗効果を表すグラフを図 5 (c) に示す。

【0047】

磁気抵抗素子 115 は、中央部分 115c で接地し（センタータップ）、一端 115a から他端 115b に向かって電流 I_2 が流される。この時、傾斜のパターンによって電流 I_2 の傾斜方向が異なる。

【0048】

この時、磁気抵抗素子 116 では端子 115a と中央部分 115c との間の電気抵抗が R_{mr} だけ下がり、磁気抵抗素子 117 では中央部分 115c と端子 115b の間で電気抵抗が R_{mr} だけ上がる。中央部分 115c は接地しているので、磁気抵抗素子 117 での電気抵抗の増加は、マイナス側への増加になる。

【0049】

したがって、端子 115a と端子 115b の間では、結局 $2 R_{mr}$ だけ電気抵抗が減少したことになる。つまり、磁気抵抗素子 115 の両端には、それぞれの素子の 2 倍（+6dB 高い）の出力を得ることができる。なお、図 1 の磁性素子 11 はこのタイプを例示している。すなわち、磁性素子 11 は接地されたセンタータップを有する。

【0050】

図 6 (a) には、ホール素子 120 とその特性を示す。ホール効果は、ホール素子 120 内部を流れる電流が、流れる電流に対して直角な方向から作用する磁界によって、素子内で偏ることで、電位差が生じることで発現する。

【0051】

ホール素子 120 の一端 120a から他端 120b に向かって電流 I_2 が流される。一方、被測定回路の導線 92 は、ホール素子 120 に隣接して配置される。導線 92 に流れる電流 I_1 が作る外部磁界 H_{ex} は、ホール素子 120 の下面 120d から上面 120u に抜ける。すると、流れる電流 I_2 は力を受け、ホール素子 120 の幅方向 120f 方向に偏る。この偏りによって、ホール素子 120 の幅方向（120e と 120f）に電位差が生じる。この電位差をホール電圧 V_H と呼ぶ。

【0052】

図 6 (b) には、その特性を表すグラフを示す。横軸は、外部磁界 H_{ex} である。また縦軸は、ホール電圧 V_H である。ホール素子 120 では、外部磁界 H_{ex} が所定の大きさの間は、ほぼリニアな部分 122 が観測される。また、外部磁界 H_{ex} が所定の値を超えると、ホール電圧 V_H は飽和する部分 123 が観測される。ホール素子 120 を使った実施形態は、実施の形態 2 で示す。

【0053】

次に再び図 1 を参照して、本発明に係る電流測定装置 1 の測定原理について説明する。被測定回路 90 には、電流 I_1 が流れ、磁性素子 11 に電流 I_2 が流れているとする。被測定回路 90 の導線 92 がその周囲に作る磁界 H は、(1) 式のように表される。なお、以下の数式説明で磁界 H は外部磁界 H_{ex} と置き換えても良い。

10

20

30

40

50

【数 1】

$$H = \alpha I_1 \quad \dots \quad (1)$$

【0054】

ここで α は比例定数である。導線 92 の近傍に磁性素子 11 が配置されると、磁性素子 11 は導線 92 が作る磁界 H を受け、磁気抵抗効果によって抵抗値 R_{mr} が変化する。抵抗値の変化を ΔR_{mr} とすると、(2) 式のように表される。

【数 2】

$$\Delta R_{mr} = \beta H \quad \dots \quad (2)$$

10

【0055】

ここで β も比例定数である。(2) 式に (1) 式を代入すると、(3) 式が得られる。

【数 3】

$$\Delta R_{mr} = \alpha \beta I_1 \quad \dots \quad (3)$$

【0056】

磁性素子 11 に電流 I_2 が流れているので、(3) 式によって磁性素子 11 の両端電圧の変化 V_{mr} は (4) 式のように表される。

20

【数 4】

$$\Delta V_{mr} = \Delta R_{mr} \times I_2 \quad \dots \quad (4)$$

【0057】

外部からの磁界 H が無い時の磁性素子 11 の電気抵抗を R_{m0} とすれば、磁性素子 11 の両端の電圧 V_{mr} は、(5) 式で表される。

【数 5】

$$\begin{aligned} V_{mr} &= (R_{m0} + \Delta R_{mr}) \times I_2 \\ &= (R_{m0} + \alpha \beta I_1) \times I_2 \quad \dots \quad (5) \end{aligned}$$

30

【0058】

今被測定回路 90 に流れる電流 I_1 、および磁性素子 11 に流されている電流 I_2 が (6) 式、(7) 式で表されたとする。

【数 6】

$$I_1 = I_1 \sin 2\pi f_1 t \quad \dots \quad (6)$$

40

【数 7】

$$I_2 = I_2 \sin 2\pi f_2 t \quad \dots \quad (7)$$

【0059】

なお、ここで f_1 、 f_2 は周波数を表し、 t は時間を表す。「 π 」は円周率である。

【0060】

(6) 式、(7) 式を (5) 式に代入し、また、(1) から (3) 式を考慮すると、磁性素子 11 の両端電圧 V_{mr} は、(8) 式のように表される。

【数 8】

$$\begin{aligned}
 V_{mr} &= (R_{m0} + \Delta R_{mr}) \times I_2 \\
 &= (R_{m0} + \alpha \beta I_1) \times I_2 \\
 &= (R_{m0} + \alpha \beta I_1 \sin 2\pi f_1 t) \times I_2 \sin 2\pi f_2 t \\
 &= R_{m0} I_2 \sin 2\pi f_2 t + \alpha \beta \gamma I_1 I_2 [\cos 2\pi (f_1 - f_2) t - \cos 2\pi (f_1 + f_2) t]
 \end{aligned}$$

. . . (8)

10

【0061】

(8)式で表されるように、磁性素子11の両端には、 $I_1 I_2 \cos 2\pi (f_1 - f_2) t$ と、 $I_1 I_2 \cos 2\pi (f_1 + f_2) t$ という2つの周波数成分($f_1 - f_2$ と $f_1 + f_2$)の電圧 V_{mr} が観測される。なお、 $\alpha \beta \gamma$ は比例定数である。

【0062】

ここでカットオフ周波数 f_c が $|f_1 - f_2|$ ($| |$ は絶対値を表す。)以下の周波数を有するローパスフィルタ16で磁性素子11の両端電圧 V_{mr} を観測すると、 $f_1 + f_2$ の周波数成分は観測されない。そのときの電圧 V_s は、(9)式のように表される。

【数 9】

$$V_s = \alpha \beta \gamma I_1 I_2 \cos 2\pi (f_1 - f_2) t \quad \dots (9)$$

20

【0063】

カットオフ周波数 f_c を十分に小さくしておき、磁性素子11に流れる電流 I_2 の周波数 f_2 を順次変更すると、周波数 f_2 が周波数 f_1 近傍になった場合に、(10)式で表される電圧 V_s が観測される。

【数 10】

$$V_s = \alpha \beta \gamma I_1 I_2 \quad \dots (10)$$

【0064】

$f_1 - f_2$ がゼロに近づくため(9)式の余弦(\cos)の項が1とみなせるからである。

30

【0065】

つまり、導線92を流れる周波数 f_2 の電流 I_2 を測定バンド幅 $2f_c$ (複素フィルターを使用する場合は帯域幅は f_c)の電流スペクトルとして観測することができる。なお、このように、周波数 f_1 の信号に周波数 f_2 の信号を作用させて、 f_1 よりも低い周波数 $f_1 - f_2$ の信号を得ることをダウンコンバートと呼ぶ。

【0066】

図7に、この関係を図面で示す。図7(a)~図7(c)は、いずれも横軸が周波数 f を表し、縦軸が電圧測定器18の出力 V_s である。被測定回路90に流れている電流 I_1 の周波数を f_1 とする。図7(a)を参照して、今電流測定装置1の電流源12から周波数 f_2 の電流 I_2 が流れ、被測定回路90の導線92には、周波数 f_1 の電流 I_1 が流れている。すると、磁性素子11の両端では、(8)式のように、 $f_1 - f_2$ および $f_1 + f_2$ の信号が発生する。

40

【0067】

次に電流源12の周波数 f_2 を高くする。図7(b)を参照して、周波数 f_2 が被測定回路90に流れる電流 I_1 の周波数 f_1 に近づく $f_1 - f_2$ は値が小さくなり、周波数ゼロの方向に向かう。逆に $f_1 + f_2$ の方は周波数が高くなる。

【0068】

図7(c)を参照して、電流源12の電流 I_2 の周波数 f_2 をより電流 I_1 の周波数 f_1 に

50

近づけると、 $f_1 - f_2$ は小さな周波数となり、カットオフ周波数 f_c を下回る。カットオフ周波数 f_c 以下となった周波数 $f_1 - f_2$ の信号は、上記(10)式のように、電圧測定器18で電圧 V_s として観測することができる。すなわち、磁性素子11に流す電流 I_2 の周波数 f_2 を順次変えながら、磁性素子11の両端電圧を測定することで、導線92に流れる電流 I_1 の大きさと周波数 f_1 を検出することができる。

【0069】

図7(d)には、横軸に電流源12の周波数 f_2 をとり、縦軸には電圧測定器18の出力 V_s を示す。電流測定装置1側では、磁性素子11に流す電流 I_2 の周波数 f_2 は既知であり、ローパスフィルタ16を通した磁性素子11の両端電圧の値は、電圧測定器18からの出力 V_s で知ることができる。したがって、図7(d)の横軸および縦軸の値は、電流測定装置1側で全て取得できるデータである。なお、図7(d)は制御器20が入出力装置26に表示することができる。

10

【0070】

このように横軸を電流源12の周波数 f_2 とし、縦軸を磁性素子11の両端電圧の直流成分 (V_s)をとれば、被測定回路90の導線92に流れていた電流 I_1 を測定することができる。なお、縦軸は適当な補正值で補正することで、電流 I_1 の強度に換算することができる。以上のように本発明の電流測定装置1では、ヘテロダイン若しくはスーパーヘテロダインといった複雑な回路を用いることなく、被測定回路90の電流スペクトルを得ることができる。

【0071】

20

この関係は、被測定回路90に流れる電流 I_1 の周波数 f_1 が複数あっても同様に成り立つ。例えば、(6)式で表した被測定回路90に流れる電流 I_1 を(11)式のように表す。

【数11】

$$I_1 = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin 2\pi f_{1,n} t$$

．．． (11)

30

【0072】

ここで n は自然数を表し、 $f_{1,n}$ は導線92に流れる n 番目の電流の周波数を表す。その時の電流の振幅は I_n である。磁性素子11に流す電流 I_2 は(7)式と同じとして、(11)式と(7)式を(5)式に代入すると、磁性素子11の端子電圧 V_{mr} は(12)式のように表される。

【数12】

$$\begin{aligned} V_{mr} &= R_{mr} I_2 = (R_{m0} + \Delta R_{mr}) \cdot I_2 \\ &= \{R_{m0} + \alpha\beta \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin 2\pi f_{1,n} t\} \times I_2 \sin 2\pi f_2 t \\ &= R_0 I_2 \sin 2\pi f_2 t + \alpha\beta\gamma \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} I_n I_2 [\cos 2\pi(f_{1,n} - f_2)t - \cos 2\pi(f_{1,n} + f_2)t] \right\} \end{aligned}$$

40

．．． (12)

【0073】

カットオフ周波数 f_c を $|f_{1,n} - f_2|$ より小さくすると、 V_{mr} は(13)式のように表される。

50

【数 1 3】

$$V_{mr} = \alpha\beta\gamma \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} I_n I_2 [\cos 2\pi(f_{1,n} - f_2)t] \right\}$$

. . . (13)

【0074】

10

被測定回路 90 の電流 I_1 が周波数 f_1 だけであった場合同様に、磁性素子 11 に流す電流 I_2 の周波数 f_2 を順次変更すると、 f_2 が $f_{1,n}$ の近傍になった時に観測される電圧 V_s は (14) 式のように表される。

【数 1 4】

$$V_s = \alpha\beta\gamma I_n I_2 \quad . . . (14)$$

【0075】

20

なお、この電圧を計測する場合のバンド幅は $2f_c$ である。以上の説明は、磁性素子 11 がホール素子であっても、同様に成り立つ。

【0076】

上記の説明を前提として、再度図 1 を参照し、電流測定装置 1 の動作について説明する。なお、電流源 12 は最低周波数 $f_{2,0}$ から最高周波数 $f_{2,n}$ まで流せる。また、簡単のために被測定回路 90 には、2 種類の周波数の電流が流れているものとする。これらをそれぞれ $f_{1,1}$ と $f_{1,2}$ とする。ただし、 $f_{1,1} < f_{1,2}$ とする。被測定回路 90 の導線 92 は、センサ部 10 のホルダー 10b (図 2 参照) に固定される。また、磁性素子 11 に対する補正值はすでに取得されているものとする。

【0077】

30

なお、補正值とは、上記の場合に、磁性素子 11 の両端電圧を、導線 92 に流れる電流と同じ周波数、同じ値になるように換算することのできる値を含む。また補正值は、予め求められており、メモリ 22 に記録されてもよい。

【0078】

以後の処理フローは、制御器 20 が行うものとして説明を行うが、手動でおこなってもよい。図 8 には、制御器 20 のフローの一例を示す。測定の開始は操作者が、入出力装置 26 から出力信号 C_{io} によって制御器 20 に送る。測定が開始されると (ステップ S100)、制御器 20 は、前処理を行う (ステップ S102)。前処理には、電流源 12 の周波数 f_2 を最低周波数 $f_{2,0}$ にセットする工程が含まれる。そして、周波数 f_2 が最高周波数 $f_{2,n}$ より高いか否かを判断する (ステップ S104)。もし、周波数 f_2 が最高周波数 $f_{2,n}$ より高ければ (ステップ S104 の Y 分岐)、後処理 (ステップ S120) を行い、測定を終了する (ステップ S122)。

40

【0079】

ここで、最高周波数 $f_{2,n}$ とは、電流源 12 が供給できる周波数の最高値をいい、最低周波数 $f_{2,0}$ とは、電流源 12 が供給できる周波数の最低値をいう。なお、電流源 12 が交流電流を供給できるのであれば、最低周波数には、周波数ゼロ (すなわち直流電流) を含んでよい。磁性素子 11 に流す定電流は、被測定回路 90 に重畳されている定電流を検出することができる。

【0080】

周波数 f_2 が最高周波数 $f_{2,n}$ より高くなければ (ステップ S104 の N 分岐)、電流源 12 に f_2 の値を送信し、電流源 12 に周波数 f_2 の電流を出力させる (ステップ S106

50

)。そして、電圧測定器 18 で、ローパスフィルタ 16 を介して磁性素子 11 の両端電圧 (V_s) を測定する。次に、電圧測定器 18 の出力 V_s と、 f_2 の値をメモリ 22 に記録する (ステップ S 108)。次に所定の周波数 f_2 だけ電流源 12 の周波数 f_2 を変化させる (ステップ S 110)。

【0081】

そして、ステップ S 104 に戻る。制御器 20 は、新しい f_2 が最高周波数 $f_{2,n}$ より大きくなるまで、電流源 12 の周波数 f_2 を上げながら、電圧測定器 18 の出力 V_s とその時の f_2 を記録する。

【0082】

電流源 12 の周波数 f_2 が $f_{1,1}$ の近傍の値になると、ローパスフィルタ 16 を通して (14) 式で示されるような出力 V_s が電圧測定器 18 から得られる。そして、 f_2 が $f_{1,1}$ から離れるとローパスフィルタ 16 を通して観測した磁性素子 11 の両端電圧 (V_s) は低くなる。また、 f_2 が $f_{1,2}$ の近傍の値になると、再びローパスフィルタ 16 を通して測定された磁性素子 11 の両端電圧 (V_s) は上昇する。

10

【0083】

ステップ S 110 で、 f_2 を f_2 だけ増加させた結果、最高周波数 $f_{2,n}$ より高くなっていると、測定は終了し、ステップ S 104 で Y 分岐に処理の流れが変わる。ステップ S 120 に処理が移ると、制御器 20 は後処理を行い (ステップ S 120)、停止する (ステップ S 122)。

【0084】

ここで後処理 (ステップ S 120) とは、メモリ 22 に記録した周波数 f_2 と電圧測定器 18 の出力結果 V_s を入出力装置 26 等に出力するといった処理であってもよい。特に、電流源 12 として周波数可変の定電圧発振器を用いた場合は、周波数 f_2 によって、磁性素子 11 に流れる電流 I_1 が変わる。したがって、予め各周波数毎に補正值を用意し、それをメモリ 22 に記録しておく。測定結果を表示する際には、このメモリ 22 中の補正值を用いて電圧測定器 18 の出力 V_s の値を補正するのが望ましい。

20

【0085】

得られるデータは、電流源 12 の周波数 f_2 と、電圧測定器 18 の出力 V_s である。電流源 12 の周波数 f_2 を横軸とし、電圧測定器 18 の出力 V_s (補正值を用いた補正後の値であってもよい) を縦軸として、これらのデータをプロットすると、被測定回路 90 の導線 92 に流れている電流のスペクトルが得られる (図 7 (d) 参照)。

30

【0086】

なお、上記の処理フローでは、電流源 12 の最低周波数から最高周波数まで測定した後、結果を表示するようにしたが、測定する周波数の範囲を決めて測定してもよいし、測定した毎にその時の値を表示するようにしてもよい。また、測定終了後は、停止するのではなく、次の測定のために、ステップ S 102 に戻る等してもよい。

【0087】

(実施の形態 2)

図 9 に本実施の形態に係る電流測定装置 2 の構成を示す。実施の形態 1 と同じ部品については同じ符号を付し、説明は割愛する場合がある。電流測定装置 2 では、センサ部 10 に磁性素子 31 としてホール素子 (以後「ホール素子 31」と呼ぶ。) が用いられる。ホール素子 31 は、駆動電流端子 31 a に対して、測定電圧端子 31 b が、直角に設けられている。したがって、センサ部 10 の筐体 10 a に設けた電流端子 10 c と電圧端子 10 d も直角の位置に配置される。

40

【0088】

また、ホール素子 31 の駆動電流端子 31 a に接続される電流端子 10 c には、複数の電流源 32 a、32 b、32 c が接続されている。また、これらの電流源 32 a、32 b、32 c と電流端子 10 c の間には、接続スイッチ 33 a、33 b、33 c が配置されている。これらの接続スイッチ 33 a、33 b、33 c は、制御器 20 からの指示信号 C_s a、 C_s b、 C_s c で開閉が制御される。電流源 32 a、32 b、32 c のそれぞれの出

50

力周波数を $f_{2,1}$ 、 $f_{2,2}$ 、 $f_{2,3}$ とする。

【0089】

なお、ここでは、電流源を3つ示したが、1つであってもよく、また2以上の複数であってもよい。

【0090】

ここで、実施の形態1で説明したように、 $f_{2,1}$ は周波数がゼロであってもよい。すなわち、直流であってもよい。周波数がゼロの場合は、被測定回路90中の交流成分は、測定できない。しかし、被測定回路90に一定のバイアス電流が流されている場合は、周波数ゼロの電流（定電流）を I_2 としてセンサ部10に供給することによって、被測定回路90中の定電流成分（バイアス電流）を測定することができる。

10

【0091】

以下の制御器20による処理のフローは図8で示した処理のフローとほとんど同じである。なお、電流源32はMaxn個あるとする。図9の場合は、Maxnは3である。図10を参照して、処理がスタートしたら（ステップS200）、前処理を行う（ステップS202）。この前処理には、nを1にセットする工程が含まれる。次に、nが電流源の個数Maxnより大きいか否かを判断する（ステップS204）。

【0092】

nがMaxnを越えていなければ（ステップS204のN分岐）、n番目の電流源が、ホール素子31に接続されるように接続スイッチが閉じられる（ステップS206）。そして、その時の電圧測定器18の出力Vsと流された電流の周波数 $f_{2,n}$ を記録する（ステップS208）。次にnをインクリメントし（ステップS210）、ステップS204に戻る。

20

【0093】

nが電流源の数Maxnを越えたら（ステップS204のY分岐）、後処理（ステップS220）を行い、停止する（ステップS222）。

【0094】

電流測定装置2は、磁性素子31に流す電流の周波数が電流源32の個数分と限定される。したがって、被測定回路90中に流れている電流の周波数が予め決まっている場合若しくは、測定したい電流の周波数が予め決まっている場合に特に有効となる。

【0095】

以上のように、本発明に係る電流測定装置1、2は、非常に簡単な構成で、被測定回路90に流れる電流のスペクトルを測定することができる。また、高い周波数の電流を測定する際にも、ローパスフィルタ16のカットオフ周波数 f_c の2倍の帯域幅の精度で測定することができる、Qの高い測定が可能である。

30

【0096】

なお、上記の実施の形態1では、磁性素子11として磁気抵抗素子を用い、実施の形態2では、磁性素子11としてホール素子を用いた例を示したが、これらの素子を入れ替えてもよい。つまり、実施の形態1の磁性素子11としてホール素子を用いることができるし、実施の形態2の磁性素子31として磁気抵抗素子を用いても良い。

【0097】

（実施の形態3）

図11に本実施の形態に係る電流測定装置3の構成を示す。電流測定装置3は、スーパーヘテロダインと類似した測定原理を有する。すなわち、予め所定の周波数帯域MBを中間周波数として設定しておく。次に、中間周波数より高い周波数 f_1 の電流（被測定回路90の電流 I_1 ）を、磁性素子11と電流源12による周波数変換で、帯域MBの信号にする。すなわち、周波数 $f_1 - f_2$ の信号を帯域MBまでダウンコンバートする。そして、周波数 $f_1 - f_2$ の信号を中間周波数の信号として一度増幅する。その後、 $f_1 - f_2$ の周波数の信号に対して、再度別の磁性素子と電流源（周波数は f_3 ）を用いた測定を行う。

40

【0098】

この技術は主として一定の帯域を有する送信信号をキャリア信号からベースバンド信号

50

にダウンコンバートする際に、負の周波数の影響を排除するために用いられる。

【0099】

この技術を利用するメリットは、カットオフ周波数 f_c 以下までダウンコンバートした周波数 $f_1 - f_2$ の信号強度が小さい場合に特に有用となる。周波数 $f_1 - f_2$ の信号強度が低い場合は、ローパスフィルタ 16 を通して観測できる直流電圧の SNR が低くなり、測定精度が低下する。

【0100】

しかし、周波数 $f_1 - f_2$ の信号がカットオフ周波数 f_c より高い周波数（中間周波数）にして、一度増幅することで、ローパスフィルタ 16 を通して観測される電圧 V_s の SNR を高くすることができる。また、測定する電流に所定の帯域を有する信号が重畳されていた場合は、その帯域の信号を復調することも可能になる。

10

【0101】

図 11 では、図 1 の構成を基本として説明を行う。しかし、図 9 の構成であっても同様に適用することができる。すなわち、磁性素子は、磁気抵抗素子であってもホール素子であってもよい。

【0102】

なお、電流測定装置 3 では、磁性素子と電流源を 2 組利用する。実施の形態 1 で説明した電流測定装置 1 にはない磁性素子と電流源を第 2 磁性素子 41 および第 2 電流源 42 とする。そこで、電流測定装置 1 に存在する磁性素子および電流源を第 1 磁性素子 11 及び第 1 電流源 12 と呼ぶ。また、それぞれの端子についても、第 1 駆動電流端子 11a、第 1 測定電圧端子 11b とする。また、筐体 10a を含めたセンサ部を第 1 センサ部 10 とする。

20

【0103】

被測定回路 90 と、第 1 磁性素子 11、第 1 電流源 12 の構成は実施の形態 1 と同じである。したがって、筐体 10a 上にホルダー 10b が設けられており、被測定回路 90 の導線 92 はホルダー 10b で、第 1 磁性素子 11 と所定の位置関係に固定される。

【0104】

電流測定装置 3 は、第 1 測定電圧端子 11b（電圧端子 10d）が電流増幅器 38 に接続されている。そして、電流増幅器 38 の出力線 39 は接地される。電流増幅器 38 は、第 1 測定電圧端子 11b の端子間電圧に比例した電流を流すことができれば、構成は特に限定されない。例えば、電流ブースターを備えた電圧増幅器を利用してもよい。

30

【0105】

また、電流増幅器 38 は、中間周波数の帯域 MB の信号だけ増幅し、それ以外の信号は増幅しない。従って、フラットな周波数特性を有する必要はない。さらに言えば、帯域 MB のバンドパスフィルタを有していても良い。

【0106】

電流増幅器 38 の出力線 39 には、第 2 磁性素子 41 が設けられる。第 2 磁性素子 41 は磁性素子 11 と同じものでもよい。ここでは磁気抵抗素子で説明するが、ホール素子を用いても良い。第 2 磁性素子 41 は、第 1 磁性素子 11 と同様に、バイアス手段を有する。ここでは、図 5 で示した、バーバーポール型の導電体パターンを有するバイアス手段と、接地されたセンタータップを有するタイプのもので説明を続ける。

40

【0107】

第 2 磁性素子 41 と出力線 39 は、電流測定装置 3 中に内蔵される。つまり、出力線 39 と第 2 磁性素子 41 は、離脱可能に構成されなくてもよい。したがって、図 3 で示した位置関係のように、出力線 39 を第 2 磁性素子 41 の膜厚方向の上若しくは下に密着配置し、そのまま固定してもよい。

【0108】

つまり、出力線 39 と第 2 磁性素子 41 は、一体的に形成されてもよい。具体的には、第 2 磁性素子 41 と出力線 39 を樹脂などでモールドする若しくは、第 2 磁性素子 41 と出力線 39 をフォトリソグラフィで一体的に作製してもよい。この部分を第 2 センサ部 4

50

0と呼ぶ。第2センサ部40には、筐体等を明示的に示していないが、第2磁性素子41を筐体内に収納し、耐候性を高めてもよい。また、出力線39と第2磁性素子41の位置関係を固定するためのホルダーを有していてもよい。

【0109】

第2磁性素子41にも一对の第2駆動電流端子41aと、一对の第2測定電圧端子41bが設けられる。第2駆動電流端子41aには、第2電流源42が接続される。また第2測定電圧端子41bには、ローパスフィルタ16が接続される。ローパスフィルタ16には、電圧測定器18が接続される。電圧測定器18は、A/D変換器24を介して制御器50に接続される。ローパスフィルタ16以降の構成は、実施の形態1で示した電流測定装置1の場合と同じである。なお、制御器50の制御は、制御器20の場合と異なる処理を行う。

10

【0110】

第2電流源42は、制御器50の指示信号Cmによって、周波数の異なる電流を、第2磁性素子41の長手方向に流す。第2電流源42の電流を電流 I_4 とし周波数は f_3 とする。第2電流源42は、図12(a)の帯域MBまでの周波数の電流を流せばよい。さらにいえば、帯域MBの間の周波数の電流が流せばよい。

【0111】

次に図11の構成図、図12の測定原理図および図13のフロー図を用いて電流測定装置3の動作(制御器50の処理)について説明する。説明を簡単にするために、被測定回路90には周波数 f_1 の電流が流れているとする。被測定回路に、複数の周波数の電流が流れている場合でも、以下の処理で測定することができる。

20

【0112】

処理が開始されたら(ステップS300)、前処理が行われる(ステップS302)。前処理には、第1電流源12の周波数 f_2 を最低周波数 $f_{2,1}$ にセットし、第2電流源42の周波数 f_3 を最低周波数 $f_{3,0}$ にセットする工程が含まれる。

【0113】

ここで、第2電流源42が出力する電流の周波数は、中間周波数の帯域MBの下側周波数 f_{md} から上側周波数 f_{mu} までと限っても良い(図12(b)参照)。ここでは、第2電流源42が出力する最低周波数 $f_{3,0}$ は帯域MBの下側周波数 f_{md} であり、最高周波数 $f_{3,m}$ は上側周波数 f_{mu} であるとする。

30

【0114】

次に、周波数 f_2 が最高周波数 $f_{2,n}$ より高いか否かを判断する(ステップS304)。もし、周波数 f_2 が最高周波数 $f_{2,n}$ より高ければ(ステップS304のY分岐)、後処理(ステップS320)を行い、測定を終了する(ステップS322)。

【0115】

ここで、最高周波数 $f_{2,n}$ とは、第1電流源12が供給できる周波数の最高値をいい、最低周波数 $f_{2,1}$ とは、第1電流源12が供給できる周波数の最低値をいう。なお、第1電流源12が交流電流を供給できるのであれば、最低周波数には、周波数ゼロ(定電流「 $f_{2,0}$ 」と表す。)を含んでよい。磁性素子11に流す定電流は、被測定回路90に重畳されている定電流を検出することができる。

40

【0116】

次に、周波数 f_2 が最高周波数 $f_{2,n}$ より高くなければ(ステップS304のN分岐)、第1電流源12に f_2 の値を送信し、第1電流源12に周波数 f_2 の電流 I_2 を出力させる(ステップS306)。このときの被測定回路90中の周波数 f_1 の電流 I_1 と第1電流源12による周波数 f_2 の電流 I_2 との周波数の関係の一例を図12(a)に示す。周波数 f_1 と f_2 の信号同士が第1磁性素子11によって演算され、 $f_1 - f_2$ および $f_1 + f_2$ の信号を発生させる。これらの信号は第1測定電圧端子11b間に現れる。

【0117】

一方、第1測定電圧端子11bが接続されている電流増幅器38は、中間周波数の帯域MB以外の周波数を増幅しない。したがって、 $f_1 - f_2$ が中間周波数の帯域MBの信号に

50

なれば、このときの第 1 測定電圧端子 1 1 b の端子間電圧に比例した電流が電流増幅器 3 8 から出力線 3 9 に流される。なお、このときの比例定数は、電流増幅器 3 8 の増幅率となる。

【 0 1 1 8 】

次に制御器 5 0 は、第 2 電流源 4 2 の電流をスイープさせる。具体的には、周波数 f_3 が最高周波数 $f_{3,m}$ より高いか否かを判断する (ステップ S 3 0 8)。周波数 f_3 が最高周波数 $f_{3,m}$ より高ければ (ステップ S 3 0 8 の Y 分岐)、ステップ S 3 1 4 までのループを抜ける。すなわち、スイープをやめる。周波数 f_3 が最高周波数 $f_{3,m}$ より高くなければ (ステップ S 3 0 8 の N 分岐)、第 2 電流源 4 2 に f_3 の値を送信し、第 2 電流源 4 2 に f_3 の周波数の電流を出力させる (ステップ S 3 1 0)。

10

【 0 1 1 9 】

図 1 2 (b) には、このときの第 2 電流源 4 2 による電流 (周波数 f_3) と出力線 3 9 に流れる電流 (周波数 $(f_1 - f_2)$) の関係の一例を示す。第 2 センサ部 4 0 にとっては、周波数 $f_1 - f_2$ の信号は固定された信号に見える。第 2 磁性素子 4 1 は、周波数 $f_1 - f_2$ の信号と、第 2 電流源 4 2 による周波数 f_3 の電流との間で演算を行い、周波数 $f_1 - f_2 - f_3$ の信号と、周波数 $f_1 - f_2 + f_3$ の信号を、第 2 測定電圧端子 4 1 b 間に発生させる。

【 0 1 2 0 】

次に、電圧測定器 1 8 の出力 V_s と、 f_2 および f_3 の値をメモリ 2 2 に記録する (ステップ S 3 1 2)。次に、所定の周波数 f_3 だけ第 2 電流源 4 2 の周波数 f_3 を変化させる (ステップ S 3 1 4)。ステップ S 3 0 8 からステップ S 3 1 4 を繰り返すことで、中間周波数の帯域 M B の間にある周波数の電流をカットオフ周波数 f_c 以下にダウンコンバートする。

20

【 0 1 2 1 】

図 1 2 (c) に周波数 f_3 の信号 (第 2 電流源 4 2 が流す電流) が、スイープによって周波数が高くなり、周波数 $f_1 - f_2$ の信号に接近した場合の各信号周波数の関係を示す。周波数 $f_1 - f_2 - f_3$ の信号がカットオフ周波数 f_c より小さくなると、電圧測定器 1 8 に直流の出力電圧 V_s として観測される。

【 0 1 2 2 】

ステップ S 3 0 8 で第 2 電流源 4 2 の電流のスイープが終了したと判断されたら (ステップ S 3 0 8 の Y 分岐)、周波数 f_3 を初期値 $f_{3,0}$ に再設定し (ステップ S 3 1 6)、所定の周波数 f_2 だけ第 1 電流源 1 2 の周波数 f_2 を変化させ (ステップ S 3 1 8)、ステップ S 3 0 4 に戻る。ステップ S 3 0 4 で測定が終了したと判断された場合は、後処理を行い (ステップ S 3 2 0)、停止する (ステップ S 3 2 2)。

30

【 0 1 2 3 】

ステップ S 3 1 2 で記録した f_2 および f_3 の周波数は、 $f_2 + f_3$ を横軸にとり、電圧測定器 1 8 の出力 V_s を縦軸にとり、図 1 2 (d) のようにプロットする。このようにすることで、被測定回路 9 0 中の電流のスペクトルを得ることができる。なお、縦軸の出力 V_s は、第 1 センサ部 1 0、電流増幅器 3 8、第 2 センサ部 4 0 のゲインを予め測定して補正值を用意し、その補正值で補償することで、被測定回路 9 0 中に流れる電流の値に換算

40

【 0 1 2 4 】

なお、本実施の形態では f_3 を複数の周波数の電流として扱ったが、中間周波数の帯域 M B の所定の周波数に固定してもよい。また、図 1 1 で示す第 1 電流源 1 2 および第 2 電流源 4 2 は、連続的に周波数を変更できても良いし、予め用意された、複数の電流源を切り替えるようにしてもよい。また、第 1 電流源 1 2 には直流電流が含まれていても良い。

【 0 1 2 5 】

(実施の形態 4)

実施の形態 1、2 および 3 では、周波数を測定できる電流測定装置の基本的原理につい

50

て説明した。実際の使用形態では、近接した複数の周波数が存在する場合があります、信号同士のビートが生じ、ダウンコンバートはより複雑となる。また、実際の使用形態では、導線 92 を流れる電流 I_1 と、磁性素子 11 に流す電流とは、同期されていない。したがって、互いの位相は一致しない。

【0126】

互いの位相が一致しない場合、ローパスフィルタの出力電圧は一定せず、測定ができない（測定値が決まらない）場合もある。これは、周波数を持った電流を複素数的に扱わなかったからである。そこで、本実施の形態では、測定対象の電流を複素数として扱うことで、上記の課題を克服できる電流測定装置 4 を提供する。

【0127】

図 14 に本発明の電流測定装置 4 の構成を示す。電流測定装置 4 は、第 1 磁性素子 11 を有する第 1 センサ部 10 と第 2 磁性素子 41 を有する第 2 センサ部 40 と、測定対象である電流 I_1 が流れる導線 92 と第 1 センサ部 10 および第 2 センサ部 40 の位置関係を固定するホルダー 10b と、第 1 磁性素子 11 に周波数 f_1 の信号を印加する電流源 12 と、第 2 磁性素子 41 に電流源 12 の信号と位相が $\pi/2$ ずれた電流を印加する位相変換器 13 と、第 1 磁性素子 11 および第 2 磁性素子 41 の端子間電圧に対して帯域制限をかける第 1 ローパスフィルタ 16 および第 2 ローパスフィルタ 17 と、第 1 ローパスフィルタ 16 と第 2 ローパスフィルタ 17 の出力（電圧値）の 2 乗和平方根を算出する振幅ベクトル演算器 44（VAA）と、振幅ベクトル演算器 44 とメモリ 22 と結合された制御器 52 を含む。

【0128】

また、第 1 磁性素子 11 と第 2 磁性素子 41 の出力を増幅する第 1 計装アンプ 46 と第 2 計装アンプ 47 が含まれていてもよい。また、振幅ベクトル演算器 44 の出力をデジタル処理する場合は、振幅ベクトル演算器 44 の後段に、A/D 変換器 24 を設けてもよい。

【0129】

また、第 1 ローパスフィルタ 16 と第 2 ローパスフィルタ 17 の出力から逆正接値を求める位相ベクトル演算器 45（VA）が設けられていてもよい。ベクトル演算器 45 の出力には A/D 変換器 25 が接続されていてもよい。なお、振幅ベクトル演算器 44 と位相ベクトル演算器 45 は、制御器 52 若しくは他の処理ユニットがソフト的に行ってもよい。

【0130】

第 1 磁性素子 11 と第 2 磁性素子 41 は、図 4 もしくは図 5 の構成であってよい。しかし、より大きな差動出力を得るために、ブリッジ回路としてもよい。図 15 には、ブリッジ回路を利用した場合の第 1 センサ部 10（第 1 磁性素子 11）および第 2 センサ部 40（第 2 磁性素子 41）の構成を示す。第 1 センサ部 10 および第 2 センサ部 40 は同じ構成をしているので、ここでは第 1 センサ部 10 だけの構成を説明する。

【0131】

図 15 を参照して、第 1 センサ部 10 は第 1 磁性素子 115 と、ブリッジ抵抗 60 とブリッジ抵抗 61 で構成される。ブリッジ抵抗 60 とブリッジ抵抗 61 の一端は結合され、第 1 駆動電流端子 11a（電流端子 10c）の一方の端子となる。ブリッジ抵抗 60 の他端は、第 1 磁性素子 115 の一端 115a に接続され、ブリッジ抵抗 61 の他端は第 1 磁性素子 115 の他端 115b に接続される。

【0132】

第 1 磁性素子 115 は、図面（図 15）上側の磁気抵抗素子 116 と下側の磁気抵抗素子 117 が直列に接続されたと考えられる。したがって、中央部分 115c を端子とすると、ブリッジ抵抗 60 および磁気抵抗素子 116 の直列接続部分と、ブリッジ抵抗 61 および磁気抵抗素子 117 の直列接続部分の並列接続で構成されるブリッジ回路が形成される。

【0133】

10

20

30

40

50

なお、ここで中央部分 1 1 5 c は、第 1 駆動電流端子 1 1 a (電流端子 1 0 c) の他方の端子となる。また、第 1 磁性素子 1 1 5 の一端 1 1 5 a と他端 1 1 5 b は、電圧端子 1 0 d (測定電圧端子 1 1 b) となる。第 2 センサ部 4 0 についても、同様の構成としてよい。

【 0 1 3 4 】

図 1 4 を参照して、電流源 1 2 は制御器 5 2 からの指示信号 C c を受け、指示された周波数と強度の電流を出力する。また位相変換器 1 3 は、電流源 1 2 から電流を供給され、電流源 1 2 が出力する電流 I_2 と位相が $\pi/2$ ずれた電流 I_4 を出力する。

【 0 1 3 5 】

振幅ベクトル演算器 4 4 は、第 1 ローパスフィルタ 1 6 と第 2 ローパスフィルタ 1 7 の出力をそれぞれ X、Y とした時に、2 乗和平方根値を算出する。より具体的には、2 乗和平方根値を W とすると (15) 式である。

10

$$W = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad \dots \quad (15)$$

20

【 0 1 3 6 】

位相ベクトル演算器 4 5 は、第 1 ローパスフィルタ 1 6 と第 2 ローパスフィルタ 1 7 の出力をそれぞれ X、Y とした時に、逆正接値を算出する。より具体的には、逆正接値をとすると、(16) 式である。

【 数 1 6 】

$$\Theta = \tan^{-1} \frac{Y}{X} \quad \dots \quad (16)$$

30

【 0 1 3 7 】

振幅ベクトル演算器 4 4 と位相ベクトル演算器 4 5 は、それぞれの出力を信号 S v a および信号 S v として制御器 5 2 に送信する。

【 0 1 3 8 】

制御器 5 2 は、電流源 1 2 と振幅ベクトル演算器 4 4 と位相ベクトル演算器 4 5 と接続されている。そして、電流源 1 2 には指示信号 C c を送信し、電流源 1 2 が出力する電流値、周波数、出力する時期などを制御する。また、振幅ベクトル演算器 4 4 と位相ベクトル演算器 4 5 からの信号 S v a および信号 S v を得て、電流源 1 2 が出力した電流の周波数と、信号 S v a および信号 S v との関係を、入出力装置 2 6 に出力する。

40

【 0 1 3 9 】

次に図 1 4 を参照して、電流測定装置 4 の動作について説明する。被測定回路 9 0 の導線 9 2 に流れる電流 I_1 によって導線 9 2 の周囲に磁界が発生する。一方、第 1 磁性素子 1 1 に交流電流 I_2 を流す。また、第 2 磁性素子 4 1 には交流電流 I_2 と同じ周波数で交流電流 I_2 と位相が $\pi/2$ だけずれた交流電流 I_4 が流される。

【 0 1 4 0 】

第 1 磁性素子 1 1 および第 2 磁性素子 4 1 に流される電流の周波数と同一の周波数成分

50

を有する電流が導線 9 2 に流れている場合は、第 1 ローパスフィルタ 1 6 および第 2 ローパスフィルタ 1 7 から直流電圧が得られるのは、実施の形態 1 で説明した通りである。

【 0 1 4 1 】

交流電流 I_2 を流しながら、導線 9 2 に流れる電流 I_1 が発生する磁界の影響を受ける第 1 磁性素子 1 1 (第 2 磁性素子 4 1) の測定電圧端子間 1 1 b (4 1 b) に現れる出力電圧は、導線 9 2 に流れる電流 I_1 と第 1 磁性素子 1 1 に流される電流 I_2 の乗算結果となる。また、よく知られているように、実信号である導線 9 2 に流れる電流に、位相が $\pi/2$ ずれた電流を乗算すると、実数成分および虚数成分が生成される。これらの成分から、実信号の振幅および交流電流 I_2 と導線 9 2 に流れる電流 I_1 の位相差を求めることができる。

10

【 0 1 4 2 】

以下に簡単にこれを説明する。導線 9 2 に流れる電流 I_1 を $A \cos(2\pi f_1 t + \theta_1)$ とする。ここで A は振幅である。電流源 1 2 および位相変換器 1 3 から出力される信号をそれぞれ $\cos(2\pi f_2 t + \theta_2)$ 、 $\sin(2\pi f_2 t + \theta_2)$ とする。これらをそれぞれ複素数表現にし、その結果を B とすると B は、(1 7) 式のようにになる。

【 数 1 7 】

$$\begin{aligned}
 B &= \frac{1}{2} \{ A \exp[-j(2\pi f_1 t + \theta_1)] + A \exp[j(2\pi f_1 t + \theta_1)] \} \exp[-j(2\pi f_2 t + \theta_2)] \\
 &= \frac{1}{2} \{ A \exp[-j(2\pi f_1 t + 2\pi f_2 t + \theta_1 + \theta_2)] + A \exp[j(2\pi f_1 t - 2\pi f_2 t + \theta_1 - \theta_2)] \} \\
 &\dots\dots (17)
 \end{aligned}$$

20

【 0 1 4 3 】

ここで電流源 1 2 の電流 I_2 の周波数 f_2 が導線 9 2 に流れる電流 I_1 の周波数 f_1 と同じになったとすると、(1 8) 式のようにになる。

【 数 1 8 】

$$\begin{aligned}
 B &= \frac{1}{2} \{ A \exp[-j(4\pi f_1 t + \theta_1 + \theta_2)] + A \exp[j(\theta_1 - \theta_2)] \} \\
 &\dots\dots (18)
 \end{aligned}$$

30

【 0 1 4 4 】

この B をローパスフィルタで抜けば、 $1/2 \{ A \exp[j(\theta_1 - \theta_2)] \}$ を得ることができる。この成分を頭に書けば、 $1/2 A \cos[(\theta_1 - \theta_2)]$ と $1/2 A \sin[(\theta_1 - \theta_2)]$ である。これらはまた、第 1 ローパスフィルタ 1 6 および第 2 ローパスフィルタ 1 7 の出力である。したがって、X を $1/2 A \cos[(\theta_1 - \theta_2)]$ とし、Y を $1/2 A \sin[(\theta_1 - \theta_2)]$ とすると、(1 5) 式および (1 6) 式で示したように、振幅 W と位相 ϕ を得ることができる。

40

【 0 1 4 5 】

ここで得られた振幅 W は、導線 9 2 を流れる電流 I_1 の周波数 f_1 や、電流源 1 2 および位相変換器 1 3 から流れる電流 I_2 および I_4 の周波数 f_2 、さらに θ_1 および θ_2 に依存しない。よって、安定した値を得ることができる。制御器 5 2 は、電流源 1 2 に出力させた周波数と、振幅 W の関係を入出力装置 2 6 に表示させることができる。なお、メモリ 2 2 には、得られた振幅 W を電流値に換算するテーブル若しくは補正值が記憶される。したがって、振幅 W は導線 9 2 に流れる電流値に換算して入出力装置 2 6 に表示してもよい。

50

【産業上の利用可能性】

【0146】

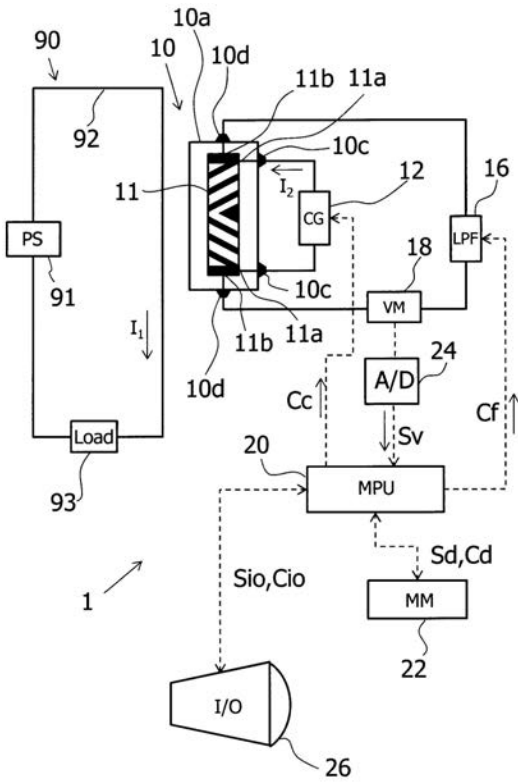
本発明に係る電流測定装置は、据え置き電流測定装置だけでなく、機器に組み込むことのできる電流測定装置としても利用可能である。

【符号の説明】

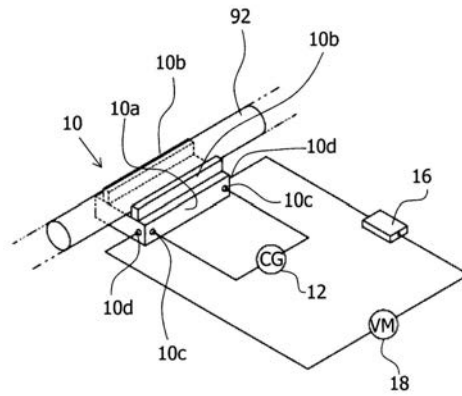
【0147】

1、2、3	電流測定装置	
10	センサ部	
10a	筐体	
10b	ホルダー	10
10c	電流端子	
10d	電圧端子	
11	磁性素子（磁気抵抗素子）	
11a	駆動電流端子	
11b	測定電圧端子	
12	電流源（第1電流源）	
13	位相電流源（ / 2位相変換器）	
16	ローパスフィルタ（第1）	
17	ローパスフィルタ（第2）	
18	電圧測定器	20
20	制御器	
22	メモリ	
24	A / D変換器	
25	A / D変換器	
26	入出力装置	
31	磁性素子（ホール素子）	
31a	駆動電流端子	
31b	測定電圧端子	
32a、32b、32c	電流源	
33a、33b、33c	接続スイッチ	30
38	電流増幅器	
39	出力線	
40	第2センサ部	
41	第2磁性素子	
41a	第2駆動電流端子	
41b	第2測定電圧端子	
42	第2電流源	
43	位相変換器	
44	ベクトル演算器（振幅）	
45	ベクトル演算器（位相）	40
46	第1計装アンプ	
47	第2計装アンプ	
50	制御器	
52	制御器	
60	ブリッジ抵抗	
61	ブリッジ抵抗	
90	被測定回路	
91	電源	
92	導線	
93	負荷	50

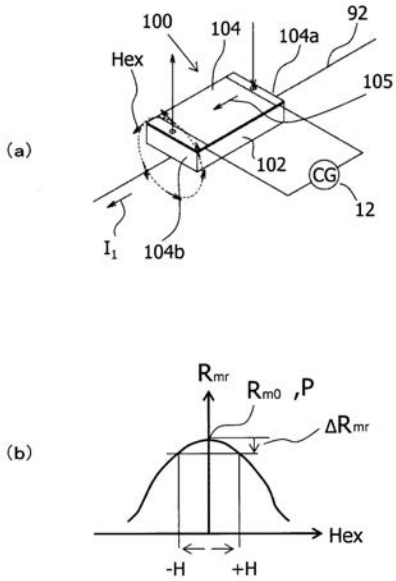
【 図 1 】



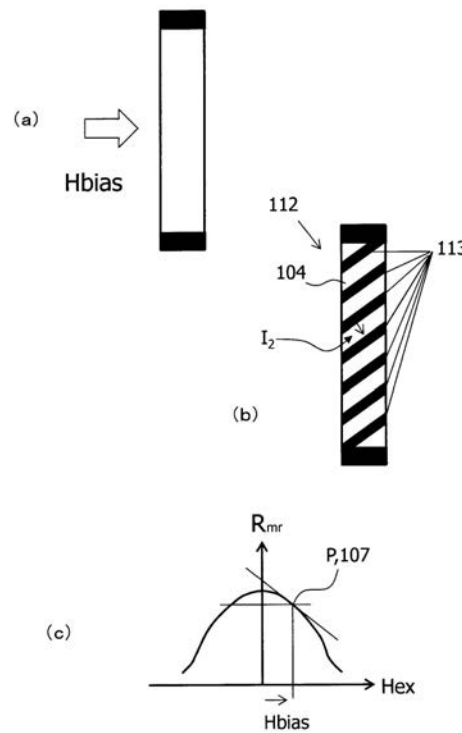
【 図 2 】



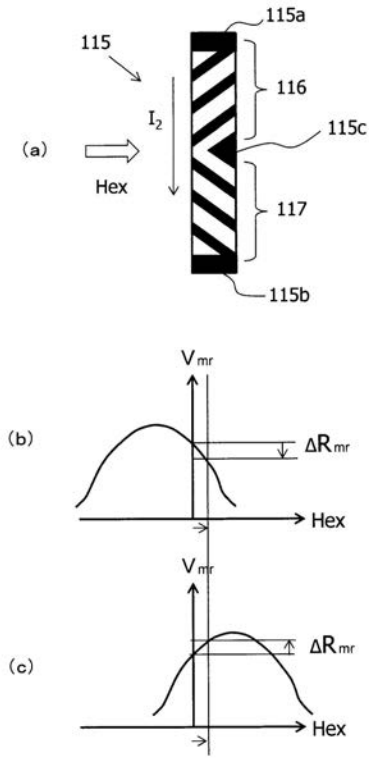
【 図 3 】



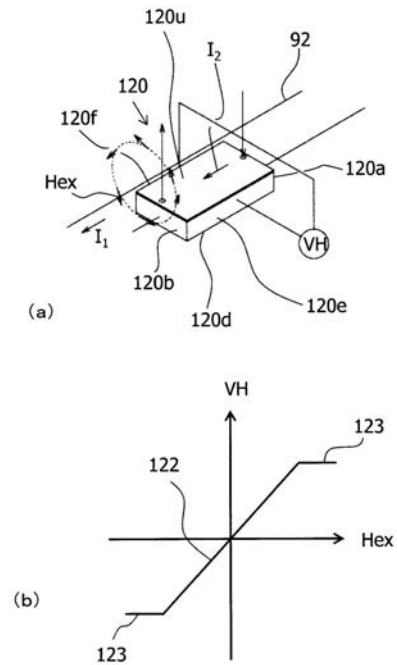
【 図 4 】



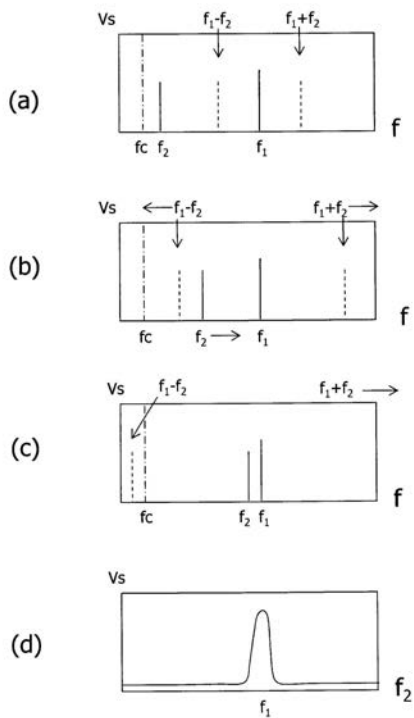
【 図 5 】



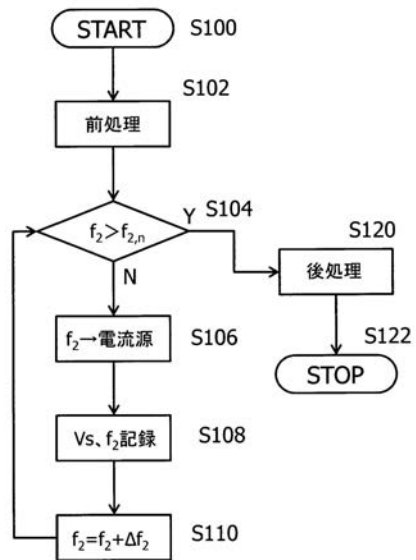
【 図 6 】



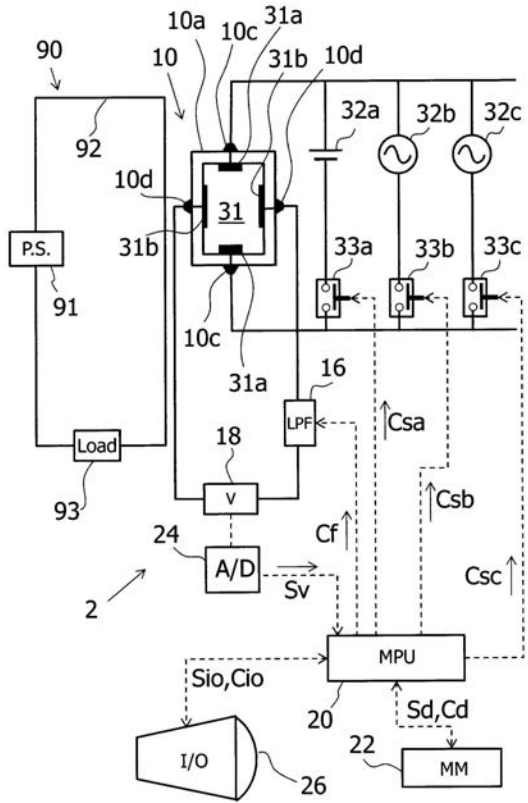
【 図 7 】



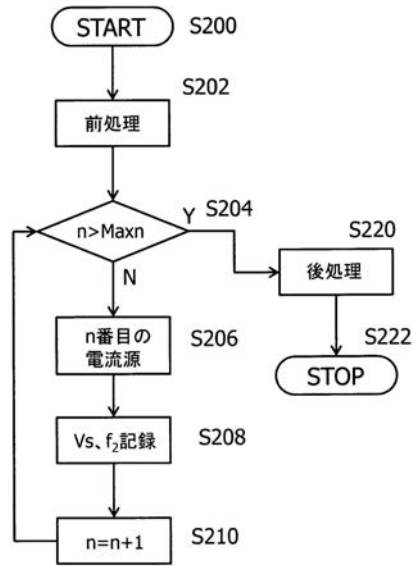
【 図 8 】



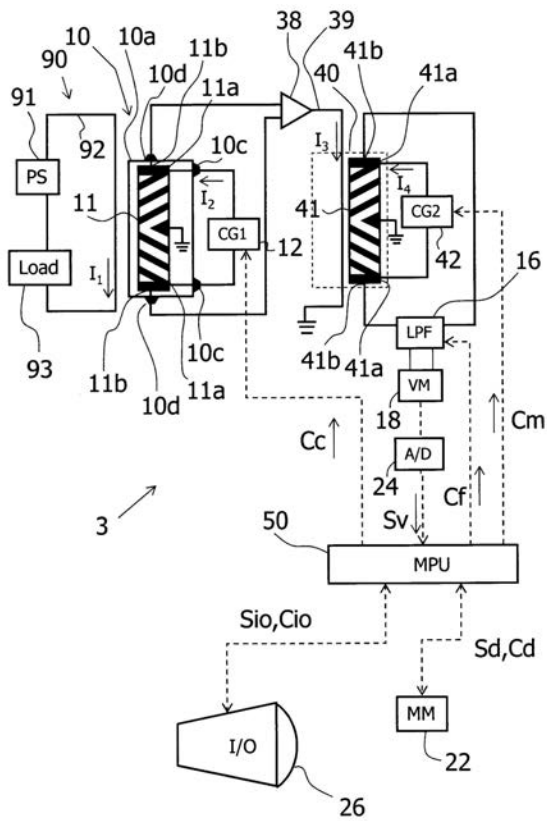
【 図 9 】



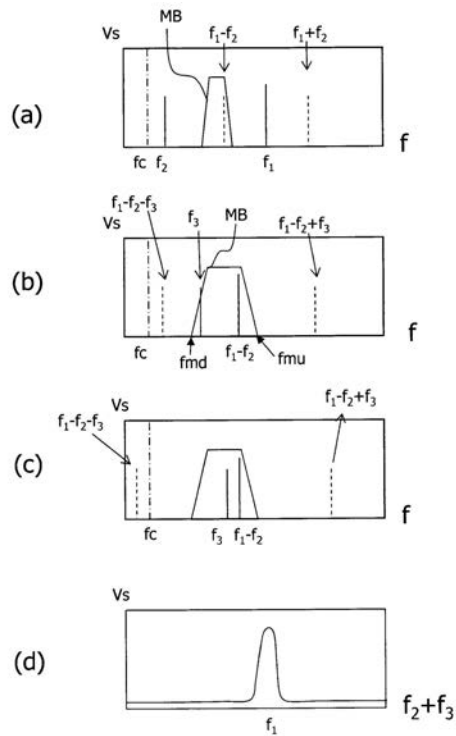
【 図 1 0 】



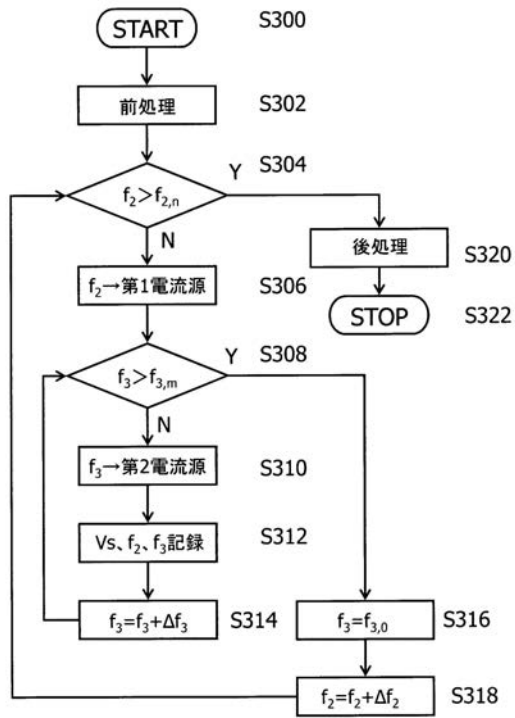
【 図 1 1 】



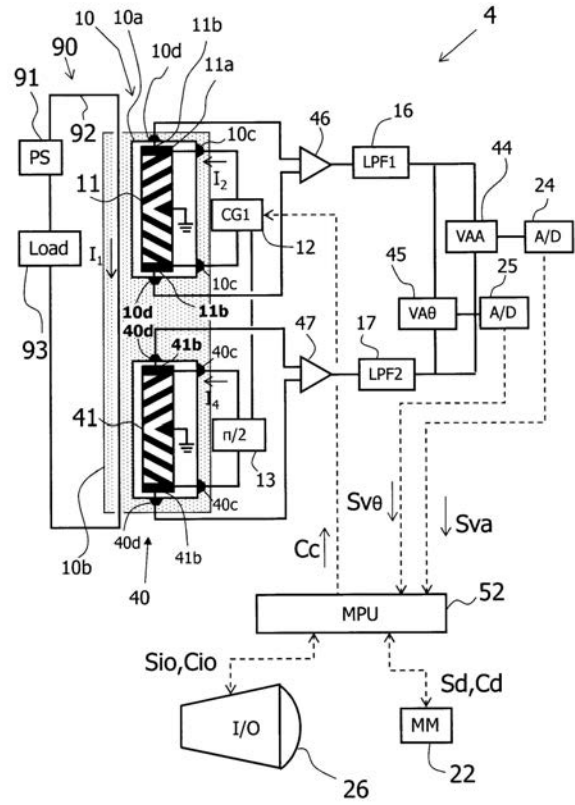
【 図 1 2 】



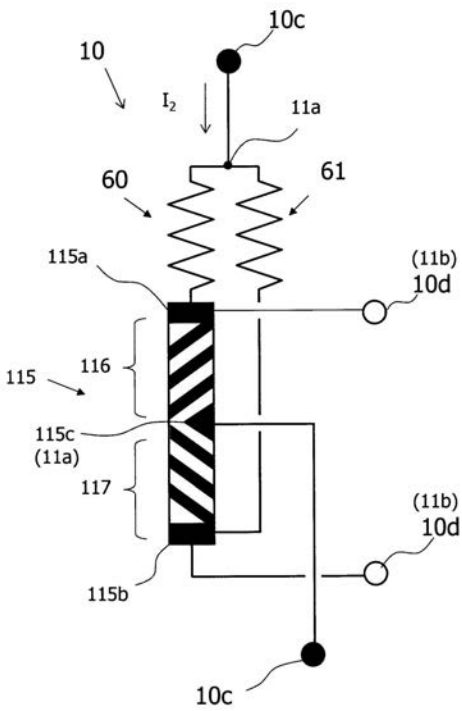
【 図 1 3 】



【 図 1 4 】



【 図 1 5 】



【手続補正書】

【提出日】平成29年8月1日(2017.8.1)

【手続補正1】

【補正対象書類名】特許請求の範囲

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】

導線を通る電流を測定する電流測定装置であって、
抵抗値の変化量が前記導線を通る電流と比例するように配置される磁性素子と、
前記磁性素子に交流電流を供給可能な電流源と、
前記磁性素子の出力の低周波成分を通過させ、前記導線を通る電流に比例した電圧を
出力するローパスフィルタと、を備える電流測定装置。

【請求項2】

前記磁性素子と前記導線との位置関係を固定するホルダーを備える、請求項1に記載の
電流測定装置。

【請求項3】

前記電流源は、周波数を変えながら前記交流電流を前記磁性素子に供給する、請求項1
または2に記載の電流測定装置。

【請求項4】

前記交流電流の周波数と、前記ローパスフィルタが出力する電圧と、の関係を表示させ
る制御部を備える、請求項3に記載の電流測定装置。

【請求項5】

前記制御部は、前記ローパスフィルタが出力する電圧を前記導線を通る電流の強度に
換算して表示させる、請求項4に記載の電流測定装置。

【請求項6】

前記電流源は、前記導線を通る電流の周波数と等しい周波数の前記交流電流を前記磁
性素子に供給する、請求項1または2に記載の電流測定装置。

フロントページの続き

Fターム(参考) 2G025 AA00 AB01 AB02 AC01
2G035 AA11 AB04 AD20 AD27 AD28 AD51 AD53 AD55 AD56 AD65
AD66