

【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載

【部門区分】第6部門第1区分

【発行日】令和1年10月17日(2019.10.17)

【公表番号】特表2017-521675(P2017-521675A)

【公表日】平成29年8月3日(2017.8.3)

【年通号数】公開・登録公報2017-029

【出願番号】特願2017-504700(P2017-504700)

【国際特許分類】

G 0 1 R 19/00 (2006.01)

G 0 1 R 15/18 (2006.01)

【F I】

G 0 1 R 19/00 M

G 0 1 R 15/18

G 0 1 R 19/00 B

【誤訳訂正書】

【提出日】令和1年9月5日(2019.9.5)

【誤訳訂正1】

【訂正対象書類名】明細書

【訂正対象項目名】全文

【訂正方法】変更

【訂正の内容】

【発明の詳細な説明】

【発明の名称】フラックスゲート検出器を備えた電流変換器

【開示の内容】

【0001】

本発明は、一次導体の中を流れる電流を測定するためのフラックスゲート磁場検出器を備える電流変換器に関する。

【0002】

一次導体の中を流れる電流を測定する最も一般的な方法の1つは、電流により発生する磁場を検出することによるものである。電流感知適用のための電流変換器モジュールは、電流測定範囲、必要な精度、ノイズに感受性がないこと(insensitivity to noise)、小型であること、製造コスト、周波数範囲、およびその他のものなど、さまざまなパラメータに応じて異なる構成を有し得る。開ループ型の電流変換器では、磁場検出器は、測定信号を表す、測定すべき電流のイメージを生成する。閉ループ型の電流センサーでは、磁場検出器は、二次コイルへのフィードバックループに接続され、この二次コイルは、典型的には、一次導体により生成される磁場を相殺するのに役立つ補償電流を生成する。閉ループの電流変換器は、一般的に、より正確であり、補償を考慮して検出されている磁場の強度が低いので、より感受性の高い磁場検出器を使用することができる。フラックスゲート検出器は、最も感受性が高く正確な磁場検出器である。これらの検出器は、飽和性の柔軟な磁気コアを含み、飽和性の柔軟な磁気コアは、柔軟な磁気コアを交互に飽和させるように構成された交互電気信号を生成する発振回路に接続された励磁コイルによって囲まれている。磁場、例えば一次電流により生じる磁場は、さまざまな手段により測定されることができ、かつ外部磁場を表すバイアスを交互信号に生成する。

【0003】

高電流適用に特に利用可能な、最も正確な電流変換器のうちの1つは、図1aに示すような、トロイド状の検出器コアを備えた、フラックスゲートに基づく電流変換器である。このような既知の変換器は、大きすぎて、ppmレベルまたはそれより低いレベルでエラーが出て他の従来の電流変換器では直接測定できない、電流を測定することができる。こ

れは、トロイド状のフラックスゲート検出器が、ほぼ  $10^{-6}$  の大きさであるが、一次電流により生成される磁場より小さい、補償磁場を正確にとらえることができるためである。しかしながら、これにより、測定されるべき信号の一部ではない、小さなノイズ信号であっても測定を妨げるといふ欠点も生じる。これらのノイズ信号の1つは、フラックスゲート検出器の機能に必要な励磁信号によって生成される。

【0004】

従来のいくつかのフラックスゲートに基づく電流変換器は、出力信号における、また測定されるべき電流の回路における、小さな残分へと低減されるように、この励磁信号の、あるレベルの補償を可能にする。しかしながら、これにより、変換器のコストが増える。

【0005】

既知のフラックスゲートに基づく電流変換器の、図1aおよび図1cに示す既知のフラックスゲート測定ヘッド7は、2つの環状フラックスゲート検出器4、4'を囲む磁気シールド8を含み、環状フラックスゲート検出器4、4'はそれぞれ、柔軟な磁性材料コア5に巻き付けられた励磁コイル3で作られている。二次コイル6が、磁気シールドに巻き付けられている。フラックスゲート検出器4、4'の励磁信号の電圧特徴は、図3aに示すようなほぼ矩形の輪郭を有する。励磁周波数は、自己振動するよう、フラックスゲートの飽和磁束および励磁電圧によって決定されるか、または比較的小さい周波数範囲の外部信号に同期される。フラックスゲート検出器のうちの一つは、励磁信号の補償のみに使用されることが多い。利点は、測定されるべき電流に影響を及ぼす、変換器の一次側および二次側に存在する残留リプルが比較的低いということである。しかしながら、不利益としては、第2のフラックスゲートの製造コスト、ならびに急なエッジを有するほぼ矩形波の励磁電圧の高調波によって生じる一次および二次回路に存在する高周波ノイズが含まれる。

【0006】

図1aおよび図1cに示すフラックスゲート測定ヘッドの等価回路が、図1bに表わされており、ここでは、

Lhは、メインインダクタンスであり、

Rfeは、鉄損失抵抗であり、

Csは、巻線の寄生容量であり、

Lsは、漏れインダクタンスであり、

Rcuは、巻線の抵抗であり、

NSは、二次側の巻き数 (number of secondary turns) であり、

Nfxは、検出器の巻き数であり、

Rm<sub>S</sub>は、二次回路の測定抵抗器の抵抗であり、

Rm<sub>fx</sub>は、フラックスゲート検出器の測定抵抗器の抵抗である。

【0007】

図1bおよび図1cを参照すると、両方のフラックスゲート検出器4、4'は、二次側メインインダクタンスRcu<sub>fx</sub>とLs<sub>fx</sub>とに直列に接続されており、全体が、一次回路Pおよび二次回路Sと並列に接続されている。高い周波数範囲では、一次導体から来る、測定しなければならない電流は、変流器効果によって二次回路に直接伝達される。DCおよび低周波数信号については、フラックスゲート検出器を通過する電流は、二次回路が、閉ループシステムの点から、一次導体のアンペアターンを補償することを可能にする。フラックスゲート検出器は、図3aで見られるような励磁電圧の急な勾配による電磁結合によって一次側および二次回路においてリプルを生じる、矩形波電圧 (square voltage) で一般的に励磁される。第2のフラックスゲート検出器の目的は、これらの望ましくない影響を最小限に抑えることである。

【0008】

図2は、第2のフラックスゲート検出器4'がない等価回路を表している。励磁電圧V<sub>fx<sub>in</sub></sub>は、変成器効果によって電圧U<sub>1</sub>を生じる。この電圧は、回路部分Z<sub>2</sub>およびZ<sub>3</sub>に分配され(一次回路Pは開いている)、そのため、二次回路Sに結合された電圧U

3を生成する。結果は、励磁電圧の周波数と同じ基本周波数を有する測定抵抗器 $R_{m\_fx1}$ を通過するノイズ電流である。図3a～図3cのプロットはこの効果を示している。

【0009】

図3aは、フラックスゲート測定抵抗器 $U_{m\_fx}$ を通る電圧および励磁電圧 $V_{fx\_in}$ を示している。図3bは、フラックスゲート検出器回路と二次回路との間の磁気結合による二次測定抵抗器にわたるリプル電圧 $U_{m\_s}$ の包括的な図を表す。図3bおよび図3cにおけるピークは、主に、励磁電圧の切り替え中の寄生結合によるものである。これらのピークは、変換器の帯域幅が尊重されるという条件で、フィルタリングにより部分的に低減され得る。低周波数リプルは、図1a～図1cに示すように、第2のフラックスゲート検出器4'をシールド5の中に置き、それを励磁電圧 $V_{fx\_in}$ と同じ電圧で励磁することで、低減され得るが、位相は $180^\circ$ だけシフトする。こうすれば、電圧 $U_1$ および $U_1'$ の合計は、ゼロになる傾向となるはずであり、図1dの等価回路で示すような結合の影響が相殺される。要するに、第1のフラックスゲート4は、検出器(親装置)として使用され、第2のフラックスゲート4'は、リプルを低減するために使用される(子装置)。第2のフラックスゲート検出器によりリプルの部分的相殺が可能となるが、ピークは相殺されない。この既知のシステムの別の欠点は、製造コストが高いことである。

【0010】

励磁信号により生じるノイズの問題は、前述した特定の構成に制限されず、他のフラックスゲートに基づく変換器、特に高い精度を必要とする適用で用いられるものでも見受けられる。

【0011】

本発明の目的は、正確であるとともに、小型で、かつ製造し組み立てるのに経済的である、フラックスゲート磁場検出器を備えた電流変換器を提供することである。

【0012】

信頼度が高く、実行するのが容易で、使用するのに経済的な電流変換器を提供することが有利である。

【0013】

意図する耐用期間にわたって頑丈で安定した電流変換器を提供することが有利である。

【0014】

本明細書には、一次導体の中を流れる一次電流を測定するための閉ループ型の電流変換器が開示され、この電流変換器は、フラックスゲート測定ヘッド、およびデジタル信号処理のためのマイクロプロセッサを含む電子回路を含む。測定ヘッドは、二次コイルと、磁気シールドの内側に取り付けられた磁性材料コアおよび励磁コイルを含むフラックスゲート検出器と、を含む。電子回路は、励磁コイルに交互励磁電流を与えるために交互励磁電圧を生成するように構成された励磁コイル駆動回路を含む。二次コイルは、励磁コイル駆動回路への電子回路のフィードバックループに接続されている。電子回路は、リプル補償信号を測定ヘッドのコイルに注入することにより、交互励磁電圧で生成されたリプル信号を補償するように構成された、リプル補償回路をさらに含む。

【0015】

本発明の第1の態様によると、リプル補償回路は、フラックスゲート検出器を取り囲む磁気シールドの周り、または二次コイルの周りに巻き付けられた、専用のリプル補償コイルを含み、リプル補償信号は、リプル補償コイルに注入される。

【0016】

変形体では、リプル補償信号は、測定ヘッドの二次コイルに注入され得る。

【0017】

変形体では、リプル補償信号は、二次コイルに巻き付けられた測定ヘッドの静電遮蔽コイルに注入され得る。

【0018】

本発明の第2の態様によると、マイクロプロセッサは、フラックスゲート検出器において予め設定された飽和レベルを保つために、フラックスゲート検出器のインピーダンスに

わたくしに印加される交互励磁電圧の振幅を制御するように構成された、コントローラを含む。振幅制御は、印加された交互励磁電圧をデジタルサンプリングおよび信号処理し、サンプリングされた信号の振幅の増減を適用することによって、行われる。

【0019】

本発明の第3の態様によると、交互励磁電圧は、本質的に正弦波の形態である。

【0020】

有利な実施形態では、マイクロプロセッサは、フラックスゲート検出器のインピーダンスにわたくしに印加された交互励磁電圧のデジタルサンプリングおよび信号処理によって、また、その印加された交互励磁電圧を、電子回路のルックアップテーブルに記憶されている、予め設定された値と比較することによって、リップル補償信号の振幅を制御するように構成された、コントローラを含む。

【0021】

有利な実施形態では、予め設定された値は、定められた基準温度において、定められた最低動作温度において、および定められた最高動作温度において、の3つの、励磁電圧への対応の値を含む。予め設定された値間の他の値は、有利には、線形補間により得ることができる。

【0022】

有利な実施形態では、正弦波は、電子回路のマイクロプロセッサのデジタル・アナログ変換器(DAC)によって生成される。

【0023】

ある実施形態では、電子回路のマイクロプロセッサは、印加された交互励磁電圧のデジタルサンプリングおよび信号処理のために構成された離散型フーリエ変換(DFT)モジュールを含む。

【0024】

ある実施形態では、電子回路のマイクロプロセッサは、印加された交互励磁電圧のデジタルサンプリングおよび信号処理のために構成されたゲーツェルフィルタ(Goertzel filter)を含む。

【0025】

ある実施形態では、二次コイルの巻き数は、リップル補償コイルの巻き数より少なくとも10倍多い。

【0026】

ある実施形態では、電子回路は、印加された交互励磁電圧のデジタルサンプリングおよび信号処理によって、フラックスゲート検出器のインピーダンスにわたくしに印加された交互励磁電圧の二次高調波を検出するように構成された、二次高調波検出回路を含み、二次高調波は、フィードバックループにおいて二次コイル補償電流を制御するのに使用される。

【0027】

好適な実施形態では、測定ヘッドは、フラックスゲート検出器を1つ有する。

【0028】

本発明のさらなる目的および有利な特徴は、請求項、詳細な説明および添付図面から明らかであろう。

【0029】

図面を参照すると、具体的には図4から始めると、一次導体1を流れる一次電流 $I_p$ を測定する電流変換器2の例示的な実施形態は、フラックスゲート磁場検出器4と、フラックスゲート磁場検出器に巻き付けられた二次コイル6と、を含む、フラックスゲート測定ヘッド7を含む。フラックスゲート磁場検出器は、単純にするため、本明細書では「フラックスゲート検出器」とも呼ばれる。測定ヘッドは、磁気シールド8をさらに含んでよく、磁気シールド8は、高透磁率を有する柔軟な磁性材料で作られ、フラックスゲート検出器4を取り囲んでいる。二次コイル6は、磁気シールド8の周りに位置付けられ得る。磁気シールドは、例えば、フラックスゲート検出器の周りで互いに組み立てられる2つのシ

エル部分で形成されるか、または、フラックスゲート検出器に巻き付けられる磁性材料のテープで形成されてよい。測定ヘッド7は、前述した態様との関連で、第2のフラックスゲート検出器4'が必要でないことを除いて、図1aの既知の測定ヘッドと同様の構造を有し得る。

#### 【0030】

当技術分野でそれ自体が周知であるように、二次コイルは、測定されるべき電流 $I_p$ を運ぶ一次導体1により生成される磁場を相殺しようとする、フラックスゲート検出器4に接続されたフィードバックループ12内における電流 $I_s$ を供給される補償コイルとして作用し、一次導体は、変換器の中心通路10を通して延びている。一次導体1により生成される磁場は、磁気シールド8の中を循環し、その一部が、シールド8の内側に位置付けられたフラックスゲート磁場検出器4によってとらえられる。

#### 【0031】

フラックスゲート磁場検出器4は、励磁コイル3により囲まれた飽和性の柔軟な磁気コア5を含み、これは、柔軟な磁気コアを交互に飽和させるように構成された交互励磁電流 $I_{fx}$ を生成する励磁コイル駆動回路14に接続されている。残留電流結合( $I_p \cdot N_p - I_s \cdot N_s$ )によって生成された磁場が、測定されることができ、かつ測定エラーを表す、交互信号 $I_{fx}$ におけるバイアスを生じる。

#### 【0032】

本発明では、測定に使用される主なフラックスゲート磁場検出器の出力信号におけるリップルを相殺するために第2のフラックスゲートを使用することを避ける。本発明では、リップル補償機能が、二次巻線6を制御する制御ループ12で使用されるものと同じであっても異なってもよいマイクロプロセッサ18と、制御ループ30によりリップル補償コイル26に接続されたリップル補償コイル制御回路28と、を含む電子回路16により実行される。リップル補償コイル制御回路28は、フラックスゲート検出器4の励磁電流 $I_{fx}$ によって生じるリップル信号を相殺しようとするリップル補償電流 $I_R$ を生成するように構成されている。フラックスゲート磁場検出器4の励磁コイルの励磁電圧信号 $I_{fx}$ は、マイクロプロセッサ18および増幅器20によって生成される。励磁電流 $I_{fx}$ のピーク値は、マイクロプロセッサ18のピーク検出機能22によって監視され、励磁信号の振幅は、励磁電流の本質的に一定または安定したピーク値を達成するため、フラックスゲート制御ループ24によってゆっくりと適合させられる。これは、とりわけ、フラックスゲートの温度依存性飽和磁束を補償するのに有用である。

#### 【0033】

本発明の第1の態様によると、フラックスゲート磁場検出器の励磁コイルの励磁信号の形状は、正弦波または本質的に正弦波状の信号として提供される。目的は、切り替えなしで、高調波が少数の信号を有することである。図5a、図5bのシミュレーションは、フラックスゲート検出器が正弦波状の励磁電圧 $V_1$ で励磁された場合の異なる信号を示している。電圧信号 $U_{m\_fx}$ は、検出器の典型的な飽和曲線を表す、フラックスゲート電流シャント $R_{m\_fx}$ を通過する電流のイメージである。しかしながら、フラックスゲート検出器 $V_1 - U_{m\_fx}$ にわたる電圧 $U_{fx}$ は、完全な正弦波に近いままであり、よって、結合効果により、二次コイルの出力時の電圧 $U_{m\_S}$ は、本質的に正弦波状のままである。励磁電圧 $V_1$ の性質によりピークは消えているが、さらなる工程は、二次コイルの出力時にリップルを除去することである。これは、二次コイルの周りに複数の巻き $N_{fxc}$ を備えたリップル補償コイル26を提供し、リップルを相殺するためにリップルの位相と反対の電流 $I_R$ を注入するようにこのリップル補償コイル26を使用することによって、達成され得る。リップル補償回路を含む等価回路が、図6に示されている。

#### 【0034】

図7aおよび図7bを参照すると、図6の等価回路の簡略化された回路図が示され、図7aは、接続されていないリップル補償コイルに関連し、図7bは、接続されたリップル補償コイル26に関連し、どちらも、理想的な電流源を想定している。変成器の法則を鑑みれば、電圧源、電流源、インダクタンス、および抵抗などの要素は、一次側に差し向けられ

得る。言及した値は、例示的な適用に対応するものである。励磁周波数は、1 kHzとして選択される。

【0035】

図7aおよび図8aを参照すると、リップル補償電圧信号源が接続されておらず、一次電流 $I_p$ が、電流が零である場合の完全な供給源であると想定される状況では、一次側の $V_{fxp}$ 供給源に差し向けられるフラックスゲート励磁電圧に由来する電流は、二次コイル負荷 $R_{cuSp} + R_{mSp}$ を通過せざるを得ず、そのため、リップルは、二次側回路に結合される。

【0036】

図7bおよび図8bを参照すると、一次側の $V_{fxc}$ 供給源に差し向けられるリップル補償電圧が接続された場合のリップル効果の相殺が例示されている。補償コイル電圧信号 $V_{fxc}$ の位相および振幅を適切に設定することで、フラックスゲート励磁電圧信号 $V_{fxp}$ 供給源からの電流が、補償コイル電圧信号 $V_{fxc}$ 供給源によって、偏向および吸収される。二次負荷にわたる電圧がほぼゼロなので、二次回路に結合されたリップルはない。

【0037】

図9a、図10a、および図9b、図10bを参照すると、一次電流源インピーダンス $R_{mp}$ によって表わされる非理想的な一次電流源の場合であっても、リップル補償は、依然として、リップル効果を低減する上で有効である。例えば、 $N_S = 2500$ および $N_{fc} = 50$ のように二次コイル回路の巻き数が多いことにより、二次側インピーダンス $R_{mSp}$ は、一次側インピーダンスと比べて非常に低い。よって、補償コイル電圧信号 $V_{fxc}$ の設定は、一次電流源インピーダンス $R_{mp}$ または二次側インピーダンス $R_{mS}$ に実質的に依存していない。変換器が変成器効果モードで変流器として機能する場合であっても、一次導体からの電流は、二次コイルの巻き数 $N_S$ がリップル補償コイルの巻き数 $N_{fc}$ よりはるかに多い、すなわち $N_S \gg N_{fc}$ という条件で、リップル補償回路26、28とは結合されず、二次回路6、13と結合される。好ましくは、二次コイルの巻き数 $N_S$ は、リップル補償コイルの巻き数 $N_{fc}$ の少なくとも10倍多い。

【0038】

図11を参照すると、リップル補償回路がスイッチを切られた場合の二次回路出力電圧の測定が例示されている。二次回路出力電圧信号に見られる高周波(HF)ノイズは、この実施例では例えばスイッチング周波数が200 kHzのクラスDの増幅器である、電力増幅器の性質によるものである。いったんリップル補償コイルがスイッチをオンにされると、図12に示すように、リップルは消え、残りの信号は、クラスDの増幅器のHFノイズによるものである。

【0039】

図13は、図9～図10に関連して説明した前記の特徴を有する、 $I_{pM} = 3000$  Aの主要測定範囲にわたる電流変換器の周波数に対する、周波数にわたるノイズスペクトル密度の積分を示している。補償無しでは、リップルによるエラーは、100 ppm(100万分の1)より大きい値を表す。リップル補償回路がスイッチをオンにされると、エラー値は、約5 ppmである。1 kHzでのフラックスゲート検出器励磁周波数のコヒーレントノイズ(リップル)は、十分に補償される。(図5aおよび図5bに関して先に論じたように)フラックスゲート検出器にわたる電圧 $U_{fx}$ の小さな歪みにより、3 kHzでの三次高調波が存在する(しかし、適切な振幅および位相を有するこの周波数の信号を補償信号に加えることによって、抑制することができる)。

【0040】

フラックスゲート検出器の励磁電圧は、電流変換器のマイクロプロセッサ18のデジタル・アナログ変換器(DAC)32により最初に生成される正弦波である。例えばプッシュプル式の出力回路によって、いったんフィルタリングおよび増幅されると、正弦波信号は、検出器によって一次電流と解釈され得る、起こりうるDC(直流)オフセット成分を除去するために、コンデンサを通じてフラックスゲート検出器4の励磁コイルに適用され

る。フラックスゲート検出器を通過する電流のイメージである、フラックスゲート電流シャント  $R_{m\_fx}$  にわたる電圧は、サンプリングされる。

【0041】

残留電流鎖交が零の場合、サンプリングされた信号は、本質的に奇数次の高調波のみを含む。一方、残留電流鎖交がゼロでない場合、偶数次の高調波が現れる。二次高調波が最も大きいので、残留電流鎖交の測定は、主に二次高調波を抽出することによって、例えば、特定の周波数、すなわち励磁周波数の2倍の周波数について離散型フーリエ変換 (DFT) を使用することによって、実行される。

【0042】

変形体では、二次高調波または高次の偶数次の高調波を抽出するためのゲーツェルフィルタまたは任意の他の方法が、デジタル信号処理に用いられ得る。

【0043】

図14aおよび図14bは、励磁電圧、およびフラックスゲート電流シャント抵抗器  $R_{m\_fx}$  を通るフラックスゲート検出器の電流の測定を示している。図14aでは、一次電流は零であり、フラックスゲート電流が対称であること、および偶数次の高調波がないことが、観察される。図14bでは、一次電流はゼロではなく、この特定の実施例では1アンペアであり、信号は非対称であり、偶数次の高調波が存在している。この検出は、閉ループシステムで使用され、言い換えれば、(一次導体電流鎖交または一次アンペアターンとしても知られる) 一次導体信号を補償する二次電流を制御するのに使用される。

【0044】

フラックスゲート電流信号のサンプリングされた値はまた、一方では、エネルギー消費およびリップルの歪みを増大させ、相殺し難いものにする、過剰な飽和を避けるため、他方では、二次高調波検出を実行できなくする、低い飽和を避けるため、フラックスゲート検出器の飽和レベルを制御するよう処理される。

【0045】

フラックスゲートシャント抵抗器  $R_{m\_fx}$  にわたる電圧の最大(ピーク)値は、飽和レベルに関する情報を提供する。図4を参照すると、フラックスゲート検出器の飽和レベルを制御するための制御回路(ブロック22、36、32)の図が示されている。最大値を、選択された設定値と比べた後、例えば純積分器(pure integrator)を含み得る、第2のコントローラ36が、ローパスフィルタ38に供給される励磁DAC信号の振幅を(必要に応じて)増大または減少させる。励磁電圧は、マイクロプロセッサにおいて定められる、ある飽和レベルを保つように設定され、これは、稼働中のフラックスゲート検出器間の散乱、および使用中の温度に対するフラックスゲート検出器の特徴の変動を調節するのに有用である。図15aおよび図15bは、異なる励磁電圧にわたるフラックスゲート検出器の電圧挙動を示し、図15aは、4.0Vの励磁電圧ピークを、図15bは、4.1Vの励磁電圧ピークを表している。

【0046】

図4を参照すると、第1のコントローラ40は、二次電流  $I_s$  で一次電流鎖交を補償するよう増幅器13を制御する信号を生成する。

【0047】

マイクロプロセッサ18の第3のコントローラ37(図4を参照)は、リップル補償(図6の原理を参照)に関係する。あるレベルの正確性を保つため(図13を参照)、小さな補正が適用される。リップル振幅は、励磁電圧と関連付けられ、励磁電圧が温度の関数として変化するにつれて、リップル補償も温度に敏感になる。よって、各励磁電圧値において、補償電圧信号  $V_{fxc}$  の最適な値(位相および振幅)がある。位相は一回設定されることができ、振幅は、図16に示すルックアップテーブル(LUT)52、またはフラックスゲート励磁電圧の関数としての任意の他の適切な制御アルゴリズムを通じて、制御され得る。励磁電圧のサンプリング後、ルックアップテーブルLUT52のおかげで、設定値が、入力値  $I_N$  に割り当てられる。LUT52は、主に、3つの対応値を含み、1つは、例えば、定められた基準温度  $T_a = 25$  での励磁電圧に対するもの、もう1つは、定

められた最低動作温度  $T_{a \text{ min}}$  に対するもの、もう一つは、定められた最高動作温度  $T_{a \text{ max}}$  に対するものである。その他の場合、線形補間が適用され得る。よって、飽和磁束密度の温度依存性は、補償に自動的に含まれることができ、より高い温度では、飽和磁束は、励磁電圧の制御ループにより減少し、この電圧も増加し、これと共に、励磁補償信号も増大する。リップル補償コイル負荷  $R_{m\_f \times c}$  にわたる電圧のサンプリングにより、純積分器を含み得る第2のコントローラ36による、リップル補償DAC33の振幅の制御が可能となる。

【0048】

図17は、ローパスフィルタ38前後の励磁DAC出力信号およびリップル補償DAC出力信号を示している。

【0049】

本発明の変形体では、専用のリップル補償コイル26を設ける代わりに、二次コイル6は、デジタルまたはアナログ領域のいずれかで二次電流制御回路の増幅器13の入力信号に補償信号を加えることによって、補償電圧を注入するために使用されることができ、実際、フラックスゲート検出器が電圧信号により励磁される場合、補償信号も電圧でなければならない。

【0050】

本発明の別の変形体では、専用のリップル補償コイル26を設ける代わりに、二次コイルの巻線に巻き付けられた導体で作られた静電遮蔽スクリーンを用いて、補償電圧を注入することができる。これは、トロイド状の変成器の巻線用の静電スクリーンが、最後の巻線の後に巻かれた絶縁銅ストリップで作られることが多いので、多くの従来の変換器ヘッドデザインにおいても可能である。

【0051】

励磁補償信号の振幅および位相は、電流変換器の作動中に決定され得るが、(いくつかの高調波でも)変換器の通常作動中にオンラインアルゴリズムによって最小化されることもできる。

【0052】

[実施の態様]

(1) 一次導体(1)を流れる一次電流( $I_p$ )を測定するための閉ループ型の電流変換器(2)において、

フラックスゲート測定ヘッド(7)と、

デジタル信号処理のためのマイクロプロセッサ(18)を含む電子回路(16)と、  
を含み、

前記測定ヘッドは、二次コイル(6)、励磁コイルおよび磁性材料コアを含むフラックスゲート検出器(4)、ならびにオプションとして前記フラックスゲート検出器を取り囲む磁気シールドを含み、

前記電子回路は、前記励磁コイルに交互励磁電流( $I_{f \times}$ )を供給するために交互励磁電圧を生成するように構成された励磁コイル駆動回路(14)を含み、前記二次コイル(6)は、前記励磁コイル駆動回路(14)への前記電子回路のフィードバックループに接続され、

前記電子回路は、リップル補償信号を前記測定ヘッドのコイルに注入することにより前記交互励磁電圧によって生成されるリップル信号を補償するように構成されたリップル補償回路をさらに含むことを特徴とする、電流変換器。

(2) 実施態様1に記載の電流変換器において、

前記測定ヘッドは、前記二次コイルまたは前記磁気シールド(8)に巻き付けられた、専用のリップル補償コイル(26)を含み、前記リップル補償信号は、前記リップル補償コイルに注入されている、電流変換器。

(3) 実施態様2に記載の電流変換器において、

前記二次コイルの巻き数( $N_s$ )は、前記リップル補償コイルの巻き数( $N_{f \times c}$ )より少なくとも10倍多い、電流変換器。

(4) 実施態様1に記載の電流変換器において、前記リップル補償信号は、前記測定ヘッドの前記二次コイルに注入されている、電流変換器。

(5) 実施態様1に記載の電流変換器において、前記リップル補償信号は、前記測定ヘッドの遮蔽コイルに注入されている、電流変換器。

【0053】

(6) 実施態様1～5のいずれかに記載の電流変換器において、前記交互励磁電圧は、本質的に正弦波の形態である、電流変換器。

(7) 実施態様1～6のいずれかに記載の電流変換器において、前記電子回路は、前記フラックスゲート検出器において予め設定された飽和レベルを保つために、前記フラックスゲート検出器のインピーダンス ( $R_{m\_fx}$ ) にわたって印加される前記交互励磁電圧の振幅を制御するように構成されたコントローラ (40) を含み、

前記振幅の制御は、印加された前記交互励磁電圧をデジタルサンプリングおよび信号処理すること、ならびに、サンプリングされた前記信号の振幅の増減を適用することを含む、電流変換器。

(8) 実施態様1～7のいずれかに記載の電流変換器において、

前記電子回路は、前記フラックスゲート検出器のインピーダンス ( $R_{m\_fx}$ ) にわたって印加された交互励磁電圧のデジタルサンプリングおよび信号処理によって、また、印加された前記交互励磁電圧を、前記電子回路のルックアップテーブル (52) に記憶されている、予め設定された値と比較することによって、前記リップル補償信号 ( $V_{fxc}$ ) の振幅を制御するように構成された、コントローラ (36) を含む、電流変換器。

(9) 実施態様8に記載の電流変換器において、

前記予め設定された値は、定められた基準温度 ( $T_a$ ) において、定められた最低動作温度 ( $T_{a\_min}$ ) において、また、定められた最高動作温度 ( $T_{a\_max}$ ) において、の3つの、前記励磁電圧への対応の値を含む、電流変換器。

(10) 実施態様1～9のいずれかに記載の電流変換器において、

前記交互励磁電圧は、前記電子回路のマイクロプロセッサのデジタル・アナログ変換器 (DAC) によって生成されている、電流変換器。

【0054】

(11) 実施態様1～10のいずれかに記載の電流変換器において、

前記電子回路は、印加された前記交互励磁電圧のデジタルサンプリングおよび信号処理を行うように構成された離散型フーリエ変換 (DFT) モジュールを含む、電流変換器。

(12) 実施態様1～11のいずれかに記載の電流変換器において、

前記電子回路は、印加された前記交互励磁電圧のデジタルサンプリングおよび信号処理を行うように構成されたゲーツェルフィルタを含む、電流変換器。

(13) 実施態様1～12のいずれかに記載の電流変換器において、

前記電子回路は、印加された前記交互励磁電圧のデジタルサンプリングおよび信号処理によって、前記フラックスゲート検出器のインピーダンス ( $R_{m\_fx}$ ) にわたって印加された前記交互励磁電圧の二次高調波を検出するように構成された二次高調波検出回路 (23) を含み、

前記二次高調波は、フィードバックループ (12) において前記二次コイルの補償電流を制御するのに使用されている、電流変換器。

(14) 実施態様1～13のいずれかに記載の電流変換器において、

前記測定ヘッドは、前記フラックスゲート検出器を1つ有する、電流変換器。

【図面の簡単な説明】

【0055】

【図1a】先行技術による電流変換器の磁気測定ヘッドの部分断面斜視図である。

【図1b】図1aの磁気測定ヘッドの等価回路の概略的な表示である。

【図1c】先行技術による図1aの磁気測定ヘッドの概略的な表示である。

【図 1 d】先行技術によるリプル効果の相殺を示す、図 1 a の磁気測定ヘッドの等価回路の概略的な表示である。

【図 2】図 1 a と同様であるが、ただ 1 つのフラックスゲートセンサーのみを備え、リプル補償機能のない、磁気測定ヘッドの等価回路の概略的な表示である。

【図 3 a】図 2 に従った励磁電圧を示すグラフである。

【図 3 b】図 2 に従ったフラックスゲート巻線における電流のイメージを示すグラフである。

【図 3 c】図 2 に従った出力電圧のリプル信号を示すグラフである。

【図 4】本発明のある実施形態による電流変換器の概略的なブロック図である。

【図 5 a】図 5 b によるフラックスゲート検出器の励磁信号および応答信号のグラフ表示である。

【図 5 b】本発明のある実施形態によるフラックスゲート検出器を概略的に例示したものである。

【図 6】本発明のある実施形態による磁気測定ヘッドの等価回路の概略的な表示である。

【図 7 a】理想的な電流源を備えた図 6 の回路を簡略化した表示であり、本発明のある実施形態によるリプル補償がないものである。

【図 7 b】理想的な電流源を備えた図 6 の回路を簡略化した表示であり、リプル補償があるものである。

【図 8 a】図 7 a の回路の励磁信号および応答信号のグラフ表示である。

【図 8 b】図 7 b の回路の励磁信号および応答信号のグラフ表示である。

【図 9 a】非理想的電流源を備えた図 6 の回路を簡略化した表示であり、本発明のある実施形態によるリプル補償がないものである。

【図 9 b】非理想的電流源を備えた図 6 の回路を簡略化した表示であり、リプル補償があるものである。

【図 10 a】図 9 a の回路の励磁信号および応答信号のグラフ表示である。

【図 10 b】図 9 b の回路の励磁信号および応答信号のグラフ表示である。

【図 11】リプル補償のない回路の励磁信号および出力信号のグラフ表示である。

【図 12】本発明のある実施形態によるリプル補償がある回路の励磁信号および出力信号のグラフ表示である。

【図 13】異なる動作温度での周波数にわたるリプル補償がある場合およびない場合の合成残留ノイズ（エラー信号）のグラフ表示である。

【図 14 a】本発明のある実施形態によるフラックスゲート検出器の励磁信号およびフラックスゲート応答信号のグラフ表示であり、一次電流がゼロの場合の挙動を表している。

【図 14 b】本発明のある実施形態によるフラックスゲート検出器の励磁信号およびフラックスゲート応答信号のグラフ表示であり、一次電流が非ゼロ（特定の場場合には 1 アンペアの直流）の場合の挙動を表している。

【図 15 a】異なる励磁電圧にわたる、本発明のある実施形態によるフラックスゲート検出器の電圧挙動を示し、4.0 V の励磁電圧ピークを表している。

【図 15 b】異なる励磁電圧にわたる、本発明のある実施形態によるフラックスゲート検出器の電圧挙動を示し、4.1 V の励磁電圧ピークを表している。

【図 16】本発明のある実施形態によるリプル補償コイル回路のためのコントローラ回路の例のブロック図である。

【図 17】本発明のある実施形態によるフラックスゲート検出器の励磁信号およびリプル補償信号のグラフ表示である。