

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6514205号
(P6514205)

(45) 発行日 令和1年5月15日(2019.5.15)

(24) 登録日 平成31年4月19日(2019.4.19)

(51) Int.Cl.

F I

G O 1 D 5/12 (2006.01)
G O 1 D 5/20 (2006.01)G O 1 D 5/12 N
G O 1 D 5/20 1 1 O Q

請求項の数 14 (全 133 頁)

(21) 出願番号 特願2016-532743 (P2016-532743)
 (86) (22) 出願日 平成26年8月12日(2014.8.12)
 (65) 公表番号 特表2016-527520 (P2016-527520A)
 (43) 公表日 平成28年9月8日(2016.9.8)
 (86) 国際出願番号 PCT/GB2014/052460
 (87) 国際公開番号 W02015/022516
 (87) 国際公開日 平成27年2月19日(2015.2.19)
 審査請求日 平成29年8月9日(2017.8.9)
 (31) 優先権主張番号 1314405.0
 (32) 優先日 平成25年8月12日(2013.8.12)
 (33) 優先権主張国 英国 (GB)
 (31) 優先権主張番号 1401167.0
 (32) 優先日 平成26年1月23日(2014.1.23)
 (33) 優先権主張国 英国 (GB)

(73) 特許権者 516031473
 ジーディーイー テクノロジー リミテッ
 ド
 GDE TECHNOLOGY LTD
 イギリス国 ケンブリッジシャー シービ
 ー2 9エヌビー, ケンブリッジ, ト
 ランピントン, シェルフォード ロード
 77エー
 77A Shelford Road,
 Trumpington, Cambr i
 dge, Cambridgeshire
 CB2 9NB, United Ki
 ngdom
 (74) 代理人 100076428
 弁理士 大塚 康德

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 位置センサ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

センサ信号を処理するのに使用される処理回路網であって、

複数のセンサ入力から複数のセンサ信号を受信するように構成され、一連の時間間隔において時分割して前記複数のセンサ信号を第1の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値の第1の時分割シーケンスを生成するように構成される第1の測定回路と、

少なくとも1つのセンサ信号を受信するように構成され、前記少なくとも1つのセンサ信号を第2の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値を生成するように構成される第2の測定回路と、

前記第1の測定回路及び前記第2の測定回路により生成された前記センサ測定値を処理して、センサ結果を判定し且つ出力するように構成される測定値処理回路網とを備え、

前記第1の測定回路及び前記第2の測定回路の双方は、少なくとも1つの共通センサ入力からセンサ信号を受信し且つそれに応答する共通センサ測定値をそれぞれ出力するように構成され、

前記測定値処理回路網は、前記共通センサ測定値を使用して、前記第2の測定回路から取得されるセンサ測定値を前記第1の測定回路から取得されるセンサ測定値に関連付ける第1のマッピングデータを判定するように構成され、

前記複数のセンサ入力は補助センサ入力を含み、前記第2の測定回路から取得されたセンサ測定値を使用して取得されたセンサ結果を補正するための較正データは、前記補助センサ入力からのセンサ信号が前記第1の測定回路を通される時に前記第1の測定回路から

10

20

取得されるセンサ測定値を使用して判定されることを特徴とする処理回路網。

【請求項 2】

前記測定値処理回路網は、前記第 2 の測定回路から取得された少なくとも 1 つのセンサ測定値及び前記第 1 のマッピングデータを使用してセンサ結果を判定するように構成されることを特徴とする請求項 1 記載の処理回路網。

【請求項 3】

少なくとも 1 つのセンサ信号を受信するように構成され、前記少なくとも 1 つのセンサ信号を第 3 の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値を生成するように構成される第 3 の測定回路を更に備え、

前記第 1 の測定回路及び前記第 3 の測定回路の双方は、少なくとも 1 つの共通センサ入力からセンサ信号を受信し且つそれに応答する共通センサ測定値をそれぞれ出力するように構成され、

前記測定値処理回路網は、前記第 1 の測定回路及び前記第 3 の測定回路から取得された共通センサ測定値を使用して、前記第 3 の測定回路から取得されるセンサ測定値を前記第 1 の測定回路から取得されるセンサ測定値に関連付ける第 2 のマッピングデータを判定するように構成されることを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の処理回路網。

【請求項 4】

センサ信号を処理するのに使用される処理回路網であって、

複数のセンサ入力から複数のセンサ信号を受信するように構成され、一連の時間間隔において時分割して前記複数のセンサ信号を第 1 の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値の第 1 の時分割シーケンスを生成するように構成される第 1 の測定回路と、

少なくとも 1 つのセンサ信号を受信するように構成され、前記少なくとも 1 つのセンサ信号を第 2 の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値を生成するように構成される第 2 の測定回路と、

前記第 1 の測定回路及び前記第 2 の測定回路により生成された前記センサ測定値を処理して、センサ結果を判定し且つ出力するように構成される測定値処理回路網とを備え、

前記第 1 の測定回路及び前記第 2 の測定回路の双方は、少なくとも 1 つの共通センサ入力からセンサ信号を受信し且つそれに応答する共通センサ測定値をそれぞれ出力するように構成され、

前記測定値処理回路網は、前記共通センサ測定値を使用して、前記第 2 の測定回路から取得されるセンサ測定値を前記第 1 の測定回路から取得されるセンサ測定値に関連付ける第 1 のマッピングデータを判定するように構成され、

前記処理回路網は、

少なくとも 1 つのセンサ信号を受信するように構成され、前記少なくとも 1 つのセンサ信号を第 3 の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値を生成するように構成される第 3 の測定回路を更に備え、

前記第 1 の測定回路及び前記第 3 の測定回路の双方は、少なくとも 1 つの共通センサ入力からセンサ信号を受信し且つそれに応答する共通センサ測定値をそれぞれ出力するように構成され、

前記測定値処理回路網は、前記第 1 の測定回路及び前記第 3 の測定回路から取得された共通センサ測定値を使用して、前記第 3 の測定回路から取得されるセンサ測定値を前記第 1 の測定回路から取得されるセンサ測定値に関連付ける第 2 のマッピングデータを判定するように構成されることを特徴とする処理回路網。

【請求項 5】

前記測定値処理回路網は、前記第 2 の測定回路から取得されたセンサ測定値、前記第 3 の測定回路から取得されたセンサ測定値、前記第 1 のマッピングデータ及び前記第 2 のマッピングデータを使用してセンサ結果を判定するように構成されることを特徴とする請求項 4 記載の処理回路網。

【請求項 6】

前記測定値処理回路網は、i) 前記第 2 の測定回路から取得された前記共通センサ測定

10

20

30

40

50

値を使用して第1の主センサ測定値を判定するために、前記第1のマッピングデータを使用し、ii)前記第3の測定回路から取得された前記共通センサ測定値を使用して第2の主センサ測定値を判定するために、前記第2のマッピングデータを使用し、iii)レシオメトリック結果を判定するために、前記第1の主センサ測定値及び前記第2の主センサ測定値のレシオメトリック計算を実行し、iv)前記レシオメトリック結果を使用してセンサ結果を判定し且つ出力するように構成されることを特徴とする請求項4又は5記載の処理回路網。

【請求項7】

センサ信号を処理するのに使用される処理回路網であって、

複数のセンサ入力から複数のセンサ信号を受信するように構成され、一連の時間間隔において時分割して前記複数のセンサ信号を第1の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値の第1の時分割シーケンスを生成するように構成される第1の測定回路と、

少なくとも1つのセンサ信号を受信するように構成され、前記少なくとも1つのセンサ信号を第2の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値を生成するように構成される第2の測定回路と、

前記第1の測定回路及び前記第2の測定回路により生成された前記センサ測定値を処理して、センサ結果を判定し且つ出力するように構成される測定値処理回路網とを備え、

前記第1の測定回路及び前記第2の測定回路の双方は、少なくとも1つの共通センサ入力からセンサ信号を受信し且つそれに応答する共通センサ測定値をそれぞれ出力するように構成され、

前記測定値処理回路網は、前記共通センサ測定値を使用して、前記第2の測定回路から取得されるセンサ測定値を前記第1の測定回路から取得されるセンサ測定値に関連付ける第1のマッピングデータを判定するように構成され、

各測定回路は補助動作モード及び主センサ動作モードを有し、前記第1の測定回路が前記主センサ動作モードで動作するように構成される場合、前記第2の測定回路は前記補助動作モードで動作するように構成され、前記第1の測定回路が前記補助動作モードで動作するように構成される場合、前記第2の測定回路は前記主センサ動作モードで動作するように構成され、前記主センサ動作モードで動作している場合、測定回路は、少なくとも1つの主センサ入力から取得された前記センサ信号を通し且つ補助センサ入力からのセンサ信号を通さないように構成され、前記補助動作モードで動作している場合、測定回路は、前記補助センサ入力から取得された信号及び前記少なくとも1つの主センサ入力から取得されたセンサ信号を時分割して通すように構成されることを特徴とする処理回路網。

【請求項8】

前記測定値処理回路網は、前記測定回路が前記補助動作モードで動作している時に前記少なくとも1つの主センサ入力から取得された前記センサ信号のセンサ測定値を使用して測定回路に対する校正データを判定するように構成され、前記主センサ動作モードで動作している時に前記測定回路から取得されたセンサ結果に前記校正データを適用するように構成されることを特徴とする請求項7記載の処理回路網。

【請求項9】

センサ信号を処理するのに使用される処理回路網であって、

複数のセンサ入力から複数のセンサ信号を受信するように構成され、一連の時間間隔において時分割して前記複数のセンサ信号を第1の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値の第1の時分割シーケンスを生成するように構成される第1の測定回路と、

少なくとも1つのセンサ信号を受信するように構成され、前記少なくとも1つのセンサ信号を第2の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値を生成するように構成される第2の測定回路と、

前記第1の測定回路及び前記第2の測定回路により生成された前記センサ測定値を処理して、センサ結果を判定し且つ出力するように構成される測定値処理回路網とを備え、

前記第1の測定回路及び前記第2の測定回路の双方は、少なくとも1つの共通センサ入力からセンサ信号を受信し且つそれに応答する共通センサ測定値をそれぞれ出力するよう

10

20

30

40

50

に構成され、

前記測定値処理回路網は、前記共通センサ測定値を使用して、前記第２の測定回路から取得されるセンサ測定値を前記第１の測定回路から取得されるセンサ測定値に関連付ける第１のマッピングデータを判定するように構成され、

前記処理回路網はさらに、

前記第１の測定回路から取得されたセンサ測定値をデジタルデータに変換する第１のアナログ／デジタル変換器（ＡＤＣ）回路網と、前記第２の測定回路から取得されたセンサ測定値を変換する第２のアナログ／デジタル変換器回路網とを備え、前記測定値処理回路網は、前記第２の測定回路から取得されたセンサ測定値を使用して判定された速度測定値に依存して、前記第１のＡＤＣ回路網により実行される変換のタイミングを動的に調節するように構成されることを特徴とする処理回路網。

10

【請求項１０】

前記測定値処理回路網は、前記第１の測定回路から取得されたセンサ測定値を使用して判定された速度測定値に依存して、前記第２のＡＤＣ回路網により実行される変換のタイミングを動的に調節するように構成されることを特徴とする請求項９記載の処理回路網。

【請求項１１】

センサ信号を処理するのに使用される処理回路網であって、

複数のセンサ入力から複数のセンサ信号を受信するように構成され、一連の時間間隔において時分割して前記複数のセンサ信号を第１の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値の第１の時分割シーケンスを生成するように構成される第１の測定回路と、

20

少なくとも１つのセンサ信号を受信するように構成され、前記少なくとも１つのセンサ信号を第２の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値を生成するように構成される第２の測定回路と、

前記第１の測定回路及び前記第２の測定回路により生成された前記センサ測定値を処理して、センサ結果を判定し且つ出力するように構成される測定値処理回路網とを備え、

前記第１の測定回路及び前記第２の測定回路の双方は、少なくとも１つの共通センサ入力からセンサ信号を受信し且つそれに応答する共通センサ測定値をそれぞれ出力するように構成され、

前記測定値処理回路網は、前記共通センサ測定値を使用して、前記第２の測定回路から取得されるセンサ測定値を前記第１の測定回路から取得されるセンサ測定値に関連付ける第１のマッピングデータを判定するように構成され、

30

各測定回路は、第１の主センサ入力及び第２の主センサ入力から受信された第１のセンサ信号及び第２のセンサ信号に対するセンサ測定値をそれぞれ生成するように構成され、前記測定値処理回路網は、前記第１の測定回路により生成された前記センサ測定値を使用して第１のレシオメトリック関数の値を判定し、前記第２の測定回路により生成された前記センサ測定値を使用して第２のレシオメトリック関数の値を判定し、前記判定された値を使用してセンサ結果を判定するように構成されることを特徴とする処理回路網。

【請求項１２】

センサ信号を処理するのに使用される処理回路網であって、

複数のセンサ入力から複数のセンサ信号を受信するように構成され、一連の時間間隔において時分割して前記複数のセンサ信号を第１の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値の第１の時分割シーケンスを生成するように構成される第１の測定回路と、

40

少なくとも１つのセンサ信号を受信するように構成され、前記少なくとも１つのセンサ信号を第２の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値を生成するように構成される第２の測定回路と、

前記第１の測定回路及び前記第２の測定回路により生成された前記センサ測定値を処理して、センサ結果を判定し且つ出力するように構成される測定値処理回路網とを備え、

前記第１の測定回路及び前記第２の測定回路の双方は、少なくとも１つの共通センサ入力からセンサ信号を受信し且つそれに応答する共通センサ測定値をそれぞれ出力するように構成され、

50

前記測定値処理回路網は、前記共通センサ測定値を使用して、前記第 2 の測定回路から取得されるセンサ測定値を前記第 1 の測定回路から取得されるセンサ測定値に関連付ける第 1 のマッピングデータを判定するように構成され、

各測定回路は、第 1 の主センサ入力及び第 2 の主センサ入力から受信された第 1 のセンサ信号及び第 2 のセンサ信号を使用して、前記第 1 のセンサ信号及び前記第 2 のセンサ信号の比率に依存して変化するセンサ測定値信号をそれぞれ生成するように構成され、前記測定値処理回路網は、前記センサ測定値信号を処理して前記比率の値を判定し且つ前記判定された値を使用してセンサ結果を判定するように構成されることを特徴とする処理回路網。

【請求項 13】

10

ターゲット及び検出素子の相対位置に依存する信号が前記検出素子において生成されるように、i) 前記検出素子及びii) 前記ターゲットの少なくとも一方が他方に対して移動可能である複数の検出素子及びターゲットと、

前記検出素子からの前記信号を処理し、前記ターゲット及び前記検出素子の前記相対位置に関する位置情報を判定し且つ出力する請求項 1 から 12 のいずれか 1 項に記載の処理回路網と、

を備えることを特徴とする位置センサ。

【請求項 14】

請求項 1 から 12 のいずれか 1 項に記載の処理回路網を使用することを特徴とするセンサターゲットの位置を検知するための位置検知方法。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、位置センサ及びそのようなセンサにおいて使用する装置に関する。本発明は、特に、線形用途又は回転用途において使用可能な誘導位置センサ、並びにそのような位置センサにおいて使用される励起回路網及び処理回路網に関するが、それらに限定されない。

【背景技術】

【0002】

位置センサは、多くの工業分野において使用される。光学エンコーダは多くの用途において使用され、待ち時間の短い測定及び速い更新レートを提供するという利点がある。しかし、光学エンコーダは高価であり、正確に動作するためにはクリーン環境を必要とする。

30

【0003】

誘導位置エンコーダも既知であり、通常は、望ましい位置又は移動の情報に関して位置を機械と関連付けられる可動ターゲットと、移動するターゲットに誘導結合される静止センサコイルとを含む。センサコイルは、可動ターゲット及び関連付けられた機械の位置、方向、速度及び/又は加速度の指示を提供するために処理可能な電気出力信号を提供する。いくつかの用途において、ターゲットが静止してセンサコイルが移動してもよく、他の用途において、双方が移動してもよい。

40

【0004】

いくつかの誘導位置エンコーダは、ターゲットとして磁場発生器を使用する。磁場発生器及びセンサコイルは、それらの間の磁気結合が静止要素に関する可動要素の位置と共に変化するように構成される。その結果、可動要素の位置と共に変化する出力信号が各センサコイルから取得される。磁場発生器は、被給電コイル等の能動素子であってもよく、あるいは磁場集中要素（例えば、フェライトロッド）、導電性スクリーン又は共振器等の受動素子であってもよい。能動素子が使用される場合、通常、磁場発生器は静止要素に搭載可能な励起コイルにより通電される。

【0005】

誘導位置エンコーダは光学エンコーダよりはるかに安価であるが、通常、光学エンコー

50

ダと比較して待ち時間が長く且つ更新レートが遅いため、移動物体の移動速度が速い用途において使用するには信頼性が低い。

【発明の概要】

【0006】

本発明は、代替の位置エンコーダを提供すること及びそれらに対する新規の構成要素を提供することを目的とする。本発明の実施形態は、例えば待ち時間を短縮し且つ精度を向上するために誘導位置エンコーダと共に使用できる新規の処理回路網及び新規の励起回路網を提供する。

【0007】

一態様によると、本発明は、センサ信号を処理するのに使用される処理回路網であって、複数のセンサ入力から第1の複数のセンサ信号を受信するように構成され、一連の時間間隔において時分割して第1の複数のセンサ信号を第1の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値の第1の時分割シーケンスを生成するように構成される第1の測定回路と、センサ入力から少なくとも1つのセンサ信号を受信するように構成され、少なくとも1つのセンサ信号を第2の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値を生成するように構成される第2の測定回路と、第1の測定回路及び第2の測定回路により生成されたセンサ測定値を処理して、センサ結果を判定し且つ出力するように構成される測定値処理回路網とを備え、第1の測定回路及び第2の測定回路の双方は、少なくとも1つの共通センサ入力からセンサ信号を受信し且つそれに応答する共通センサ測定値をそれぞれ出力するように構成され、測定値処理回路網は、第1の測定回路及び第2の測定回路から取得された共通センサ測定値を使用してセンサ結果を判定し且つ出力するように構成される処理回路網を提供する。2つ（又は3つ以上）の測定回路をこのように提供することにより、各測定回路が共通センサ信号を処理でき、処理回路網は測定値の誤差を検出でき、測定回路のうちの1つ以上を継続的に較正することもできる。

【0008】

測定値処理回路網は、以下を含む種々の異なる較正データを判定できる。

- ・測定チャンネル間の利得及びオフセットの相違を除去するために、1つの測定チャンネルにおいて測定された信号振幅を別の測定チャンネルにおいて測定された信号振幅にマッピングする較正データ。
- ・電子機器により測定されるセンサ信号におけるブレイクスルーオフセットの補正に使用される基準信号の振幅及び位相を測定することにより判定される較正データ。
- ・基準信号の位相の値を電子機器のメモリに格納された所定の位相に能動的に調整するために、基準信号の位相を測定することにより判定される較正データ。
- ・測定回路により提供される測定値を補正するために、増幅／フィルタリング回路網において導入された位相シフトに対応する較正データ。
- ・双方の測定回路からほぼ同一のセンサ結果が出力されるように、異なる測定回路から取得されるセンサ結果間の残りの相違を除去する較正データ。

【0009】

測定値処理回路網は、第1の測定回路から取得された共通センサ測定値及び第2の測定回路から取得された共通センサ測定値を使用して、1つのセンサ結果を判定し且つ出力してもよい。一実施形態において、測定値処理回路網は、第1の測定回路からの共通センサ測定値を使用して較正データを判定し、第2の測定回路からの共通センサ測定値と第1の測定回路からの共通センサ測定値を使用して判定された較正データとを使用してセンサ結果を判定する。測定値処理回路網は、第1の測定回路及び第2の測定回路からの共通センサ測定値を使用して、第1の測定回路により生成される測定値を第2の測定回路により生成される測定値に関連付けるマッピングデータを判定するように構成されてもよい。

【0010】

いくつかの実施形態において、測定値処理回路網は、第1の測定回路からのセンサ測定値を使用してセンサ結果を判定することと第2の測定回路からのセンサ測定値を使用してセンサ結果を判定することとを切り替え、第1の測定回路からの共通センサ測定値及び第

10

20

30

40

50

2の測定回路からの共通センサ測定値を使用して、前記切り替えを実行する時のセンサ結果の変化を平滑にする較正データを判定する。

【0011】

通常、各入力センサ信号は第1の周波数を有し、第1の測定回路及び第2の測定回路は、センサ信号を受信し且つ第1の周波数より低い第2の周波数を有するセンサ信号にダウンコンバートする。いくつかの実施形態において、測定値処理回路網は、前記共通センサ信号が前記第1の測定回路及び前記第2の測定回路を異なる時間に通るように、前記第1の測定回路を介して時分割多重化してセンサ信号の切り替えを制御してもよい。共通センサ信号は、前記第2の周波数より高い第3の周波数で前記第1の測定回路及び前記第2の測定回路を介して切り替えられるのが好ましい。それにより、共通センサ信号が双方の測定回路に同時に入力されるようにするバッファ増幅器を必要とせずに、共通信号の測定値をほぼ同時に取得できる。

10

【0012】

一実施形態において、複数のセンサ入力には主センサ入力及び補助センサ入力を含み、第1の測定回路は、補助センサ入力から補助センサ信号を受信し且つ補助センサ測定値を出力するように構成され、前記測定値処理回路網は、センサ結果を較正するのに使用する較正データを判定するために前記補助センサ測定値を処理するように構成される。

【0013】

複数のセンサ入力には、通常、少なくとも1つの主センサ入力及び少なくとも1つの補助センサ入力を含み、第1の測定回路は、少なくとも1つの補助センサ入力から補助センサ信号を受信し且つ補助センサ測定値を出力するように構成される。

20

【0014】

測定値処理回路網は、第1の測定回路及び第2の測定回路からの共通センサ測定値を使用して第1の測定回路により生成される測定値を第2の測定回路により生成される測定値に関連付けるマッピングデータを判定するように構成されてもよく、少なくとも1つの補助センサ測定値及び判定されたマッピングデータを使用してセンサ結果に対するブレイクスルー補正を判定するように構成されてもよい。

【0015】

第2の測定回路は、複数のセンサ入力から複数のセンサ信号を受信し、センサ測定値の第2の時分割シーケンスを生成するために、一連の時間間隔において時分割して複数のセンサ信号を第2の測定回路に通すように更に構成されてもよい。

30

【0016】

この場合、複数のセンサ入力には、少なくとも1つの主センサ入力及び少なくとも1つの補助センサ入力を含んでもよく、第1の測定回路は、少なくとも1つの補助センサ入力から補助センサ信号を受信し且つ補助センサ測定値を出力するように構成され、第2の測定回路は、少なくとも1つの補助センサ入力から補助センサ信号を受信し且つ補助センサ測定値を出力するように構成される。第1の測定回路及び第2の測定回路は、i) 第1の測定回路が補助センサ信号を通して時間間隔の間に、第2の測定回路が少なくとも1つの主センサ入力からのセンサ信号を通し、ii) 第2の測定回路が補助センサ信号を通して時間間隔の間に、第1の測定回路が少なくとも1つの主センサ入力からのセンサ信号を通すように構成されてもよい。

40

【0017】

測定値処理回路網は、第1の測定回路から取得された補助センサ測定値を使用して第1の測定回路に対するブレイクスルー補正を判定し、第2の測定回路から取得された補助センサ測定値を使用して第2の測定回路に対するブレイクスルー補正を判定するように構成されてもよく、第1の測定回路に対するブレイクスルー補正を使用して、第1の測定回路から取得された主センサ測定値を補正し、第2の測定回路に対するブレイクスルー補正を使用して、第2の測定回路から取得された主センサ測定値を補正するように構成されてもよい。

【0018】

50

いくつかの実施形態において、第1の測定回路及び第2の測定回路は、いくつかの時間間隔の間、第1の測定回路及び第2の測定回路の双方が少なくとも1つの主センサ入力から受信したセンサ信号のセンサ測定値を生成するように、少なくとも1つの主センサ入力からの信号の通過を重複させる。

【0019】

処理回路網は、ターゲットを通電するための励起信号を生成する励起回路網を更に備えてもよく、センサ信号は、ターゲットの通電に応答してセンサ入力から受信される。この場合、各測定回路は、測定回路を通るセンサ信号と励起信号を位相シフトしたものを含む復調信号とを乗算する復調回路網を含んでもよく、励起信号の位相又は復調信号の一部を形成する励起信号を位相シフトしたものの位相を変更するために位相シフト回路網が提供されてもよい。この場合、複数のセンサ入力は補助センサ入力を含んでもよく、位相シフト回路網は、前記補助センサ入力において受信されたセンサ信号から取得されたセンサ測定値を使用して判定された制御信号に依存して位相を変更してもよい。

10

【0020】

一実施形態において、各測定回路は、第1の主センサ入力から受信したセンサ信号に対応する第1の主センサ測定値を出力し且つ第2の主センサ入力から受信したセンサ信号に対応する第2の主センサ測定値を出力するように構成され、測定値処理回路網は、i) 第1のレシオメトリック結果を判定するために、第1の測定回路から取得された第1の主センサ測定値及び第2の主センサ測定値のレシオメトリック計算を実行し、ii) 第2のレシオメトリック結果を判定するために、第2の測定回路から取得された第1の主センサ測定値及び第2の主センサ測定値のレシオメトリック計算を実行し、iii) 第1のレシオメトリック結果及び第2のレシオメトリック結果を使用してセンサ結果を判定し且つ出力するように構成される。

20

【0021】

測定値処理回路網は、第1の測定回路からのセンサ測定値を使用して取得されたセンサ結果と第2の測定回路からのセンサ測定値を使用して取得された対応するセンサ結果との間の差分を判定するように構成されてもよく、同一のセンサ信号に関して前記第1の測定回路及び前記第2の測定回路からの測定値を使用して取得されたセンサ結果が実質的に同一になるように、前記差分を使用して、少なくとも前記第1の測定回路から取得されたセンサ測定値に適用される補正を判定してもよい。この場合、測定値処理回路網は、前記差分を使用して、前記第2の測定回路から取得されたセンサ測定値に適用される補正を更に判定してもよい。

30

【0022】

センサ結果の変化率に関する速度測定値が更に判定され、センサターゲットの移動を補償するためにセンサ結果に適用される補償を判定するために使用されてもよい。センサ結果に適用される補償は、補償前のセンサ結果の値に依存してもよい。好適な一実施形態において、測定値処理回路網は、第1の測定回路により第1の時間間隔の間に第1の主センサ入力から取得されたセンサ信号の第1のセンサ測定値及び第1の測定回路により第2の時間間隔の間に第2の主センサ入力から取得されたセンサ信号の第2のセンサ測定値を使用してセンサ結果を判定し、測定値処理回路網は、第1の時間間隔が第2の時間間隔の前である場合に第1の補償をセンサ結果に適用し、第2の時間間隔が第1の時間間隔の前である場合に第2の異なる補償をセンサ結果に適用する。補償方法を判定するために、加速度測定値が更に使用されてもよい。

40

【0023】

一実施形態において、第1の測定回路及び第2の測定回路は、いくつかの時間間隔の間に第1の測定回路及び第2の測定回路の双方が少なくとも1つの主センサ入力から受信したセンサ信号のセンサ測定値を生成するように、重複周期の間に少なくとも1つの主センサ入力からのセンサ信号の通過を重複させるように構成され、測定値処理回路網は、i) 前記重複周期の間に第1の測定回路から取得されたセンサ測定値を使用して第1のセンサ結果を判定し、ii) 前記重複周期の間に第2の測定回路から取得されたセンサ測定値を使

50

用して第2のセンサ結果を判定し、iii)第1のセンサ結果と第2のセンサ結果との間の差分を判定し、iv)センサターゲットの移動により生じる動的誤差を補償するために、前記差分を使用して後続のセンサ結果に補償を適用するように構成される。

【0024】

この場合、測定値処理回路網は、第1の測定回路により第1の時間間隔の間に第1の主センサ入力から取得されたセンサ信号の第1のセンサ測定値及び第1の測定回路により第2の時間間隔の間に第2の主センサ入力から取得されたセンサ信号の第2のセンサ測定値を使用してセンサ結果を判定してもよく、測定値処理回路網は、第1の時間間隔が第2の時間間隔の前である場合に前記差分を使用する第1の補償をセンサ結果に適用してもよく、第2の時間間隔が第1の時間間隔の前である場合に前記差分を使用する第2の異なる補償をセンサ結果に適用してもよい。

10

【0025】

一実施形態において、各測定回路は補助動作モード及び主センサ動作モードを有し、第1の測定回路が主センサ動作モードで動作するように構成される場合、第2の測定回路は補助動作モードで動作するように構成され、第1の測定回路が補助動作モードで動作するように構成される場合、第2の測定回路は主センサ動作モードで動作するように構成される。主センサ動作モードで動作している場合、測定回路は、少なくとも1つの主センサ入力から取得されたセンサ信号を通し且つ補助センサ入力からのセンサ信号を通さないように構成され、補助動作モードで動作している場合、測定回路は、補助センサ入力から取得された信号及び少なくとも1つの主センサ入力から取得されたセンサ信号を時分割して通すように構成される。この場合、測定値処理回路網は、測定回路が前記補助動作モードで動作している時に少なくとも1つの主センサ入力から取得されたセンサ信号のセンサ測定値を使用して測定回路に対する較正データを判定してもよく、前記主センサ動作モードで動作している時に測定回路から取得されたセンサ結果に較正データを適用してもよい。この場合も、一方の測定回路に対して判定される較正データは、他方の測定回路からのセンサ測定値を使用して取得されたセンサ結果から判定される速度（加速度）測定値に依存してもよい。通常、測定回路に対する判定された較正データは、測定回路によりセンサ結果に導入された位相オフセットを相殺するためのものである。

20

【0026】

一実施形態において、第1の測定回路から取得されたセンサ測定値をデジタルデータに変換するためにアナログ/デジタル変換器（ADC）回路網が提供され、第2の測定回路から取得されたセンサ測定値を変換するために第2のアナログ/デジタル変換器回路網が提供され、測定値処理回路網は、第2の測定回路から取得されたセンサ測定値を使用して判定された速度測定値に依存して、第1のADC回路網により実行される変換のタイミングを動的に調節する。同様に、測定値処理回路網は、第1の測定回路から取得されたセンサ測定値を使用して判定された速度測定値に依存して、第2のADC回路網により実行される変換のタイミングを動的に調節してもよい。

30

【0027】

一実施形態において、各測定回路は、各時間間隔の間に通るセンサ信号の対を多重化して、位相がセンサ信号の対の比率と共に変化するセンサ測定値信号を生成するように構成される。この場合、測定値処理回路網は、センサ測定値信号のゼロ交差を検出するゼロ交差検出器を含んでもよい。測定回路網は、一对の隣接する検出されたゼロ交差イベント間のセンサ測定値信号の振幅の振幅測定値を取得するアナログ/デジタル変換器ADCを更に含んでもよく、測定値処理回路網は、振幅測定値を使用して、一对の隣接するゼロ交差イベントのうち、どちらが立ち上がりゼロ交差イベントで、どちらが立ち下がりゼロ交差イベントかを識別するように構成される。

40

【0028】

一実施形態において、測定値処理回路網は、検出サイクルの第1の部分の間に第1の測定回路からのセンサ測定値を使用してセンサ結果を報告するように構成され、検出サイクルの第2の部分の間に第2の測定回路からのセンサ測定値を使用してセンサ結果を報告す

50

るように構成され、測定値処理回路網は、第1の測定回路から取得されたセンサ測定値を使用する報告と第2の測定回路から取得されたセンサ測定値を使用する報告とを切り替える時にセンサ結果を無視するか又は追加するように構成される。例えば測定値処理回路網は、第2の測定回路から取得された第1のセンサ結果が第1の測定回路のセンサ測定値を使用して取得された最後の報告済みセンサ結果の既定の時間周期内に取得される場合、第2の測定回路から取得されたセンサ測定値に切り替えた後の第1のセンサ結果を無視してもよい。同様に、測定値処理回路網は、センサ結果が第2の測定回路のセンサ測定値を使用するセンサ結果の報告への切り替え前の既定の時間周期内に第2の測定回路からのセンサ測定値を使用して判定された場合、第2の測定回路から取得されたセンサ測定値に切り替えた後のセンサ結果を追加してもよい。新しいセンサ結果を追加する場合、測定値処理回路網は、センサのターゲットの移動速度の測定値に従って（オプションで、加速度の測定値に更に従って）、先行の時間間隔において第2の測定回路から取得されたセンサ測定値を使用して生成されるセンサ結果を外挿してもよい。

10

【0029】

一実施形態において、第1の測定回路は、センサ信号と第1の測定回路の一部を形成する増幅／フィルタリング回路網の通過帯域内の基本周波数を有する変調制御信号とを多重化する第1のマルチプレクサを備え、第1のマルチプレクサの切り替えは、前記基本周波数周辺のセンサ信号に望ましくない電荷注入を行い、第1のマルチプレクサからの出力は第1の測定回路の第2のマルチプレクサを通され、前記基本周波数の倍数である周波数を有するチョッパ信号は、センサ信号に更なる電荷を注入するために第2のマルチプレクサをオン／オフするために使用され、センサ信号への総電荷注入が増幅／フィルタリング回路網の通過帯域の外側の高周波数である前記チョッパ信号の高周波数になることにより、前記電荷注入が第1の測定回路から出力されるセンサ測定値信号において実質的に減衰されるように、前記チョッパ信号の移行点は前記変調制御信号の移行点と時間を揃えられる。

20

【0030】

チョッパ信号の移行点と変調制御信号の移行点との時間を揃えるために、チョッパ信号及び前記変調制御信号は共通クロック信号から生成されてもよい。例えば、マスタークロック信号から前記チョッパ信号及び前記変調制御信号を生成するために、制御信号論理が提供されてもよい。

30

【0031】

一実施形態において、第1の測定回路及び第2の測定回路の一方は、主センサ結果を判定するために使用されるセンサ測定値を提供し、第1の測定回路及び第2の測定回路の他方は補助測定値を提供し、第1の測定回路及び第2の測定回路の役割は、センサ結果の値に依存して入れ替えられる。

【0032】

一実施形態において、測定値処理回路網は、第1の関数に従ってセンサ変数と共に変化する第1のセンサ結果を判定するために第1の測定回路からのセンサ測定値を使用し、第1の関数と異なる第2の関数に従ってセンサ変数と共に変化する第2のセンサ結果を判定するために第2の測定回路からのセンサ測定値を使用してもよく、測定値処理回路網は、第1のセンサ結果及び第2のセンサ結果を使用してセンサ変数の値を判定するように構成される。測定値処理回路網は、センサ変数の値に依存して、センサ変数の値を判定するために第1のセンサ結果を使用してもよく、あるいはセンサ変数の値を判定するために第2のセンサ結果を使用してもよい。測定値処理回路網は、センサ変数の第1の値を判定するために第1のセンサ結果を使用し且つセンサ変数の第2の値を判定するために第2のセンサ結果を使用してもよく、重み関数に従って第1の値及び第2の値を組み合わせてもよい。使用される重み関数は、センサ変数の値に依存してもよい。

40

【0033】

一実施形態において、複数のセンサ入力に補助センサ入力を含み、第1の測定回路及び第2の測定回路は、補助センサ入力からセンサ信号のセンサ測定値を取得するより頻繁に

50

少なくとも1つの主センサ入力からセンサ信号のセンサ測定値を取得するように構成され、主センサ入力であると定義されるセンサ入力及び補助センサ入力であると定義されるセンサ入力は、測定値処理回路網により判定されるセンサ結果に依存して変化する。この場合、測定値処理回路網は、センサ変数の値を判定するためにセンサ結果を使用してもよく、センサ変数が値の第1の範囲に含まれる場合、主センサ入力はセンサ入力の第1のセットに対応し且つ補助センサ入力はセンサ入力の第2のセットに対応し、センサ変数が値の第2の範囲に含まれる場合、主センサ入力はセンサ入力の第2のセットに対応し且つ補助センサ入力はセンサ入力の第1のセットに対応する。

【0034】

別の態様によると、本発明は、ターゲット及び検出素子の相対位置に依存する信号が検出素子において生成されるように、i) 検出素子及びii) ターゲットの少なくとも一方が他方に対して移動可能である複数の検出素子及びターゲットと、検出素子からの信号を処理し、ターゲット及び検出素子の相対位置に関する位置情報を判定し且つ出力する上述した処理回路網のいずれかとを備える位置センサを更に提供する。位置センサは、例えば線形位置センサ、回転位置センサ又は近接センサであってもよい。センサは、誘導検出素子、容量性検出素子又はホール効果検出素子を使用してもよい。

【0035】

別の態様によると、本発明は、位置センサにおいて使用するセンサボードであって、1つ以上の略平面な導体ループの第1のセットと1つ以上の略平面な導体ループの第2のセットとを備え、第1のセットのループは略同心円であり、直列接続され且つ同一の向きに巻かれ、第2のセットの1つ以上の導体ループは直列接続され且つ同一の向きに巻かれる励起コイルであり、第1のセットの1つ以上の導体ループは第1の内径と第1の外径との間でまとめられ、第2のセットの導体ループは第2の内径と第2の外径との間でまとめられ、第2の外径は第1の内径より小さい励起コイルと、1つ以上の略平面な導体ループの第3のセットと1つ以上の略平面な導体ループの第4のセットとを備え、第1の検出コイルの導体ループは互いに略同心円であり且つ励起コイルの導体ループと略同心円である第1の検出コイルとを担持し、

【0036】

第3のセットの1つ以上の導体ループは直列接続され且つ同一の向きに巻かれ、第4のセットの1つ以上の導体ループは直列接続され且つ同一の向きに巻かれ、第3のセットの1つ以上の導体ループは第4のセットの1つ以上の導体ループと直列接続され且つ反対の向きに巻かれ、第3のセットの1つ以上の導体ループは第3の内径と第3の外径との間でまとめられ、第4のセットの1つ以上の導体ループは第4の内径と第4の外径との間でまとめられ、第4の外径は第3の内径より小さく、第3のセットの導体ループ及び第4のセットの導体ループにおける導体ループの数及び各々の内径及び外径は、第1の検出コイルがバックグラウンド電磁信号の影響を実質的に受けないように選択され、第1の導体ループ及び第2の導体ループにおける導体ループの数及び各々の内径及び外径は、検出コイルが励起信号に対して実質的に均衡するように選択されるセンサボードを提供する。

【0037】

一実施形態において、第3のセットの1つ以上の導体ループは、第4のセットの1つ以上の導体ループと第1のセットの1つ以上の導体ループとの間の距離より近い距離で、第1のセットの1つ以上の導体ループに近接して位置する。あるいは、第4の1つ以上の導体ループは、第3のセットの1つ以上の導体ループと第1のセットの複数の導体ループのうちの1つとの間の距離より近い距離で、第2のセットの1つ以上の導体ループに近接して位置してもよい。あるいは、第3のセットの1つ以上の導体ループは、第4のセットの1つ以上の導体ループと第2のセットの複数の導体ループのうちの1つとの間の距離より近い距離で、第2のセットの1つ以上の導体ループに近接して位置してもよい。

【0038】

別の態様によると、本発明は、センサ信号を処理するのに使用される処理回路網であって、複数のセンサ入力から複数のセンサ信号を受信するように構成され、一連の時間間隔

10

20

30

40

50

において時分割して複数のセンサ信号を第１の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値の第１の時分割シーケンスを生成するように構成される第１の測定回路と、少なくとも１つのセンサ信号を受信するように構成され、少なくとも１つのセンサ信号を第２の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値を生成するように構成される第２の測定回路と、第１の測定回路及び第２の測定回路により生成されたセンサ測定値を処理して、センサ結果を判定し且つ出力するように構成される測定値処理回路網とを備え、第１の測定回路及び第２の測定回路の双方は、少なくとも１つの共通センサ入力からセンサ信号を受信し且つそれに応答する共通センサ測定値をそれぞれ出力するように構成され、測定値処理回路網は、前記共通センサ測定値を使用して、前記第２の測定回路から取得されるセンサ測定値を前記第１の測定回路から取得されるセンサ測定値に関連付ける第１のマッピングデータを判定するように構成される処理回路網を提供する。

10

【００３９】

別の態様によると、本発明は、センサ信号を処理するのに使用される処理回路網であって、複数のセンサ入力から複数のセンサ信号を受信するように構成され、一連の時間間隔において時分割して複数のセンサ信号を第１の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値の第１の時分割シーケンスを生成するように構成される第１の測定回路と、複数のセンサ入力から複数のセンサ信号を受信するように構成され、一連の時間間隔において時分割して複数のセンサ信号を第２の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値の第２の時分割シーケンスを生成するように構成される第２の測定回路と、センサ測定値の第１の時分割シーケンス及びセンサ測定値の第２の時分割シーケンスを処理して、センサ結果を判定し且つ出力するように構成される測定値処理回路網とを備え、第１の時間周期の間、測定値処理回路網は、第１の測定回路からのセンサ測定値を使用してセンサ結果を判定するように構成され、第２の時間周期の間、測定値処理回路網は、第２の測定回路からのセンサ測定値を使用してセンサ結果を判定するように構成され、少なくとも１つの第１の時間周期の間、測定値処理回路網は、第２の測定回路により生成されたセンサ測定値を使用して、センサ結果を判定する際に使用する較正データを判定するように構成される処理回路網を提供する。

20

【００４０】

別の態様によると、本発明は、センサ信号を処理するのに使用される処理回路網であって、第１の周波数を有する入力センサ信号を受信し且つ前記第１の周波数より低い第２の周波数を有するセンサ信号にダウンコンバートして、センサ測定値を生成するように構成される第１の測定回路であり、前記第１の周波数を有する入力センサ信号を受信し且つ前記第２の周波数を有するセンサ信号にダウンコンバートして、センサ測定値を生成するように構成される第２の測定回路であり、双方が少なくとも１つの共通センサ入力から共通センサ信号を受信するように構成される第１の測定回路及び第２の測定回路と、前記共通センサ信号が前記第１の測定回路及び前記第２の測定回路を異なる時間に通るように、前記共通センサ信号が前記第１の測定回路及び前記第２の測定回路を介して時分割多重化されて切り替えられるようにする制御回路網であり、前記共通センサ信号が前記第１の測定回路及び前記第２の測定回路を介して前記第２の周波数より高い第３の周波数で切り替えられるようにするように構成される制御回路網と、前記第１の測定回路及び前記第２の測定回路から取得されたセンサ測定値を処理してセンサ結果を判定するように構成される測定値処理回路網とを備える処理回路網を提供する。

30

40

【００４１】

別の態様によると、本発明は、センサ信号を処理するのに使用される処理回路網であって、少なくとも１つの主センサ入力及び少なくとも１つの補助センサ入力を含む複数のセンサ入力から複数のセンサ信号を受信するように構成され、一連の時間間隔において時分割して複数のセンサ信号を第１の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値の第１の時分割シーケンスを生成するように構成される第１の測定回路と、前記少なくとも１つの主センサ入力及び前記少なくとも１つの補助センサ入力を含む複数のセンサ入力から複数のセンサ信号を受信するように構成され、一連の時間間隔において時分割して複数のセン

50

サ信号を第2の測定回路に通し、それに応答するセンサ測定値の第2の時分割シーケンスを生成するように構成される第2の測定回路と、センサ測定値の第1の時分割シーケンス及びセンサ測定値の第2の時分割シーケンスを処理して、センサ結果を判定し且つ出力するように構成される測定値処理回路網とを備え、各測定回路は、補助動作モード及び主センサ動作モードを有し、第1の測定回路が主センサ動作モードで動作するように構成される場合、第2の測定回路は補助動作モードで動作するように構成され、第2の測定回路が主センサ動作モードで動作するように構成される場合、第1の測定回路は補助動作モードで動作するように構成され、主センサ動作モードで動作している場合、測定回路は、少なくとも1つの主センサ入力から取得されたセンサ信号を通すように構成され、補助動作モードで動作している場合、測定回路は、少なくとも1つの補助センサ入力から取得された信号を通すように構成され、前記測定値処理部は、i) 前記主センサ動作モードで動作している時に測定回路から取得されたセンサ測定値を使用してセンサ結果を判定し、ii) 測定回路が前記補助動作モードで動作している場合、測定回路から取得されたセンサ測定値を使用して、測定回路に対する較正データを判定し、iii) 前記主センサ動作モードで動作している時に測定回路から取得されたセンサ測定値を使用して測定結果を判定する場合、測定回路に対する較正データを使用するように構成される処理回路網を提供する。

【0042】

別の態様によると、本発明は、センサ信号を処理するのに使用される処理回路網であって、第1の主センサ入力及び第2の主センサ入力を含む第1の複数のセンサ入力から第1の複数のセンサ信号を受信するように構成され、一連の時間間隔において時分割して第1の複数のセンサ信号を測定回路網に通し、それに応答するセンサ測定値の少なくとも1つの時分割シーケンスを生成するように構成される測定回路網と、測定回路網により生成されたセンサ測定値を処理して、センサ結果を判定し且つ出力するように構成される測定値処理回路網とを備え、測定値処理回路網は、第1の時間間隔の間に前記第1の主センサ入力から取得されたセンサ信号の第1のセンサ測定値及び第2の時間間隔の間に前記第2の主センサ入力から取得されたセンサ信号の第2のセンサ測定値を使用してセンサ結果を判定するように構成され、第1の時間間隔が第2の時間間隔の前である場合、センサ結果を判定する時に第1の補償を適用するように構成され、第2の時間間隔が第1の時間間隔の前である場合、センサ結果を判定する時に第2の異なる補償を適用するように構成される処理回路網を提供する。

【0043】

別の態様によると、本発明は、位置センサにおいて使用される処理回路網であって、励起素子に印加される励起信号に応答して生成されるセンサ信号をセンサ入力から受信する入力であり、励起信号は励起周波数と使用中に変化できる励起信号位相とを有し、センサ信号は励起周波数と励起信号位相に依存するセンサ信号位相とを有する入力と、復調されたセンサ信号を生成するために、センサ信号と前記励起周波数及び復調クロック信号位相を有する復調クロック信号とを多重化する復調器と、センサターゲットに対する位置情報を判定するために、復調されたセンサ信号を処理する制御回路網と、励起位相と復調クロック位相との間の所望の位相関係を維持する位相追跡回路網とを備え、位相追跡回路網は、励起周波数の倍数である基本周波数を有する第1の方形波クロック信号を生成する論理回路網と、基本周波数を有するフィルタリング済み信号を生成するために、方形波クロック信号をフィルタリングするフィルタ回路と、デューティ比が基準値に依存するデジタル信号を基本周波数において生成するために、フィルタリング済み信号と基準値とを比較する比較器回路と、比較器回路から出力されるデジタル信号を受信し、デジタル信号の周波数を分割して励起周波数と基準値に依存する位相とを有する方形波クロック信号を生成する分周器回路とを備え、分周器回路により生成された方形波クロック信号は、前記励起信号又は復調クロック信号を生成するのに使用され、制御回路網は、励起信号位相と復調クロック信号位相との間の所望の位相関係を維持するために、前記比較器により使用される基準値を変更して、分周器回路により生成された方形波クロック信号の位相を調節するように構成される処理回路網を提供する。

【 0 0 4 4 】

分周器回路は、位相がほぼ 90 度異なる第 1 の復調クロック信号及び第 2 の復調クロック信号を生成するように構成されてもよく、復調器は、センサ信号と第 1 の復調クロック信号及び第 2 の復調クロック信号とを時間インターリーブして乗算するように構成される。制御回路網は、補助センサ入力から受信されたセンサ信号に依存して基準値を変更してもよい。

【 0 0 4 5 】

別の態様によると、本発明は、位置センサにおいて使用される処理回路網であって、各々が少なくとも 1 つの共通センサ信号を処理し且つ対応する測定値を提供する第 1 の測定回路及び第 2 の測定回路と、測定値処理回路網がセンサ結果を判定するために一方の測定回路からの測定値を使用している間は他方の測定回路から取得された測定値が当該測定回路から取得される後続の測定値を補正するために使用される補正データを判定するために使用されるように、各測定回路からの測定値を時間インターリーブして循環して使用してセンサ結果を判定するように構成される測定値処理回路網とを備える処理回路網を提供する。通常、測定値処理回路網は、測定値処理回路網がセンサ結果を判定するために他方の測定回路からの測定値を使用する度に、測定回路に対する補正データを繰返し更新する。

【 0 0 4 6 】

当業者には理解されるように、本発明の上記の種々の態様は別個に提供されてもよく、あるいは 1 つの実施形態において組み合わせられてもよい。同様に、上述した変更及び代替例は本発明の各態様に適用可能であり、便宜上、繰返し説明しない。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 4 7 】

本発明の上記の態様及び他の態様は、以下の図面を参照して、単なる例として説明される実施形態及び代替例の以下の詳細な説明を読むことにより明らかになるだろう。

【図 1】図 1 は、誘導位置センサにおいて使用される励起 / 処理回路網の構成要素を示すブロック図である。

【図 2 a】図 2 a は、図 1 に示す回路網に接続されるセンサボードの一部を形成する励起コイル、粗余弦検出コイル、粗正弦検出コイル、精余弦検出コイル及び精正弦検出コイルを示す図である。

【図 2 b】図 2 b は、粗検出コイル及び精検出コイルから取得されるレシオメトリック測定値が位置と共に変化する様子を示すグラフである。

【図 3】図 3 は、図 2 a に示す励起コイルに励起信号を印加するために使用される励起回路網と、図 2 a 及び図 2 b に示す粗検出コイル及び精検出コイルから取得された信号を処理するために使用される測定回路網とを更に詳細に示す概略図である。

【図 4】図 4 は、図 3 に示す測定回路網の一部を形成する 2 つの測定回路を示し、各測定回路の異なる入力が検出コイルに接続される方法を示す図である。

【図 5】図 5 は、2 つの測定回路の各々における構成要素を更に詳細に示す図である。

【図 6】図 6 は、入力から測定回路への信号が測定回路を介して切り換えられてもよい方法を示すタイミングチャートである。

【図 7 a】図 7 a は、各測定回路の一部を形成し且つ検出コイルから取得された信号を増幅及びフィルタリングするために使用される増幅 / フィルタリング回路網を示す図である。

【図 7 b】図 7 b は、図 7 a に示す増幅 / フィルタリング回路により増幅及びフィルタリングされる信号のスペクトルを概略的に示す図である。

【図 7 c】図 7 c は、高周波数復調成分を除去し且つ検知される位置と共に変化する信号成分を維持するように信号をフィルタリングするために使用できる図 7 a に示す増幅 / フィルタリング回路に対する望ましいフィルタ応答を示す。

【図 8】図 8 は、図 6 に示す 5 つの検出間隔の間に増幅 / フィルタリング回路からの出力信号が変化する様子を示す。

【図 9】図 9 は、増幅 / フィルタリング回路からの出力信号がデジタル値に変換されるタ

10

20

30

40

50

イミングを更に詳細に示し且つ測定値に関連する測定待ち時間を示すタイミングチャートである。

【図 1 0】図 1 0 は、検出サイクルの間に 2 つの測定回路を使用して取得される一連の測定値を示し且つ 2 つの測定回路からの測定値が互いにインターリーブされる方法を示すタイミングチャートである。

【図 1 1】図 1 1 は、検出サイクルの間に取得された信号を処理するためにマイクロコントローラにより実行される処理を示すフローチャートである。

【図 1 2 a】図 1 2 a は、マイクロコントローラが測定値を組み合わせて位置測定値を判定する方法と、精正弦信号及び精余弦信号の処理が 2 つの測定回路の間で重ねられる方法とを示すタイミングチャートである。

【図 1 2 b】図 1 2 b は、2 つの測定チャンネルに関連する異なる位相シフトを補正するために補正値が判定される方法を示すグラフである。

【図 1 3】図 1 3 は、励起信号の位相の動的変化を考慮する別の励起回路網を概略的に示す図である。

【図 1 4 a】図 1 4 a は、図 1 3 に示す回路網を使用して励起信号の位相が変更される方法を概略的に示す図である。

【図 1 4 b】図 1 4 b は、励起信号の位相を変更するために使用される D A C 制御信号を変更するためにマイクロコントローラにより実行される手順を示すフローチャートである。

【図 1 5】図 1 5 は、精位置測定値が各検出間隔の間に取得される方法を示すタイミングチャートである。

【図 1 6】図 1 6 は、誘導位置センサにおいて使用される励起 / 処理回路網の構成要素を示すブロック図である。

【図 1 7】図 1 7 は、2 つの入力からの信号が組み合わせられて、測定される位置と共に位相が変化する中間信号を形成する方法を示すタイミングチャートである。

【図 1 8】図 1 8 は、2 つの入力からの信号が組み合わせられて、測定される位置と共に位相が変化する更なる中間信号を形成する方法を示すタイミングチャートである。

【図 1 9 a】図 1 9 a は、第 1 の位相測定値及び第 3 の位相測定値が測定中の位置と共に変化する様子を示す位相グラフである。

【図 1 9 b】図 1 9 b は、補正された第 3 の位相測定値が測定中の位置と共に変化する様子を示す位相グラフである。

【図 1 9 c】図 1 9 c は、第 2 の位相測定値及び第 4 の位相測定値が測定中の位置と共に変化する様子を示す位相グラフである。

【図 1 9 d】図 1 9 d は、補正された第 4 の位相測定値が測定中の位置と共に変化する様子を示す位相グラフである。

【図 2 0】図 2 0 は、2 つの入力からの信号が異なる制御信号と組み合わせられて、測定される位置と共に位相が変化する 2 つの中間信号を形成する方法を示すタイミングチャートである。

【図 2 1】図 2 1 は、図 2 0 に示す中間信号の位相を測定するために使用されるタイマ及び制御信号のうちのいくつかを示すブロック図である。

【図 2 2】図 2 2 は、制御信号のうちのいくつかが図 2 1 に示す回路網を使用して判定される方法を示すタイミングチャートである。

【図 2 3】図 2 3 は、異なる入力からの信号が 2 つの測定回路を介して多重化される方法を示す図である。

【図 2 4】図 2 4 は、ターゲットの精位置情報を取得するために、図 2 1 に示す回路網を使用して生成される位相測定値を示すタイミングチャートである。

【図 2 5】図 2 5 は、ブレークスルーオフセット較正測定モードの間に生成される測定値を示すタイミングチャートである。

【図 2 6】図 2 6 は、精検出コイルからの信号が測定回路を介して励起基準信号と多重化される方法を示すタイミングチャートである。

10

20

30

40

50

【図 27】図 27 は、位相の異なる 2 つの復調クロックが励起基準信号の測定の間に使用される方法を示すタイミングチャートである。

【図 28】図 28 は、異なる位相を有する復調クロックを使用する場合に、精検出コイルからの信号が測定回路を介して励起基準信号と多重化される方法を示すタイミングチャートである。

【図 29】図 29 は、復調スイッチをオン / オフするためにチョッパ信号を使用する別の実施形態において使用される 2 つの各測定回路内の構成要素を更に詳細に示す図である。

【図 30】図 30 は、図 29 に示す回路網の動作中に電荷注入を増加するためにチョッパ信号を導入する効果を示すタイミングチャートである。

10

【図 31】図 31 は、図 29 に示すチョッパ信号を使用する場合に、精検出コイルからの信号が測定回路を介して励起基準信号と多重化される方法を示すタイミングチャートである。

【図 32】図 32 は、検出コイルから取得された信号を処理するために使用されてもよい別の励起回路網及び測定回路網を概略的に示す図である。

【図 33】図 33 は、図 32 に示す測定回路網の一部を形成する 3 つの測定回路を更に詳細に示す図である。

【図 34】図 34 は、図 33 に示す測定回路 N 1 及び測定回路 N 2 の内部を示す図である。

【図 35】図 35 は、図 33 に示す測定回路 M の内部を示す図である。

20

【図 36】図 36 は、図 32 に示す回路網の一部を形成するサンプル切り替え回路網を示し、測定回路からの出力が 3 チャンネル A D C の各入力に接続される方法を示す図である。

【図 37】図 37 は、図 34 に示す測定回路 N 1 の動作を制御するために使用される制御信号のいくつかを示すタイミングチャートである。

【図 38】図 38 は、図 32 に示す回路網において使用される 3 つの測定回路を制御するために使用される異なる制御信号を示すタイミングチャートである。

【図 39】図 39 は、3 つの測定回路から出力された信号が A D C によりサンプリングされる相対的タイミングを示すグラフである。

【図 40】図 40 は、測定回路 M に入力された異なるセンサ信号が時分割多重化される方法を示すタイミングチャートである。

30

【図 41】図 41 は、異なる較正データセット及び異なる較正データセットに対して生成される異なるマッピングデータを示すグラフである。

【図 42】図 42 は、測定回路からの出力を A D C に接続するために使用可能な別のサンプル切り替え回路網を示すブロック図である。

【図 43】図 43 は、3 つの測定回路からの信号が A D C を介して多重化される方法を示すタイミングチャートである。

【図 44 a】図 44 a は、第 1 の検出信号及び第 2 の検出信号がターゲットと近接センサのセンサコイルとの間の距離と共に変化する様子を示すグラフである。

【図 44 b】図 44 b は、第 1 の位相測定値及び第 2 の位相測定値がターゲットと近接センサのセンサコイルとの間の距離の位置と共に変化する様子を示すグラフである。

40

【図 45 a】図 45 a は、近接センサにおいて使用可能な励起コイルの形態を示す図である。

【図 45 b】図 45 b は、近接センサにおいて使用可能なバランス検出コイルの形態を示す図である。

【図 45 c】図 45 c は、近接センサにおいて使用可能なアンバランス検出コイルの形態を示す図である。

【図 45 d】図 45 d は、全ての近接コイルを互いに重ねて概略的に示し、励起コイル及び 2 つの検出コイルの相対位置を示す図である。

【図 46】図 46 は、近接センサの 2 つの検出コイルからの信号が前述の実施形態において使用される処理回路網の 2 つの測定回路を通される方法を示すタイミングチャートであ

50

る。

【図４７】図４７は、２つの重み関数がターゲットとセンサコイルとの間の距離と共に変化する様子を示すグラフである。

【図４８】図４８は、近接コイルのマイクロコントローラが、判定された距離に依存して２つの異なる測定値を切り替えてもよい方法を示すグラフである。

【図４９】図４９は、ターゲットの距離の高速更新レートを可能にするために、異なる測定値が２つの測定回路を介して切り替えられる方法を示すタイミングチャートである。

【図５０】図５０は、２つの測定回路を使用して主測定値として使用される２つの測定値を２つの測定回路が切り替えられる方法を示すタイミングチャートである。

【発明を実施するための形態】

10

【００４８】

第１の実施形態

概要

図１は、ターゲット（不図示）の位置を検知するために本実施形態において使用される位置センサ１の主要な構成要素を概略的に示すブロック図である。位置センサ１は、センサコイル（不図示）に接続するためのコネクタ３を有する。図２を参照して以下に更に詳細に説明するように、本実施形態において、センサコイルは励起コイル、粗検出コイル及び精検出コイルを含む。コネクタ３は、励起コイルに対する励起信号の印加を制御し且つ検出コイルから取得された信号を処理するマイクロコントローラ９に接続される。図１に示すように、マイクロコントローラ９は、励起コイル及びセンサコイルの励起及び処理を制御するために使用される制御信号を生成する励起／制御信号論理１１を含む。特に、励起／制御信号論理１１は、コネクタ３を介して励起コイルに励起信号を印加するように励起回路網２３を制御し、コネクタ３を介して検出コイルから取得された信号を測定するように測定回路網２５を制御する。マイクロコントローラ９は、アナログ測定値をデジタル値に変換するアナログ／デジタル変換器（ＡＤＣ）１３を更に含み、デジタル値はメモリ１７に格納される。マイクロコントローラ９は、メモリ１７に格納されたデジタル測定値を処理して、センサコイルに対するターゲットの位置を判定し且つホストインタフェース部２１を介してホスト装置（不図示）に当該位置を報告する測定値処理部１９を更に含む。励起コイルと検出コイルとの間の直接誘導結合により生じる誤差を減少するために使用されるブレイクスルー較正データ２９が提供される。また、動的補正データ３１が保持され、異なる測定回路を使用して測定値が計算されるため及び／又は測定値処理の間にターゲットが移動するため生じる系統誤差を補正するために動的に使用される。

20

30

【００４９】

以下に更に詳細に説明するように、精検出コイルは精度の高い（しかし、曖昧な）位置情報を提供し、粗検出コイルは精度の低い（しかし、曖昧でない）位置情報を提供し、これは精検出コイルからの正確な位置情報の曖昧性を解決するために使用できる。更に、測定回路網２５は、位置センサ１から正確な位置情報を取得できるレートを最大限にする一方で粗検出コイルからも測定値を取得できるようにするために、精検出コイルから取得された信号を重複した時分割多重化で処理するために使用される２つの測定回路を有する。

【００５０】

40

センサコイル

図１に示す回路網は、本明細書に参考として内容が取り入れられる国際公開第ＷＯ９５／３１６９６号、第ＷＯ９７／１４９３５号、第ＷＯ２００５／０８５７６３号又は第ＷＯ２００９／１１５７６４号において説明されるような広範な異なるセンサコイルと共に使用可能である。図２は、示されるＸ方向に沿ってターゲット５の位置を検知するために本実施形態において使用される異なるセンサコイルを概略的に示す。特に、図２ａは、励起コイル２、粗正弦検出コイル４－１及び粗余弦検出コイル４－２を示す。図２ａは、精正弦検出コイル６－１及び精余弦検出コイル６－２を更に示す。図２ａはセンサコイルを並べて示すが（図示の便宜上）、それらは全て、センサボード８上に重ね合わされて搭載される（重ねられる）。本実施形態において、センサボード８はプリント基板であり、セ

50

ンサコイルを形成する導体は、異なるセンサコイルが互いに電氣的に絶縁されるように、プリント基板 8 の異なる層上の導電トラックにより定義される。図 2 a は、センサコイルに対して X 方向に沿って移動するように構成されるターゲット 5 を更に示す。多くの異なる種類のターゲット 5 が使用されてもよい。通常、ターゲット 5 は、短絡コイル、導電性スクリーン（例えば、アルミニウム又はスチールから作製される）、あるいは、図 2 a に示すようにコイル 1 4 及びコンデンサ 1 6 により形成される電磁共振器 1 2 である。励起コイル 2 及びターゲット 5 は、励起回路網 2 3 が励起コイル 2 に励起信号を印加する場合に、励起磁場がターゲット 5 内に信号を生成して電磁場が発生するように構成される。共振ターゲット 5 の場合、信号は共振コイル 1 4 内を流れる電流であり、金属スクリーンの場合、信号は金属スクリーンの表面を流れる渦電流の形態をとる。検出コイル 4 及び 6 は X 方向（測定パス）に沿って幾何学的にパターンニングされるため、各検出コイル 4 及び 6 とターゲット 5 との間の電磁結合は測定パスに沿う位置の関数として変化する。従って、各検出コイルにおいてターゲット 5 により生成される信号は、測定パスに沿う位置と共に変化する。以下に更に詳細に説明するように、各検出コイルの幾何学的パターンニングが若干異なるため、各検出コイルから取得される信号は、若干異なる方法でターゲット 5 の位置と共に変化する。

【 0 0 5 1 】

本実施形態において、励起コイル及び検出コイルは、ターゲット 5 が存在しない状態でそれらの間に電磁（誘導）結合がほぼ存在しないように、P C B 8 上に幾何学的に構成される。換言すると、ターゲット 5 が存在しない状態で A C 励起電流が励起コイル 2 に印加される場合、信号は各検出コイル 4、6 においてほぼ誘導されない。しかし、これは必須ではない。

【 0 0 5 2 】

図示されるように、粗正弦検出コイル 4 - 1 は、8 字構成で逆向きに接続される 2 つのループを定義する導体から形成される。8 字に接続されるため、共通バックグラウンド磁場により第 1 のループにおいて誘導される E M F（起電力）は、同一の共通バックグラウンド磁場により第 2 のループにおいて誘導される E M F の逆である。粗正弦検出導体 4 - 1 は、ターゲット 5 が移動できる測定範囲にほぼ対応するピッチ（ L_c ）を有する。当業者には理解されるように、粗余弦検出コイル 4 - 2 は、実際は、粗正弦検出コイル 4 - 1 を X 方向に沿ってピッチ（ L_c ）の 4 分の 1 シフトすることにより形成される。図示されるように、粗余弦検出コイル 4 - 2 は 3 つのループを有し、第 1 のループ及び第 3 のループは互いに同一の向きに巻かれるが、第 2 の（中央の）ループの巻き方向と逆向きに巻かれる。精正弦検出コイル 6 - 1 及び精余弦検出コイル 6 - 2 は粗検出コイル 4 と同様であるが、本実施形態においてターゲット 5 が移動できる測定範囲に沿って 4 つの反復又は周期が存在するように小さいピッチ（ L_f ）を有することが異なる。

【 0 0 5 3 】

励起コイル 2 は、検出コイル 4 及び 6 の外側に巻かれ、（ターゲット 5 が存在しない状態で）Y 軸に対して平行であり且つ励起コイル 2 の中心を通る軸に沿ってほぼ対称な磁場を発生させるように構成される。当該対称軸は、検出コイル 4 及び 6 に対する対称軸でもある。従って、検出コイル 4 及び 6 の 8 字構成、並びに励起コイル 2 と検出コイル 4 及び 6 との間の共通の対称性により、励起コイル 2 と検出コイル 4 及び 6 との間に最小の直接誘導結合が存在する。更に、検出コイル 4 及び 6 の 8 字構成のため、各検出コイル 4 及び 6 とターゲット 5 との間の結合は略正弦波であり、粗検出コイル 4 に対する正弦波状の変化の周期は（ L_c ）により定義され、精検出コイル 6 に対する正弦波状の変化は（ L_f ）により定義される。従って、ターゲット 5 により検出コイル 4 及び 6 において誘導される E M F は、以下のように表されてもよい。

【数 1】

$$V^{CS} = A_C \sin \left[\frac{2\pi d_c}{L_c} \right] \cos \omega t \quad (1)$$

$$V^{CC} = A_C \cos \left[\frac{2\pi d_c}{L_c} \right] \cos \omega t \quad (2)$$

10

$$V^{FS} = A_F \sin \left[\frac{2\pi d_f}{L_f} \right] \cos \omega t \quad (3)$$

$$V^{FC} = A_F \cos \left[\frac{2\pi d_f}{L_f} \right] \cos \omega t \quad (4)$$

式中、 d_c は測定方向に沿うターゲット 5 の粗位置であり、 d_f は測定方向に沿うターゲット 5 の精位置であり、 A_c 及び A_f は振幅項であり、 ω は励起コイル 2 に印加される励起信号の角周波数を表す。当業者には理解されるように、上記の式は近似であり、検出コイルから取得される信号のピーク振幅はターゲット 5 の位置と共に正確に正弦波状に変化するわけでない。これは実際の変化に対する近似であり、実際の変化は、エッジ効果、プリント基板上のビアホールの位置、並びにシステムに非線形性を生じさせる他の効果に依存する。検出コイル 4 及び 6 が理想的である場合、 d_c 及び d_f は同一値である。励起周波数成分を除去するための復調及びフィルタリングの後、ターゲット 5 の粗位置 (d_c) は次式から判定可能である。

20

【数 2】

$$\varphi^C = \left[\frac{2\pi d_c}{L_c} \right] = \arctan \left(\frac{V^{CS}}{V^{CC}} \right) \quad (5)$$

30

また、ターゲット 5 の精位置 (d_f) は次式から判定可能である。

【数 3】

$$\varphi^F = \left[\frac{2\pi d_f}{L_f} \right] = \arctan \left(\frac{V^{FS}}{V^{FC}} \right) \quad (6)$$

40

検出コイルにおいて誘導された信号のピーク振幅の比の関数としてターゲット 5 の位置を判定することにより、システムは励起電流の振幅の変化及びターゲット 5 とセンサコイルとの間の距離の変化の影響を受けにくくなる。

【0054】

図 2 b は、位相 φ^F 及び φ^C が測定パス (X) に沿うターゲット 5 の位置と共に変化する様子を示す。図からわかるように、粗測定値 (φ^C) は測定範囲に沿うターゲットの位置と共に単調変化するが、精測定値 (φ^F) は測定範囲に沿って 4 回反復する。従って、精位置測定値は精度が高いが曖昧である。しかし、粗位置情報を使用して、精位置測定値に関連する周期曖昧性を解決できる。

【0055】

50

センサコイルへの接続点

図3は、励起回路網23がコネクタ3の $e x +$ 及び $e x -$ で示す接続点において励起コイル2に接続する方法を更に詳細に示す。図3は更に、粗正弦検出コイル4-1がコネクタ3の $C _ s i n +$ 及び $C _ s i n -$ で示す接続点において測定回路網25に接続され、粗余弦検出コイル4-2がコネクタ3の $C _ c o s +$ 及び $C _ c o s -$ で示す接続点において測定回路網25に接続され、精正弦検出コイル6-1がコネクタ3の $F _ s i n +$ 及び $F _ s i n -$ で示す接続点において測定回路網25に接続され、精余弦検出コイル6-2がコネクタ3の $F _ c o s +$ 及び $F _ c o s -$ で示す接続点において測定回路網25に接続されることを示す。

【0056】

10

励起回路網

図3は更に、本実施形態において使用され、短絡コイル又は金属から形成されるターゲット等の非共振ターゲット5を使用するセンサと共に使用するのに最も適する励起回路網23を更に詳細に示す（非共振ターゲット5を使用するシステムは、励起コイル2から検出コイル4及び6への直接ブレイクスルーの影響を受けやすいため）。図示されるように、励起回路網は、制御信号 $e x _ c l o c k$ （励起/制御信号論理11から供給される）に従って、 $e x +$ にVCCを印加し且つ $e x -$ に接地を印加するか又は $e x -$ にVCCを印加し且つ $e x +$ に接地を印加するマルチプレクサ41により形成される対称な駆動回路を有する。そのような対称な駆動は、励起コイル2からセンサコイルの近傍の導電性物体への容量結合を介して確立される何らかのコモンモード電流の振幅を減少するのに有用である。マルチプレクサ41から出力された励起信号は、励起信号からの高周波数の高調波を除去するためにR-Cローパスフィルタ43-1及び43-2によりフィルタリングされる。

20

【0057】

図3は、測定回路網25の $R e f +$ 入力及び $R e f -$ 入力に励起電圧の一部を提供するために使用される単純な抵抗分割器45を更に示す。以下に更に詳細に説明するように、この基準信号は、測定結果における直接ブレイクスルーの雑音の量を減少するために使用される。

【0058】

測定回路網

30

図4は、測定回路網25への入力が、測定回路N51-1及び測定回路M51-2で示す2つの別個の測定回路の入力に接続される方法を示すブロック図である。図4からわかるように、各センサコイルの接続点及び各基準信号の接続点は双方の測定回路51-1及び51-2の入力に以下のように接続される。

入力1+ = $F _ s i n +$ 入力1- = $F _ s i n -$ 入力2+ = $F _ c o s +$ 入力2- = $F _ c o s -$ 入力3+ = $C _ s i n +$ 入力3- = $C _ s i n -$ 入力4+ = $C _ c o s +$ 入力4- = $C _ c o s -$ 入力5+ = $R e f +$ 入力5- = $R e f -$

40

【0059】

以下に更に詳細に説明するように、これにより、各測定回路51は、各検出コイルからの信号又は基準信号を処理できる。図4に示すように、測定回路N51-1は処理された信号 $A F^N _ o u t$ をマイクロコントローラ9のADC13に出力し、測定回路M51-2は処理された信号 $A F^M _ o u t$ を同様に出力する。従って、マイクロコントローラ9は、いずれかの検出コイルに関連する信号測定値又は基準入力に関連する信号測定値を2

50

つの測定回路 5 1 の各々から取得できる。

【 0 0 6 0 】

レジスタ 5 9 - 0 ~ 5 9 - 7 及びコンデンサ 6 3 - 0 ~ 6 3 - 9 は、雑音を減少するため及びセンサコイルからの電磁放射を減少するために提供される。コンデンサ 6 5 - 0 及び 6 5 - 2 は、励起回路網 2 3 及び測定回路網 2 5 の D C 減結合を提供する。最後に、レジスタ 6 1 - 0 ~ 6 1 - 9 は、各導体における D C レベルを中間レール電圧に調整するために使用される。

【 0 0 6 1 】

測定回路

測定回路 5 1 の各々は同一の構造を有するが、ある時点で 2 つの測定回路 5 1 が異なる入力信号を処理していることを保証するために、異なる制御信号により制御される。図 5 は、各測定回路 5 1 の構成要素を示すブロック図である。図示されるように、正入力 1 + ~ 4 + はマルチプレクサ 5 5 - 1 に印加され、負入力 1 - ~ 4 - はマルチプレクサ 5 5 - 2 に印加される。マルチプレクサ 5 5 は、検出コイル 4 又は 6 のうちの 1 つの端部を選択するために使用され、それらを復調スイッチ 5 6 に接続する。従って、1 + 入力マルチプレクサ 5 5 - 1 により選択される場合、1 - 入力マルチプレクサ 5 5 - 2 により選択され、検出コイル 6 - 1 において誘導された信号が復調スイッチ 5 6 を通される。これは、他の検出コイルからの信号が選択された場合にも同様に当てはまる。2 つのマルチプレクサ 5 5 の各々により選択される特定の信号は、励起 / 制御信号論理 1 1 により生成される制御信号 i_{n1} 及び i_{n2} により定義される。本実施形態において、各マルチプレクサ 5 5 を介する接続の制御は、以下の真理表により定義される。

【表 1】

i_{n1}	i_{n2}	選択される O / P
0	0	± 1
0	1	± 3
1	0	± 2
1	1	± 4

【 0 0 6 2 】

基準信号の入力はマルチプレクサ 5 7 に印加され、イネーブル信号 i_{n3} は、マルチプレクサ 5 5 がオンにされる場合にマルチプレクサ 5 7 がオフにされ且つマルチプレクサ 5 5 がオフにされる場合にマルチプレクサ 5 7 がオンにされることを保証するために使用される。マルチプレクサ 5 7 がオンにされる場合、入力 5 + 及び 5 - に印加される基準信号は復調スイッチ 5 6 を直接通される。

【 0 0 6 3 】

マルチプレクサ 5 5 - 1 又はマルチプレクサ 5 7 からの A で示す出力は復調スイッチ 5 6 の端子 1 及び 4 へ入力され、マルチプレクサ 5 5 - 2 及びマルチプレクサ 5 7 からの B で示す出力は復調スイッチ 5 6 の端子 2 及び 3 へ入力される。復調スイッチ 5 6 は、「d e m o d」信号と復調スイッチ 5 6 に印加された入力信号とを乗算するように動作する。図 5 に示すように、d e m o d 信号は、双方が励起 / 制御信号論理 1 1 により生成される p o l a r i t y 制御信号と e x _ s h i f t e d 制御信号とを組み合わせる（本例では

、排他的OR (XOR) ゲート100を使用して) ことにより取得される。ex__shifted制御信号は、ex__clockが位相シフトされたものであり、実際は、入力信号を振幅がターゲット5の位置に依存する「ベースバンド」(準DC) 信号に復調するように動作する。polarity制御信号は、現在の検出間隔の間に測定回路51により処理されている信号がex__shiftedの正極性及びex__clockの負極性を用いて等時間復調されるように、ex__shiftedクロックの極性を定期的に変更するために使用される。その結果、増幅/フィルタリング回路83に印加される信号は零DC成分を有する。これにより、増幅/フィルタリング回路83において高域フィルタを使用でき、このことは、増幅器により生じるDCオフセット及びそのようなDCオフセットに関連する低周波数雑音を除去するのに有用である。

10

【0064】

demod信号が1の値を有する場合、Aで示す入力はマルチプレクサの端子1を通して増幅/フィルタリング回路83のA*入力に接続し、Bで示す入力はマルチプレクサの端子3を通して増幅/フィルタリング回路83のB*入力に接続する。demod信号が0の場合、復調スイッチ56は、Aで示す入力がマルチプレクサの端子4を通して増幅/フィルタリング回路83のB*入力に接続し且つBで示す入力がマルチプレクサの端子2を通して増幅/フィルタリング回路83のA*入力に接続するように位置を変更する。以下に更に詳細に説明するように、増幅/フィルタリング回路83は、A*とB*との間の差分を増幅する。従って、復調スイッチ56及び増幅/フィルタリング回路83は、polarity制御信号の値(1又は0)に依存して、A-B又はB-Aを復調して増幅する

20

【0065】

タイミングチャート

図6は、測定回路51の異なる入力からの信号が制御信号in1、in2及びin3を使用して時分割で選択される方法を示すタイミングチャートである。図6は、ex__shifted制御信号及びpolarity制御信号、並びに結果として得られ復調スイッチ56に印加されるdemod信号を更に示す。図6は、検出間隔 t_1 の間は1+/1-入力(精正弦検出コイル6-1)からの信号が選択され且つ測定回路51により処理され、検出間隔 t_2 の間は2+/2-入力(精余弦検出コイル6-2)からの信号が選択され且つ測定回路51により処理され、検出間隔 t_3 の間は3+/3-入力(粗正弦検出コイル4-1)からの信号が選択され且つ測定回路51により処理され、検出間隔 t_4 の間は4+/4-入力(粗余弦検出コイル4-2)からの信号が選択され且つ測定回路51により処理され、検出間隔 t_5 の間は5+/5-入力(基準信号)からの信号が選択され且つ測定回路51により処理されることを示す。

30

【0066】

図6からわかるように、異なる入力からの信号が測定回路51を介してこのように連続して多重化される場合、更新レート(同一信号の測定値の間の時間)はpolarity制御信号の周期の5倍である。2つの測定回路を使用する場合、更新レートをpolarity制御信号の周期の2.5倍に容易に増加できる。更に、以下に更に詳細に説明するように、2つの測定回路51を介する測定値の更に複雑なインターリーブにより、更新レートを更に増加できる。

40

【0067】

増幅/フィルタリング回路

増幅/フィルタリング回路83は、高周波数復調信号を除去し且つ低周波数DCオフセットを除去するために、復調スイッチ56から出力された信号を増幅し且つフィルタリングする。図7aに示すように、増幅/フィルタリング回路83は、A*とB*との間の差分を増幅する差動増幅回路網85を有する。上述したように、この結果、polarity制御信号の値(1又は0)に依存してA-B又はB-Aが増幅される。差動増幅回路網85からの出力は、増幅信号から望ましくない周波数成分を除去するために帯域通過フィ

50

ルタ 87 によりフィルタリングされる。

【 0 0 6 8 】

図 7 b は、差動増幅回路網 85 から出力される信号のスペクトルを示す。望ましい信号成分の大部分は、p o l a r i t y 制御信号に対応する周波数の周辺である。高い周波数成分は、復調スイッチ 56 により生成された高周波数復調高調波に対応する。

【 0 0 6 9 】

図 7 c は、差動増幅回路網 85 から出力される信号をフィルタリングするための図 7 a に示す帯域通過フィルタ 87 の望ましい周波数応答を示す。図示されるように、フィルタ 87 の高コーナー周波数は、p o l a r i t y 制御信号の周波数の非常に近くに維持される。本実施形態において、高コーナー周波数は p o l a r i t y 信号の周波数の 4 倍に設定された。これにより、増幅 / フィルタリング回路 83 は、復調スイッチ 56 により生成された高周波数高調波のほぼ全てをフィルタリングできる。フィルタ 87 の低コーナー周波数を p o l a r i t y 信号の周波数の非常に近くに設定することはできない。このことは、図 7 b に示す低周波数側の端部が非常に長く延びる出力信号のスペクトルから明らかであり、スペクトルの当該部分をフィルタリングすることは、増幅 / フィルタリング回路 83 の応答において低周波数の過渡信号を発生させ、測定信号の出力を実質的に変更することになる。本実施形態において、増幅 / フィルタリング回路 83 の低コーナー周波数は、高コーナー周波数の 100 倍低く設定された。これにより、増幅 / フィルタリング回路 83 は依然として、差動増幅回路網 85 の D C オフセット及び測定回路網 25 により生じた望ましくない低周波数雑音の大部分をフィルタリングでき、フィルタ 87 の通過帯域内の測定信号に対する明確に定義された利得が考慮される。

【 0 0 7 0 】

信号の例

図 8 は、図 6 に示す 5 つの検出間隔の間に測定回路 51 からの出力 (A F _ o u t) が変化する様子を示す。当該 A F _ o u t 信号は A D C 13 に渡され、A D C 13 においてデジタル値に変換される。図示されるように、各検出間隔 t_k の間、A F _ o u t 信号は、p o l a r i t y 制御信号の各半周期の終端に向けて準 D C レベルに整定する。A D C 13 は、2 つの準 D C レベルの各々において各検出間隔の間に A F _ o u t をサンプリングするようにトリガされ、レベルの差分は、現在選択されている検出コイル (又は基準信号) に対する測定値としてピーク間電圧レベル (図 8 において V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 及び V_5 で示す) を提供するために判定される。図 9 は、A D C 変換をトリガするために使用される制御信号及び測定値処理部 19 (図 1 に示す) による生データの処理をトリガするために使用される制御信号を更に詳細に示す。特に、A D C 13 は制御信号 A D C _ t r i g g e r によりトリガされる。A D C _ t r i g g e r 信号の周波数は、p o l a r i t y 制御信号の周波数の正確に 2 倍である。A D C 13 は、A D C _ t r i g g e r 制御信号の立ち上がりエッジにおいて変換を実行するようにトリガされ、それにより、検出間隔の間に到着した 2 つの準 D C レベルの各々がデジタル値に変換され、メモリ 17 に格納される。

【 0 0 7 1 】

別の制御信号である C A L C _ t r i g g e r は、デジタル値がメモリ 17 から測定値処理部 19 に読み出されるように、マイクロコントローラ 9 に割り込むために使用される。図示されるように、C A L C _ t r i g g e r 制御信号は p o l a r i t y 信号と同一の周波数を有するが、C A L C _ t r i g g e r 信号がマイクロコントローラ 9 に検出間隔から取得された値をメモリ 17 から測定値処理部 19 に読み出させる前に A D C 変換の結果が既にメモリ 17 に格納されていることを保証するために、A D C _ t r i g g e r 信号のエッジから若干遅れる。

【 0 0 7 2 】

測定値処理部 19 により計算された各ピーク間電圧測定値は、基準信号又は検出コイルのうちの 1 つからの信号の測定値に対応し、位置測定値を計算するために、正弦検出コイル及び余弦検出コイルからの測定値を使用して逆正接関数が計算される。隣接する検出間

隔が正弦検出コイル及び余弦検出コイルからの信号を測定するように構成される場合、2番目の検出間隔の後に位置の計算を判定できる。これを図9に示す。図9は、1つの測定値が検出間隔 t_k に対して計算され且つ別の測定値が検出間隔 t_{k+1} に対して計算される場合、位置情報は検出間隔 t_{k+2} の間にこれらの測定値を使用して計算可能であることを示す。この結果、測定待ち時間は polarity 制御信号の周期の2倍を少し上回る。

【0073】

測定回路の切り換えの最適化

2つの測定回路51を介して検出コイル（及び基準信号）からの異なる信号を切り換えるための最適化された切り換え方式を次に説明する。この切り替え方式により、位置測定値の更新レートを向上できる。図10は、測定回路N51-1及び測定回路M51-2を介して測定回路の入力 ± 1 、 ± 2 、 ± 3 、 ± 4 及び ± 5 を切り換えるために使用される制御信号のタイムラインを示す。検出サイクルは周期的であり、周期(T_{dc})は10個の検出間隔 t_i (指標 $i = 1 \sim 10$) に対応する。図10は、励起/制御信号論理11により生成され且つ検出サイクルの始端を定義するために使用される周期的な mode_ref 制御信号を更に示す。図10に示すように、これらの10個の各検出間隔の間に選択される測定回路の入力を以下のテーブルに示す。

【表2】

指標 (i)	測定回路N	測定回路M
1	± 1 (FS)	± 4 (CC)
2	± 2 (FC)	± 5 (Ref)
3	± 1 (FS)	± 2 (FC)
4	± 2 (FC)	± 1 (FS)
5	± 3 (CS)	± 2 (FC)
6	± 4 (CC)	± 1 (FS)
7	± 5 (Ref)	± 2 (FC)
8	± 2 (FC)	± 1 (FS)
9	± 1 (FS)	± 2 (FC)
10	± 2 (FC)	± 3 (CS)

テーブル中、FSは精正弦検出コイル6-1であり、FCは精余弦検出コイル6-2であり、CSは粗正弦検出コイル4-1であり、CCは粗余弦検出コイル4-2であり、Refは励起基準信号である。

【0074】

上記のテーブル及び図10からわかるように、各検出間隔の間、2つの測定回路51は異なる入力信号を処理している。図10は、各検出間隔の間、2つの測定回路51の少なくとも一方が精検出コイルの一方からの信号を処理していることを更に示す。更に、精正弦信号及び精余弦信号は、2つの測定回路の各々において時間インターリーブされて処理

され、2つの測定回路の間で重複して処理される。各検出サイクルの間、各測定回路51は粗検出コイル4からの信号及び基準信号を更に処理する。一方の測定回路が粗検出コイルからの信号及び基準信号を処理している間、他方の測定回路51は精検出コイルからの信号を処理している。本構成を用いることにより、更新された精位置測定値を少なくとも1つおきの検出間隔で取得できる。

【0075】

図10に示すように、2つの測定回路51を介して信号をインターリーブして選択することは、測定回路N及び測定回路M内の各マルチプレクサ55に逆の極性の制御信号 i_{n1_N} 及び i_{n1_M} を印加すること、並びに測定回路N及び測定回路M内の各マルチプレクサ55に印加される制御信号 i_{n2_M} 及び i_{n3_M} と i_{n2_N} 及び i_{n3_N} とを位相シフトする(検出サイクルの半分)ことにより達成される。その結果、検出間隔 t_k の間、チャンネル1+及び1-が測定回路Nにより選択される場合、チャンネル2+及び2-が測定回路Mにより選択される。次の検出間隔 t_{k+1} の間、チャンネル2+及び2-が測定回路Nにより選択され、チャンネル1+及び1-が測定回路Mにより選択される。これにより、同一の入力(チャンネル)が測定回路N及び測定回路Mにより同時に選択される望ましくない衝突が回避される。

【0076】

測定値処理部

図11は、測定値処理部19により実行される処理を示すフローチャートである。図示されるように、ステップs1において、測定値処理部19は次の $mode_ref$ 信号(図10に示す $mode_ref$ 信号の立ち上がりエッジ)を受信するまで待機する。当該立ち上がりエッジ(割り込み)の受信に応答して、ステップs3において、測定値処理部19は指標(i)を値1に設定する。ステップs5-1において、測定値処理部19は測定回路Nに関連するADCデータをメモリ17から読み出し、ステップs7-1において、測定値処理部19は検索されたデータを指標(i)の現在の値に従って処理する。特に(以下に更に詳細に説明するように)、測定値処理部19が検索されたデータに対して実行する処理はデータが関連する信号に依存し、すなわち、データが精検出コイルからの信号に関連するか、粗検出コイルからの信号に関連するか、あるいは基準信号に関連するかに依存する。同様に、ステップs5-2において、測定値処理部19は測定回路Mに関連するADCデータをメモリ17から読み出し、ステップs7-2において、測定値処理部19は検索されたデータを指標(i)の現在の値に従って処理する。本実施形態において、2つの測定回路51からのADCデータは、メモリ17の別個の部分に順次書き込まれ、それにより、検出間隔 t_{k+1} に対する測定回路NからのADCデータは、検出間隔 t_k に対して取得された測定回路NからのADCデータの後にメモリ17の対応する部分に書き込まれる。

【0077】

ステップs5-2の後、ステップs9へ進み、測定値処理部19は指標(i)が9より大きい値を有するかをチェックする。指標(i)が9より大きい値を有さない場合、ステップs11へ進み、指標値(i)が1増分される。その後、ステップs13へ進み、測定値処理部19は、次の検出間隔に対するADC値がメモリ17の関連部分に書き込まれたことを示す $CALC_trigger$ 信号(励起/制御信号論理11から)の次の立ち上がりエッジを待つ。その後、ステップs5-1に戻るにより、次のADC値がメモリから読み出され、測定値処理部19により処理される。ステップs9において指標値(i)が9より大きいと判定されると、処理の先頭に戻り、測定値処理部19は次の $mode_ref$ 割り込み信号を待ち、処理が繰り返される。

【0078】

当業者には理解されるように、測定値処理部19は、励起/制御信号論理11に対して独立して且つ非同期に動作しており、メモリ17に到着するデータを適切なタイミングに処理することを保証するために制御信号 $mode_ref$ 及び $CALC_trigger$ を励起/制御信号論理11から受信するにすぎない。

【 0 0 7 9 】

精検出コイルの測定値

図 1 2 a は、各測定回路 5 1 を通される入力と、精検出コイル 6 から取得された信号を処理する場合に測定値処理部 1 9 が図 1 1 に示すステップ s 7 において実行する計算とを示すタイミングチャートである。図面を簡略にするために、粗検出コイル 4 からの信号の処理及び基準信号の処理を図 1 2 a に示さない。図 1 2 a に示すように、指標 $i = 1$ の場合、精正弦検出コイル 4 - 1 上の信号 (F S) が測定回路 N を通される。この検出間隔の間、測定値処理部 1 9 は、先行の 2 つの検出間隔 (先行の検出サイクルにおける $i = 9$ 及び 1 0) の間に測定回路 N から取得された A D C データを読み出し、先行の 2 つの検出間隔に対する上述したピーク間電圧レベル (k) を計算する。図 1 2 a に示すように、 $i = 9$ に対応する検出間隔の間、精正弦検出コイルからの信号 (F S) が測定回路 N を通され、 $i = 1 0$ に対応する検出間隔の間、精余弦検出コイルからの信号 (F C) が測定回路 N を通された。その後、これらの生のピーク間値は、ブレイクスルーの雑音を減少するために処理され (以下に更に詳細に説明する)、ブレイクスルー補正値がピーク間測定値を精位置情報 (F) に変換する逆正接関数に適用され、精位置情報は、測定回路 5 1 - 1 及び 5 1 - 2 により導入された位相オフセットを均衡させるために処理される (以下に更に詳細に説明する)。

10

【 0 0 8 0 】

図 1 2 a からわかるように、測定値処理部 1 9 は、指標値 $i = 1$ 、3 及び 5 に対応する検出間隔の間に、測定回路 N から取得された信号を使用してそのような精位置情報を判定する。同様に、測定値処理部 1 9 は、指標値 $i = 6$ 、8 及び 1 0 に対応する検出間隔の間に、測定回路 M から取得された信号を使用してそのような精位置情報を判定する。従って、指標値 $i = 1$ に対応する検出間隔の間に、測定値処理部 1 9 は、測定回路 M から取得されたデータの使用から測定回路 N からのデータの使用に切り替えて、精位置情報を計算する。同様に、指標値 $i = 6$ に対応する検出間隔の間に、測定値処理部 1 9 は、測定回路 N から取得されたデータの使用から測定回路 M からのデータの使用に切り替えて、精位置情報を計算する。従って、この切り替え構成を用いることにより、測定値処理部 1 9 は、1 0 個の検出間隔毎に 6 回の更新レートで、更新された精位置測定値を提供できる。

20

【 0 0 8 1 】

精余弦検出コイル 6 - 2 からの信号 (F C) は指標 $i = 8$ に対応する検出間隔の間に測定回路 N を通されるが、測定値処理部 1 9 は、測定チャンネル M からの精位置データを有するため、位置情報を判定するために当該 F C を使用しない。同様に、精余弦検出コイル 6 - 2 からの信号 (F C) は指標 $i = 3$ に対応する検出間隔の間に測定回路 M を通されるが、測定値処理部 1 9 は、測定チャンネル N からの精位置データを有するため、位置情報を判定するために当該 F C を使用しない。これらの精余弦信号の余分な測定値を有することにより、測定回路 M 及び N を通す信号を選択するために使用される制御信号の生成が容易になる。

30

【 0 0 8 2 】

図 1 2 a に示さないが、測定値処理部 1 9 は更に、指標値 $i = 7$ に対応する検出間隔の間に、 $i = 5$ 及び 6 に対応する検出間隔の間に測定回路 N から取得された A D C 値を使用して、測定回路 N に対する粗位置情報を更新する。同様に、測定値処理部 1 9 は、指標値 $i = 2$ に対応する検出間隔の間に、 $i = 1 0$ 及び 1 に対応する検出間隔の間に測定回路 M から取得された A D C 値を使用して、測定回路 M に対する粗位置情報を更新する。指標値 $i = 8$ に対応する検出間隔の間に、測定値処理部 1 9 は、指標値 $i = 7$ に対応する検出間隔の間に測定回路 N から取得された A D C データを使用して (すなわち、測定回路 N により測定された励起基準信号を使用して)、測定回路 N に対して格納されたブレイクスルー較正データ 2 9 を更新する。同様に、指標値 $i = 3$ に対応する検出間隔の間に、測定値処理部 1 9 は、指標値 $i = 2$ に対応する検出間隔の間に測定回路 M から取得された A D C データを使用して (すなわち、測定回路 M により測定された励起基準信号を使用して)、測定回路 M に対して格納されたブレイクスルー較正データ 2 9 を更新する。このように、測

40

50

定値処理部 19 が精位置測定値に対する測定回路 N からのデータを使用している間、測定値処理部 19 は、粗位置測定値を取得するため及び励起基準信号 (R e f) を測定するために測定回路 M からのデータを使用しており、測定値処理部 19 が精位置測定値に対する測定回路 M からのデータを使用している間、測定値処理部 19 は、粗位置測定値を取得するため及び励起基準信号 (R e f) を測定するために測定回路 N からのデータを使用している。

【 0 0 8 3 】

ブレークスルー校正データ

上述のように、測定値処理部 19 により計算されるピーク間電圧は、格納されたブレークスルー校正データ 29 と基準信号 (測定回路の入力 5 に印加される励起信号の一部分に対応する) に対する最新の測定値とを使用して、励起コイル 2 と対応する検出コイルとの間の直接ブレークスルーを補正される。

【 0 0 8 4 】

以下の式は、本実施形態において、精正弦検出コイル 6 - 1 から取得されて測定回路 N を通される信号に対して計算されるピーク間電圧測定値 (V^{FS}_N) 及び精余弦検出コイル 6 - 2 から取得されて測定回路 N を通される信号に対して計算されるピーク間電圧測定値 (V^{FC}_N) に対して実行されるブレークスルー補正を示す。

【 数 4 】

$$V_{Ncorr}^{FS} = V_N^{FS} - O_N^{FS} \times V_N^{EX} \quad (7)$$

$$V_{Ncorr}^{FC} = V_N^{FC} - O_N^{FC} \times V_N^{EX} \quad (8)$$

式中、 O^{FS}_N は、測定回路 N 及び精正弦検出コイル 6 - 1 に関連するオフセット校正データ 29 (不揮発性メモリに格納される) であり、 O^{FC}_N は、測定回路 N 及び精余弦検出コイル 6 - 2 に関連するオフセット校正データ 29 であり、 V^{EX}_N は、励起基準信号に対する最新の測定値である (測定回路 N の入力 5 に印加される励起信号の一部分に対応する) 。同様のブレークスルー校正が、測定回路 M から取得された測定値に対して以下のように実行される。

【 数 5 】

$$V_{Mcorr}^{FS} = V_M^{FS} - O_M^{FS} \times V_M^{EX} \quad (9)$$

$$V_{Mcorr}^{FC} = V_M^{FC} - O_M^{FC} \times V_M^{EX} \quad (10)$$

【 0 0 8 5 】

精正弦 / 余弦検出コイル 4 に対する各測定回路 N 及び M から取得されブレークスルー補正された測定値は、以下のように逆正接関数を使用して精位置情報を計算するために使用可能である。

【 数 6 】

$$\phi_N^F = \arctan \left(\frac{V_{Ncorr}^{FS}}{V_{Ncorr}^{FC}} \right) \quad (11)$$

$$\phi_M^F = \arctan \left(\frac{V_{Mcorr}^{FS}}{V_{Mcorr}^{FC}} \right) \quad (12)$$

【 0 0 8 6 】

この逆正接関数は更に、以下の算術的方法を使用して近似的に計算可能である。

【数 7】

if $V_{\text{FS_corr}}^{\text{FS}} > 0$ and $V_{\text{FC_corr}}^{\text{FC}} > 0$

if $|V_{\text{FS_corr}}^{\text{FS}}| < |V_{\text{FC_corr}}^{\text{FC}}|$ $\varphi^{\text{F}} = \pi/4 * V_{\text{FS_corr}}^{\text{FS}} / V_{\text{FC_corr}}^{\text{FC}}$

else $\varphi^{\text{F}} = \pi/2 - \pi/4 * V_{\text{FC_corr}}^{\text{FC}} / V_{\text{FS_corr}}^{\text{FS}}$

if $V_{\text{FS_corr}}^{\text{FS}} > 0$ and $V_{\text{FC_corr}}^{\text{FC}} \leq 0$

if $|V_{\text{FS_corr}}^{\text{FS}}| < |V_{\text{FC_corr}}^{\text{FC}}|$ $\varphi^{\text{F}} = \pi + \pi/4 * V_{\text{FS_corr}}^{\text{FS}} / V_{\text{FC_corr}}^{\text{FC}}$

else $\varphi^{\text{F}} = \pi/2 - \pi/4 * V_{\text{FC_corr}}^{\text{FC}} / V_{\text{FS_corr}}^{\text{FS}}$

10

if $V_{\text{FS_corr}}^{\text{FS}} \leq 0$ and $V_{\text{FC_corr}}^{\text{FC}} \leq 0$

if $|V_{\text{FS_corr}}^{\text{FS}}| < |V_{\text{FC_corr}}^{\text{FC}}|$ $\varphi^{\text{F}} = \pi + \pi/4 * V_{\text{FS_corr}}^{\text{FS}} / V_{\text{FC_corr}}^{\text{FC}}$

else $\varphi^{\text{F}} = 3\pi/2 - \pi/4 * V_{\text{FC_corr}}^{\text{FC}} / V_{\text{FS_corr}}^{\text{FS}}$

if $V_{\text{FS_corr}}^{\text{FS}} \leq 0$ and $V_{\text{FC_corr}}^{\text{FC}} > 0$

if $|V_{\text{FS_corr}}^{\text{FS}}| < |V_{\text{FC_corr}}^{\text{FC}}|$ $\varphi^{\text{F}} = 2\pi + \pi/4 * V_{\text{FS_corr}}^{\text{FS}} / V_{\text{FC_corr}}^{\text{FC}}$

else $\varphi^{\text{F}} = 3\pi/2 - \pi/4 * V_{\text{FC_corr}}^{\text{FC}} / V_{\text{FS_corr}}^{\text{FS}}$

(13)

【0087】

20

そのような算術計算の結果は本当の逆正接関数から約 1 % ずれ、この誤差はルックアップテーブル補正を使用することにより更に補償可能である。その場合、精位置情報 (φ^{F}) に関連する位相曖昧性は、粗検出コイル 4 から取得された信号を使用して同様の方法で計算される粗位置情報 (φ^{C}) を使用して解決可能である。オプションとして、粗位置情報は精位置測定値に関連する周期曖昧性の問題を解決するためのみに使用されているため、粗信号測定値のブレイクスルー補正は省略可能である。しかし、精スケール検出コイル 6 の周期が粗スケール検出コイル 4 の周期と異なる場合、はるかに高い精度が粗スケール出力のために必要とされる。従って、この場合、粗位置情報の精度を向上するために、同様のブレイクスルー補正を粗スケールコイル 4 において測定された信号に適用できる。

【0088】

30

直接ブレイクスルーオフセット値の較正

励起コイル 2 から検出コイル 4 及び 6 への直接ブレイクスルーオフセットは、センサ毎に異なり、設置環境にも依存し、特に、センサコイルの非常に近傍に存在する種々の金属物体の場所に依存する。センサが実装された後であり、好ましくはセンサが最終用途用に設置された後でターゲット 5 がセンサコイルの近傍に搭載される前に、オフセット較正データ O_{N}^{FS} 、 O_{N}^{FC} 、 O_{N}^{CS} 、 O_{N}^{CC} 、 O_{M}^{FS} 、 O_{M}^{FC} 、 O_{M}^{CS} 及び O_{M}^{CC} のセットが判定される必要がある。

【0089】

較正を実行する場合、通常、ホストインタフェース部 21 が測定値処理部 19 に信号を提供して、後続の測定値は較正のためのものであることを通知する。測定値処理部 19 は、そのような場合に、ADC 13 により実行された変換の連続する結果の間の差分をピーク間電圧 V_{N}^{FS} 、 V_{N}^{FC} 、 V_{N}^{CS} 、 V_{N}^{CC} 、 V_{N}^{EX} 及び V_{M}^{FS} 、 V_{M}^{FC} 、 V_{M}^{CS} 、 V_{M}^{CC} 、 V_{M}^{EX} として測定し、レシオメトリック関数を計算しようとすることなく各電圧に対する移動平均を累算するように構成される。この較正測定サイクルは、ホストインタフェース部 21 からのコマンドにより終了される。この時点で、上記の平均電圧の測定値は、オフセット較正データ 29 を計算するために使用される。

40

【数 8】

$$O_N^{FS} = \left(\frac{V_N^{FS}}{V_N^{EX}} \right) \quad (14)$$

$$O_N^{FC} = \left(\frac{V_N^{FC}}{V_N^{EX}} \right) \quad (15)$$

$$O_N^{CS} = \left(\frac{V_N^{CS}}{V_N^{EX}} \right) \quad (16)$$

$$O_N^{CC} = \left(\frac{V_N^{CC}}{V_N^{EX}} \right) \quad (17)$$

10

【数 9】

$$O_M^{FS} = \left(\frac{V_M^{FS}}{V_M^{EX}} \right) \quad (18)$$

$$O_M^{FC} = \left(\frac{V_M^{FC}}{V_M^{EX}} \right) \quad (19)$$

$$O_M^{CS} = \left(\frac{V_M^{CS}}{V_M^{EX}} \right) \quad (20)$$

$$O_M^{CC} = \left(\frac{V_M^{CC}}{V_M^{EX}} \right) \quad (21)$$

20

【0090】

その後、このオフセット校正データ 29 は、マイクロコントローラ 9 の不揮発性メモリに書き込まれ、励起コイル 2 と検出コイル 4 及び 6 との間の直接ブレークスルーに対して生データを補正するために上述した方法で使用される。

30

【0091】

動的補正 - 変動の除去

このように計算された精位置情報 (F) は、各測定回路 N 及び M の若干異なるプロパティに関連する誤差を依然として有する。これは、同一のターゲットの位置に対して、測定回路 N を用いて測定されたデータを使用して取得された精位置情報 (F_N) が測定回路 M を用いて測定されたデータを使用して取得された精位置情報 (F_M) と若干異なることを意味する。測定値処理部 19 は、各測定回路 M 及び N からの精位置測定値を検出サイクル (T_{dc}) 毎に 3 回計算しているため、これにより微変動が位置計算に生じ、測定設定の実際の分解能を実際の精度能力以下に低減させる。そのような微変動を減少するために、測定値処理部 19 は、2 つの測定回路 N 及び M の間の系統誤差における差分を補償するために位相補正を実行する。図 12 b は、当問題を示す。特に、図 12 b は、測定された精位置 (F) が 1 つの検出サイクル内の指標 $i = 8$ に対応する検出間隔と次の検出サイクル内の指標 $i = 3$ に対応する検出間隔との間に時間と共に変化する様子を示すグラフである。図示されるように、指標 $i = 8 \sim i = 10$ に対応する検出間隔の間、精位置測定値 (F_M) は測定回路 M により計算され、値が 1 変化する。これらの検出間隔の間に計算される 2 つの測定値は同一の測定回路 M を通される信号から判定されるため、精位置の変化はターゲット 5 の移動に起因する。測定値処理部 19 が測定回路 N から取得された信号を使用して精位置測定値の判定を開始する場合 (検出間隔 $i = 1$ において)、

40

50

ターゲット 5 の移動に起因するが、測定値が異なる測定回路 N により処理された信号を使用して判定されていることにも起因する測定された精位置の変化が存在する。補償するために、指標 $i = 10$ において取得された位置測定値は指標 $i = 1$ における検出時間間隔に外挿される。その後、この外挿された値を使用して、2 つの測定回路からの精位置測定値に適用される必要のある適切な補正值が判定される。更に詳細には、以下の手順が使用される。

【 0 0 9 2 】

指標が 10 及び 8 である検出間隔 t_i の間に計算された精位置測定値 (F) の間の差分に 1 を割り当てる。

【 0 0 9 3 】

$$1 = F_{10} - F_8 \quad (22)$$

指標が 1 及び 3 である検出間隔 t_i の間に計算された精位置測定値 (F) の間の差分に 2 を割り当てる。

【 0 0 9 4 】

$$2 = F_3 - F_1 \quad (23)$$

精位置測定値 F_{10} の値を指標 $i = 1$ の検出間隔 t_i に外挿する。

【 0 0 9 5 】

$$F_{10\text{new}} = F_{10} + 1 / 4 * (1 + 2) \quad (24)$$

この外挿された値 $F_{10\text{new}}$ は、測定された精位置 F_1 に非常に近いはずである。これらの 2 つの値の間の差分は、異なる精位置測定値を判定するために使用された測定回路 (M 及び N) の間の違いにより生じた系統誤差を表す。この差分を 2 で除算することにより、補正值が定義される。

【 0 0 9 6 】

$$corr = (F_{10\text{new}} - F_1) / 2$$

(25)

この動的補正值は、指標値 $i = 3$ に対応する検出間隔の間に判定される。

【 0 0 9 7 】

2 つの測定回路 M 及び N から取得された信号の使用の同様の切り替えが指標 $i = 6$ の検出間隔 t_i の間に実行され、同様の補正值が $i = 8$ に対応する検出間隔の間に以下のように判定される。

【 0 0 9 8 】

$$1 = F_5 - F_3 \quad (26)$$

)

$$2 = F_8 - F_6 \quad (27)$$

)

$$F_{5\text{new}} = F_5 + 1 / 4 * (1 + 2) \quad (28)$$

8)

$$corr = (F_6 - F_{5\text{new}}) / 2$$

(29)

$corr$ の値は、雑音レベルを減少するために複数の検出サイクル (T_{dc}) にわたり平均されてもよく、動的補正の一部としてマイクロコントローラ 9 により使用される。図 12 a の最後の行は、この動的補正值が更新される検出間隔を示す。その後、チャンネル N に対して計算された全てのデータ点に対して、 F 値が次式により補正される。

【 0 0 9 9 】

$$F_{corr} = F_N + corr$$

(30)

また、チャンネル M に対して計算された全てのデータ点に対して、 F 値が次式により補正

10

20

30

40

50

される。

【 0 1 0 0 】

$$F_{corr} = F_M - corr$$

(3 0)

このように補正された精位置測定値は、依然としてある程度の系統誤差を含む場合があるが、特に、測定回路 N から取得された信号を使用するレシオメトリック計算から測定回路 M から取得された信号を使用するレシオメトリック計算への切り替え時点及び測定回路 M から取得された信号を使用するレシオメトリック計算から測定回路 N から取得された信号を使用するレシオメトリック計算への切り替え時点における微変動を含まない。当業者には理解されるように、他の外挿及び他の補正値が計算されてもよい。例えば単一の補正が一方の測定回路からの出力のみに適用され、他方の測定回路からの出力に補正が適用されなくてもよい。

10

【 0 1 0 1 】

動的補正 - 速度の補償

図 1 2 b に示すように、連続する検出間隔の間に取得される位相測定値は、ターゲット 5 の移動により変化する。A D C 制御器 1 3 により生成され且つレシオメトリック解 F を計算するために使用される 4 つの測定値の全ては、 F の瞬間値が変化している連続する瞬間において取得された測定値であるため、位相測定値の変化は位置測定値における系統誤差の原因となる。そのような移動を動的に補正する 1 つの方法は、 F の平均変化率を以下の差分の移動平均 $mean$ として計算することである。

20

【 0 1 0 2 】

$$\begin{aligned} F_{3-1} &= F_3 - F_1 \\ F_{5-3} &= F_5 - F_3 \\ F_{8-6} &= F_8 - F_6 \\ F_{10-8} &= F_{10} - F_8 \end{aligned}$$

F の値は各測定値間で一定量変化していると仮定する場合、A D C 1 3 により出力された隣接する測定値間の位相測定値におけるシフトは、以下の速度パラメータに等しい。

【 数 1 0 】

$$s = \frac{\Delta_{mean}}{4} \quad (31) \quad 30$$

【 0 1 0 3 】

この速度パラメータは、測定された位相の平均変化率を表すため、ターゲット 5 の移動速度と正確に等しいわけではない。しかし、測定された位相がターゲット 5 の位置に略線形に関連するため（図 2 を参照）、測定された位相の変化率はターゲットの位置の変化率（＝速度）に略比例する。

【 0 1 0 4 】

図 1 2 a に示すように、本実施形態において、位置情報は、精正弦検出コイル 6 - 1 及び精余弦検出コイル 6 - 2 からの信号から取得される測定値を使用して判定される。従って、ターゲット 5 の移動を考慮すると、A D C 1 3 から取得された生データを使用して測定値処理部 1 9 により判定されるピーク間電圧測定値を以下のように書くことができる。

40

【 数 1 1 】

$$\hat{V}^{FS} = A_F \sin[\varphi^F - 3s] + A_F \sin[\varphi^F - 2s] \quad (32)$$

$$\hat{V}^{FC} = A_F \cos[\varphi^F - s] + A_F \cos[\varphi^F] \quad (33)$$

このことから、 F_{corr} に適用される以下の補償を判定できる。

【数 1 2】

$$\varphi_{comp}^F = \varphi_{corr}^F + s \left(\frac{3}{2} + \cos(2\varphi_{corr}^F) \right) \quad (34)$$

【0 1 0 5】

以上からわかるように、 φ_{corr}^F に適用される補償は φ_{corr}^F の値自体に依存するため、センサコイルに対するターゲット 5 の位置に依存して、異なる補償が実行される。当該補償は、測定回路 M からのデータを使用する精位置測定値又は測定回路 N からのデータを使用する精位置測定値に実行され、連続して取得された測定値を使用することにより起因するターゲット 5 の判定された位置の動的誤差を大幅に（50 倍も）減少できる。粗位置測定値は精位置測定値の周期曖昧性を解決するためのみに使用されているため、当該動的補償を粗位置測定値に実行する必要はない。

10

【0 1 0 6】

上記の補償は、精正弦検出コイル 6 - 1 からの信号が精余弦検出コイル 6 - 2 からの信号の前に測定される場合に特有である。精余弦検出コイル 6 - 2 からの信号が精正弦検出コイル 6 - 1 からの信号の前に測定される場合、ターゲット 5 の移動を考慮すると、ADC 13 から取得された生データを使用して測定値処理部 19 により判定されるピーク間電圧測定値を以下のように書くことができる。

20

【数 1 3】

$$\hat{V}^{FC} = A_F \cos[\varphi^F - 3s] + A_F \cos[\varphi^F - 2s] \quad (35)$$

$$\hat{V}^{FS} = A_F \sin[\varphi^F - s] + A_F \sin[\varphi^F] \quad (36)$$

このことから、 φ_{corr}^F に適用される以下の補償を判定できる。

【数 1 4】

$$\varphi_{comp}^F = \varphi_{corr}^F + s \left(\frac{3}{2} - \cos(2\varphi_{corr}^F) \right) \quad (37)$$

30

【0 1 0 7】

このように、2 つの精検出コイルからの信号が測定回路により測定される順序に依存して、異なる補償が実行される。

【0 1 0 8】

この移動補償は、算術により計算されてもよく、あるいは、計算を高速化するために、事前に判定されてルックアップテーブルに格納されてもよい。例えば補償は、以下のように書くことができる。

【数 1 5】

$$\begin{aligned} \varphi_{comp}^F &= \varphi_{corr}^F + K0(\varphi_{corr}^F) * s \\ \varphi_{comp}^F &= \varphi_{corr}^F + K1(\varphi_{corr}^F) * s \end{aligned} \quad (38)$$

40

最初に測定されたのが正弦検出コイルか又は余弦検出コイルかに従って、係数 K0 又は K1 のいずれかが動的補正に使用される。K0 及び K1 の値は、例えば以下のように、テーブルに対する指標を判定するために φ_{corr}^F を使用して、ルックアップテーブルから判定される。

【数 1 6】

$$index = round\left(\frac{\varphi_{corr}^F \times 1024}{2\pi}\right) \quad (39)$$

この場合、ルックアップテーブルは 1 0 2 4 の長さを有し、係数 K 0 が第 1 の列に存在し、係数 K 1 が第 2 の列に存在する。当該ルックアップテーブルは、動的補正データ 3 1 の一部としてマイクロコントローラ 9 の不揮発性メモリに格納される。ルックアップテーブル内の異なるエントリに対する K 0 及び K 1 の値は、次式から事前に判定可能である。

【数 1 7】

10

$$K0(j) = \frac{3}{2} + \cos\left(\frac{4\pi j}{1024}\right) \quad (40)$$

$$K1(j) = \frac{3}{2} - \cos\left(\frac{4\pi j}{1024}\right) \quad (41)$$

【0 1 0 9】

更に可能な例として、ルックアップテーブル内の K 0 及び K 1 の値は実験により判定可能である。例えばターゲット 5 の種々の速度において、センサからの実験測定値のセットをはるかに高速のセンサから（例えば高速インクリメンタル光学エンコーダから）の読み出し値と共に収集する。ルックアップテーブル補正係数 K 0 及び K 1 は、ターゲット 5 の種々の速度に対して測定された実験データに対する放物線フィッティング（ φ_{corr}^F ）に対する最適なパラメータとして、 φ_{corr}^F の各値に対して見つけれらる。異なる補正係数 K 0 及び K 1 は、精正弦検出コイル 6 - 1 からの信号が精余弦検出コイル 6 - 2 からの信号の前に測定されるか又は精余弦検出コイル 6 - 2 からの信号が精正弦検出コイル 6 - 1 からの信号の前に測定されるかに依存して判定される。上記の補償は、ターゲットが一定の速度で移動していると仮定する。ターゲット 5 の加速度が考慮される場合、測定値が連続するという特性に対する動的補償の精度を更に向上できる。この場合、速度及び加速度の瞬間測定値は、各計算時間において以下のように判定可能である。

20

30

【0 1 1 0】

i = 3 に対応する検出間隔の場合

$$s = (\varphi_{3-1}^F) / 4 = (\varphi_3^F - \varphi_1^F) / 4 \quad (43)$$

$$Acc = (\varphi_{3-1}^F - \varphi_{10-8}^F) / 6 \quad (44)$$

i = 5 に対応する検出間隔の場合

$$s = (\varphi_{5-3}^F) / 4 = (\varphi_5^F - \varphi_3^F) / 4 \quad (45)$$

$$Acc = (\varphi_{5-3}^F - \varphi_{3-1}^F) / 4 \quad (46)$$

i = 8 に対応する検出間隔の場合

$$s = (\varphi_{8-6}^F) / 4 = (\varphi_8^F - \varphi_6^F) / 4 \quad (47)$$

$$Acc = (\varphi_{8-6}^F - \varphi_{5-3}^F) / 6 \quad (48)$$

50

$$\begin{aligned}
 & i = 10 \text{ に対応する検出間隔の場合} \\
 & s = (F_{10} - F_8) / 4 = (F_{10} - F_8) / 4 \quad (49) \\
 & Acc = (F_{10} - F_8 - F_8 + F_6) / 4 \quad (50)
 \end{aligned}$$

$i = 1$ 及び 6 に対応する検出間隔において測定回路が切り替えられ（測定回路 M から測定回路 N へ、並びに測定回路 N から測定回路 M へ）且つ切り替え時間に隣接する検出間隔において計算が実行されるため、瞬間速度値及び瞬間加速度値は $i = 1$ 及び 6 に対応する検出間隔の間に計算されない（異なる式を使用する必要があるため）。その代わりに、 $i = 10$ に対応する検出間隔に対して判定された速度測定値及び加速度測定値が $i = 1$ に対応する検出間隔の間も使用され、 $i = 5$ に対応する検出間隔に対して判定された速度測定値及び加速度測定値が $i = 6$ に対応する検出間隔の間も使用される。

10

【0111】

速度測定値及び加速度測定値を判定する場合、位相値 F が使用されてもよく（上記の式のように）、あるいは変動補正後の位相値（ F_{corr} ）が代わりに使用されてもよい。

【0112】

所定の計算時点において判定された速度値（ s ）は、例えば以下のように、対応する加速度値（ Acc ）に基づいて調節可能である。

【数18】

20

$$s_{adj} = s - \frac{2}{3} Acc \quad (51)$$

【0113】

この調節された速度値は、 F_{corr} を動的に補正するための上記の計算において速度（ s ）の代わりに使用可能である。更に高次の微分を考慮する利点は殆どないことが実験により示されている。

【0114】

ターゲット 5 の異なる位置、速度及び加速度において測定された非常に多くの実験データから補償係数が判定される場合、次式を使用して補償を達成できる。

30

【数19】

$$\begin{aligned}
 \varphi_{comp}^F &= \varphi_{corr}^F + K0 \times s + K0^{Acc} \times (Acc) \\
 \varphi_{comp}^F &= \varphi_{corr}^F + K1 \times s + K1^{Acc} \times (Acc) \quad (52)
 \end{aligned}$$

式中、 $K0$ 、 $K1$ 、 $K0^{Acc}$ 及び $K1^{Acc}$ の値は、上述した方法で F_{corr} を使用して関連するルックアップテーブルから判定される。

【0115】

40

第2の実施形態

励起信号の位相調節

多くの種類のレシオメトリックセンサの場合、ターゲット 5 からの測定信号の位相及び励起コイルからのブレークスルーオフセット電圧の位相は互いに等しい（あるいは、位相が互いに 180 度ずれる）。これは、例えばターゲット 5 が共振ターゲットでなく、例えば短絡コイルから形成されるか、あるいは励起コイル 2 が発生させる渦電流が電磁結合を介して検出コイル内に電圧を誘導する導電（金属）プレートから形成される場合に当てはまる。同時に、励起コイルと検出コイルとの間の不正確な均衡は、励起コイルにおいて流れる励起電流により発生する電磁場に起因する直接ブレークスルー結合を生じさせる。そのようなセンサにおいて、測定された信号の振幅を大幅に減少させない限り、励起電流と

50

復調制御信号 $e x_s h i f t e d$ との間の正確な位相差は特に重要でない。

【0116】

しかし、図2aに示す共振ターゲット5の場合、共振器12が励起コイル2により通電される場合に共振器12により生成される磁場により検出コイル4及び6において誘導される信号と励起コイル2から検出コイル4及び6において直接誘導される直接ブレークスルー信号との間に約90度の位相シフトが存在する。90度の位相シフトは、共振器12の共振周波数に周波数が対応する基本周波数を有するように $e x_c l o c k$ 信号を選択することにより達成される。そのような共振ターゲット5のセンサから可能な限り最良の性能を得るためには、測定回路の正確な位相調整が必要である。特に、以下に説明するように、励起コイル2からの直接ブレークスルー信号に対して直交する（位相が90度ずれる）ように復調制御信号 $e x_s h i f t e d$ を調整するように、センサの位相を正確に調整できる。

【0117】

図13は、共振ターゲット5と共に第2の実施形態において使用される励起回路網23を示す。本実施形態の他の構成要素は、以下に説明することを除いて、上述した第1の実施形態と同一である。本実施形態における基準電圧は、複素インピーダンスZを介して励起電流を通すことにより測定回路網25により測定される。実際の用途において、複素インピーダンスZは、測定された励起基準信号の位相と励起コイル2により検出コイル4及び6において誘導される直接ブレークスルー信号の位相との間に所望の位相関係が存在するように値が選択されるレジスタ及びコンデンサの並列組み合わせ又は直列組み合わせとして構成される。好適な実施形態において、インピーダンスZは、測定された励起基準信号の位相が励起コイル2から検出コイル4及び6に誘導される直接ブレークスルー信号の位相に類似するように選択され（センサの設計段階において）、従って、共振器12により検出コイル4及び6において誘導される信号の位相と約90度ずれるように選択される。復調スイッチ56において入力信号に印加される $e x_s h i f t e d$ の位相を選択した結果、理論上、測定される励起基準値は0に近いはずである。しかし、センサの動作の間、センサの位相特性は変化し（例えば、回路構成要素の温度変化により生じるインピーダンス値の変化等により）、その結果、 $e x_s h i f t e d$ 制御信号の位相は直接ブレークスルー信号の位相と90度ずれず、多くの直接ブレークスルー信号が増幅/フィルタリング回路83を通る。測定された励起基準信号の位相が直接ブレークスルー信号の位相に類似するようにインピーダンスZを構成することにより、マイクロコントローラ9は、測定された励起基準値を0近くに維持する（それにより、直接ブレークスルー信号を最小化する）ために、単純なゼロ調整法を使用して、励起コイル2に印加される励起信号の位相を変更できる。

【0118】

以下に説明するように、励起コイル2に印加される励起信号 $e x_c l o c k$ の位相は比較器91により制御される。入力制御信号 $e x_d o u b l e$ は、所望の励起周波数の2倍である。この2倍周波数信号は、エッジを平滑化するためにR-Cフィルタ93によりローパスフィルタリングされる。その後、 $e x_d o u b l e$ の立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジは、比較器91により、マイクロコントローラ9により生成されるDAC電圧レベルと比較される。比較器91の出力における信号は、DAC電圧の正確なレベルに依存して、可変デューティサイクルを有する。 $e x_c l o c k$ 信号に対して所望の50%のデューティサイクルを生成するために、比較器91の出力はラッチ回路95を通され、ラッチ回路95は入力信号の周波数を半減させ、図14aに示すように、比較器の出力の立ち上がりエッジに立ち上がり又は立ち下がりエッジを有する出力を提供する。特に、図14aからわかるように、DAC電圧を変更することにより、マイクロコントローラ9は50%のデューティサイクルを変更することなく励起信号 $e x_c l o c k$ の位相を変更する。図13に示す励起回路網23は、数十MHzのクロック速度を有する通常のマイクロコントローラ9を使用して、10psを超える非常に高い分解能で励起信号（ $e x_c l o c k$ ）の位相を調整できるという利点を有する。

【 0 1 1 9 】

図 1 4 b は、比較器 9 1 に印加する D A C 電圧を判定するためにマイクロコントローラ 9 により使用される手順を示すフローチャートである。図示されるように、ステップ s 2 1 において、マイクロコントローラ 9 は位相調節を行う必要があると判定する。新しい励起基準電圧 ($V^{E \times}_N$ 及び $V^{E \times}_M$) が使用可能になった場合に、マイクロコントローラ 9 は当該判定を行う。ステップ s 2 3 において、マイクロコントローラ 9 は、現在の検出サイクルにおいて判定された最新の励起基準値を使用して、平均励起基準値を更新する。ステップ s 2 5 において、マイクロコントローラ 9 は、更新された平均励起基準値が定義された境界の外側であるかを判定する。図 1 3 に示すインピーダンス Z は、励起基準信号を最小化し且つ検出コイル 4 及び 6 における直接ブレークスルー信号を最小化するように選択されているため、測定された励起基準値の平均値は約 0 になるはずである。マイクロコントローラ 9 により生成される D A C 値を増加又は減少することにより、測定された励起値を 0 レベル近くに維持できる。従って、測定された励起基準信号の測定された平均値が正の閾値又は負の閾値を上回る場合、ステップ s 2 7 において、マイクロコントローラ 9 は比較器 9 1 に出力される D A C 値を増分又は減分する。このように D A C 値を継続的に調節することにより、復調クロック信号 $e x_s h i f t e d$ と測定回路 N 及び M において検知される信号の位相との間の固定関係が保証される。当業者には理解されるように、本例において、励起基準信号が 0 に減少されている場合、上述した直接ブレークスルー補正を実行する必要はない。

【 0 1 2 0 】

大部分の検知用途において、測定された基準励起電圧の値 (Z インピーダンスから測定される) を 0 に継続的に自動調整する機能により、マイクロコントローラ 9 は検出コイル 4 及び 6 から取得される信号における直接ブレークスルーを最小化でき、更なるブレークスルー補正は不要である。しかし、最も正確な測定のために設計されたセンサの場合、直接ブレークスルーオフセットの残りのレベルをマイクロコントローラ 9 により補正する必要がある。この場合、測定値は、ターゲット 5 がセンサコイルから遠くに除去される時にセンサを用いて取得される。マイクロコントローラ 9 は、測定された基準励起信号のレベルを能動的に制御してゼロ近くに維持する (上述した方法で) 。各検出コイル 4 及び 6 において誘導された信号が測定され、平均され、ブレークスルー較正データ 2 9 としてマイクロコントローラ 9 の不揮発性メモリに格納される。

【 数 2 0 】

$$B_N^{FS} = \frac{1}{P} \sum_{r=1}^P V_N^{FS}(r) \quad (53)$$

$$B_N^{FC} = \frac{1}{P} \sum_{r=1}^P V_N^{FC}(r) \quad (54)$$

$$B_N^{CS} = \frac{1}{P} \sum_{r=1}^P V_N^{CS}(r) \quad (55)$$

$$B_N^{CC} = \frac{1}{P} \sum_{r=1}^P V_N^{CC}(r) \quad (56)$$

【数 2 1】

$$B_M^{FS} = \frac{1}{P} \sum_{r=1}^P V_M^{FS}(r) \quad (57)$$

$$B_M^{FC} = \frac{1}{P} \sum_{r=1}^P V_M^{FC}(r) \quad (58)$$

$$B_M^{CS} = \frac{1}{P} \sum_{r=1}^P V_M^{CS}(r) \quad (59)$$

$$B_M^{CC} = \frac{1}{P} \sum_{r=1}^P V_M^{CC}(r) \quad (60)$$

10

式中、Pは、平均される各信号の測定値の数である。

【0 1 2 1】

このブレークスルー較正データ29は、以下のように、ターゲット5が検知されている時に取得される実際の測定値に適用される。

【数 2 2】

$$V_{Ncorr}^{FS} = V_N^{FS} - B_N^{FS} \quad (61)$$

20

$$V_{Ncorr}^{FC} = V_N^{FC} - B_N^{FC} \quad (62)$$

$$V_{Ncorr}^{CS} = V_N^{CS} - B_N^{CS} \quad (63)$$

$$V_{Ncorr}^{CC} = V_N^{CC} - B_N^{CC} \quad (64)$$

$$V_{Mcorr}^{FS} = V_M^{FS} - B_M^{FS} \quad (65)$$

$$V_{Mcorr}^{FC} = V_M^{FC} - B_M^{FC} \quad (66)$$

$$V_{Mcorr}^{CS} = V_M^{CS} - B_M^{CS} \quad (67)$$

$$V_{Mcorr}^{CC} = V_M^{CC} - B_M^{CC} \quad (68)$$

30

第3の実施形態

第1の実施形態及び第2の実施形態において、測定値処理部19は、polarity制御信号の2周期毎にほぼ1回、位置情報を取得した。第3の実施形態において、測定値処理部19は、各検出間隔の間に精位置測定値を更新するように構成される。これを図15に示す。図15は、精位置測定値が測定回路Mからの測定値を使用するか又は測定回路Nからの測定値を使用して各検出間隔(t_k)の間に取得されることを示す。図15に示すように、指標値*i* = 1に対応する検出間隔の間、位置情報は、精正弦測定値が精余弦測定値の前に取得される場合の精正弦測定値及び精余弦測定値を使用して計算される。指標値*i* = 2に対応する検出間隔の間、位置情報は、精余弦測定値が精正弦測定値の前に取得される場合の精正弦測定値及び精余弦測定値を使用して取得される。上述したように、測定値が取得される時間の間のターゲット5の移動を補償するために、最初に測定されるのが正弦測定値か又は余弦測定値かに依存して、異なる補償を使用する必要がある。図15において、実行される計算を示す矩形に使用される陰影によりこれを示し、陰影のない矩形と異なる補償がそれらの測定値に適用されることを示す。精正弦検出コイル6-1からの信号が精余弦検出コイル6-2からの信号の前に測定される場合、 F_{corr} 値に対する補償は正符号を有する。更に詳細には、指標値*i* = 1、3、5、6、8及び10に対応する検出間隔の間、測定値処理部19は、次式を使用してターゲット5の移動に対する動的補償を実行する。

40

【数 2 3】

$$\varphi_{comp}^F = \varphi_{corr}^F + s \left(\frac{3}{2} + \cos(2\varphi_{corr}^F) \right) \quad (69)$$

【0 1 2 2】

精余弦検出コイル 6 - 2 からの信号が精正弦検出コイル 6 - 1 からの信号の前に測定される場合、 φ_{corr}^F 値に対する補償は負符号を有する。更に詳細には、指標値 $i = 2$ 、4、7 及び 9 に対応する検出間隔の間、測定値処理部 19 は次式を使用してターゲット 5 の移動に対する動的補償を実行する。

10

【数 2 4】

$$\varphi_{comp}^F = \varphi_{corr}^F + s \left(\frac{3}{2} - \cos(2\varphi_{corr}^F) \right) \quad (70)$$

【0 1 2 3】

第 1 の実施形態において上述したように、そのような算術による補償を使用する代わりに、測定値処理部 19 は、2 種類の補償に対する関連する補正係数 (K_0 、 K_1 等) を格納する異なるルックアップテーブルを使用してもよい。

【0 1 2 4】

第 1 の実施形態と同様に、ターゲット 5 の固定速度を仮定する代わりに、測定値処理部 19 はターゲット 5 の加速度を更に考慮してもよい。この場合、異なる検出間隔に対する瞬間速度値及び瞬間加速度値は、以下のように判定可能である。

20

【0 1 2 5】

$i = 1$ に対応する検出間隔に対して

$$s = (\varphi_{1-10}^F) / 2 = (\varphi_{1-10}^F - \varphi_{1-0}^F) / 2 \quad (71)$$

$$Acc = (\varphi_{1-10}^F - \varphi_{1-0-8}^F) / 3 \quad (72)$$

$i = 3$ に対応する検出間隔に対して

$$s = (\varphi_{3-1}^F) / 4 = (\varphi_{3-1}^F - \varphi_{1-0}^F) / 4 \quad (73)$$

$$Acc = (\varphi_{3-1}^F - \varphi_{1-10}^F) / 3 \quad (74)$$

30

$i = 4$ に対応する検出間隔に対して

$$s = (\varphi_{4-2}^F) / 4 = (\varphi_{4-2}^F - \varphi_{2-0}^F) / 4 \quad (75)$$

$$Acc = (\varphi_{4-2}^F - \varphi_{3-1}^F) / 2 \quad (76)$$

40

$i = 5$ に対応する検出間隔に対して

$$s = (\varphi_{5-3}^F) / 4 = (\varphi_{5-3}^F - \varphi_{3-0}^F) / 4 \quad (77)$$

$$Acc = (\varphi_{5-3}^F - \varphi_{4-2}^F) / 2 \quad (78)$$

$i = 6$ に対応する検出間隔に対して

$$s = (\varphi_{6-5}^F) / 2 = (\varphi_{6-5}^F - \varphi_{5-0}^F) / 2 \quad (79)$$

50

$$A_{cc} = (F_{6-5} - F_{5-3}) / 3 \quad (80)$$

$i = 8$ に対応する検出間隔に対して

$$s = (F_{8-6}) / 4 = (F_{8-6}) / 4 \quad (81)$$

$$A_{cc} = (F_{8-6} - F_{6-5}) / 3 \quad (82)$$

$i = 9$ に対応する検出間隔に対して

$$s = (F_{9-7}) / 4 = (F_{9-7}) / 4 \quad (83)$$

$$A_{cc} = (F_{9-7} - F_{8-6}) / 2 \quad (84)$$

$i = 10$ に対応する検出間隔に対して

$$s = (F_{10-8}) / 4 = (F_{10-8}) / 4 \quad (85)$$

$$A_{cc} = (F_{10-8} - F_{9-7}) / 2 \quad (86)$$

(上述と同様に、速度及び加速度に対する上記の計算において、 F 値の代わりに F_{corr} 値が使用されてもよい。)

上記の式及び図 15 からわかるように、速度値及び加速度値は、正弦信号及び余弦信号の処理順序が同一である先行の検出間隔からの連続する F 値を使用して判定される。従って、例えば $i = 3$ に対応する検出時間間隔において、測定値処理部 19 は、正弦測定値が余弦測定値の前に取得される時のターゲットの位置を計算するため、正弦測定値が余弦測定値の前に取得される先行の検出間隔からの位置測定値を使用して瞬間速度を計算する。図 15 からわかるように、正弦測定値が余弦測定値の前に取得される最も近い先行の検出間隔は、 $i = 1$ に対応する検出間隔である。従って、瞬間速度は、これらの 2 つの検出間隔における測定値の間の位置差分 (F_{3-1}) から判定される。加速度測定値は同様に、正弦測定値が余弦測定値の前に測定される時に取得される信号を使用して判定される。

【0126】

$i = 1$ 及び 6 に対応する検出間隔において測定回路が切り替えられる (測定回路 M から測定回路 N へ、並びに測定回路 N から測定回路 M へ) ため、 $i = 2$ 及び 7 に対応する検出時間間隔の間の速度 / 加速度測定値の計算を必要以上に複雑にしないために、 $i = 1$ に対応する検出間隔に対して判定された加速度測定値が $i = 2$ に対応する検出間隔の間も使用され、 $i = 6$ に対応する検出間隔に対して判定された速度測定値及び加速度測定値が $i = 7$ に対応する検出間隔の間も使用される。

【0127】

第 1 の実施形態と同様に、各速度値は、対応する加速度値を考慮して調節される。

【数 25】

$$s_{adj} = s - \frac{2}{3} Acc \quad (87)$$

【0128】

この調節された速度値は、速度 (s) の代わりに使用可能である (F_{corr} を動的に補償するための上記の計算において)。このように補償された位相値は、適切なルックアップテーブル補正を介してターゲット 5 の位置にマッピング可能であり、位置測定値に

関連する周期曖昧性は、最新の粗位置測定値を使用して補正可能である。その後、最終的な位置は、ホストに報告するためにホストインタフェース部 21 に送出される。図 15 に示すように、本実施形態において、精位置情報は polarity 制御信号の周期毎に 1 回更新され、すなわち、検出間隔毎に 1 回更新される。

【0129】

第 4 の実施形態

第 3 の実施形態において、精位置測定値は全ての検出間隔の間に取得された。精検出コイルからの信号は、2 つの測定回路 M 及び N において重複して処理される。重複するため、2 つの測定回路から取得されたデータを使用して 2 つの位置測定値を計算できる。例えば $i = 10$ に対応する検出間隔の間、第 3 の実施形態は、 $i = 8$ に対応する検出間隔において取得された測定回路 M からの精正弦データ及び $i = 9$ に対応する検出間隔において取得された測定回路 M からの精余弦データを使用して、位置測定値を計算した。しかし、 $i = 10$ に対応する検出間隔の間、 $i = 8$ に対応する検出間隔において取得された測定回路 N からの精余弦データ及び $i = 9$ に対応する検出間隔において取得された測定回路 N からの精正弦データを使用して、別の位置測定値を計算できる。

【0130】

これらの 2 つの位置測定値は、以下のように計算される。

【数 26】

$$V_{Ncorr}^{FS} = V_N^{FS} - O_N^{FS} \times V_N^{EX} \quad (88)$$

$$V_{Ncorr}^{FC} = V_N^{FC} - O_N^{FC} \times V_N^{EX} \quad (89)$$

$$\phi_N^F = \arctan \left(\frac{V_{Ncorr}^{FS}}{V_{Ncorr}^{FC}} \right) \quad (90)$$

$$F_{Ncorr} = F_N + \phi_N^F \quad (91)$$

【数 27】

$$V_{Mcorr}^{FS} = V_M^{FS} - O_M^{FS} \times V_M^{EX} \quad (92)$$

$$V_{Mcorr}^{FC} = V_M^{FC} - O_M^{FC} \times V_M^{EX} \quad (93)$$

$$\phi_M^F = \arctan \left(\frac{V_{Mcorr}^{FS}}{V_{Mcorr}^{FC}} \right) \quad (94)$$

$$F_{Mcorr} = F_M + \phi_M^F \quad (95)$$

上述のように、ターゲットの移動速度に関連する動的誤差項のため、結果として得られる位置測定値 (F_{Mcorr} 及び F_{Ncorr}) は互いにずれる。しかし、これらの 2 つの位置測定値の平均値

$$F_{mean} = (F_{Mcorr} + F_{Ncorr}) / 2 \quad (96)$$

の動的誤差は非常に小さく、残りの動的誤差が存在する場合、それは判定された位置測定値に殆ど依存しない。従って、パラメータの瞬間値

$$F_{comp} = F_{Mcorr} - F_{mean} = (F_{Mcorr} - F_{Ncorr}) / 2 \quad (97)$$

10

20

30

40

50

を $i = 10$ の検出間隔の間に計算することにより、 $i = 1$ 、 3 及び 5 の検出間隔（精正弦が精余弦の前に測定される）の間に実行される測定において、次式を使用して、ターゲットの移動に起因する動的誤差の大部分を除去できる。

【0131】

$$F_{N \text{ corr}} = F_N + \text{corr} - F_{\text{comp}} \quad (98)$$

$i = 2$ 及び 4 の検出間隔（精正弦が精余弦の後に測定される）の間は、次式が使用される。

【0132】

$$F_{N \text{ corr}} = F_N + \text{corr} + F_{\text{comp}} \quad (99)$$

$i = 5$ の検出時間間隔の間、パラメータの瞬間値 F_{comp} は、測定回路 N 及び M において同時に測定されたデータを使用して取得された2つの位置測定値を使用して更新可能である。すなわち、 $i = 3$ に対応する検出間隔において取得された測定回路 N からの精正弦データ及び $i = 4$ に対応する検出間隔において取得された測定回路 N からの精余弦データを使用して取得された位置測定値と、 $i = 3$ に対応する検出間隔において取得された測定回路 M からの精余弦データ及び $i = 4$ に対応する検出間隔において取得された測定回路 M からの精正弦データを使用して取得された位置測定値とを使用して更新される。その後、 F_{comp} の当該更新値は、以下のように、 $i = 6$ 、 8 及び 10 の検出間隔（精正弦が精余弦の前に測定される）において実行される位置計算の間に次式を使用してターゲットの移動を補償するために使用可能である。

【0133】

$$F_{M \text{ corr}} = F_M - \text{corr} - F_{\text{comp}} \quad (100)$$

$i = 7$ 及び 9 の検出間隔（精正弦が精余弦の後に測定される）の間は、次式を使用する。

【0134】

$$F_{M \text{ corr}} = F_M - \text{corr} + F_{\text{comp}} \quad (101)$$

速度補償係数（ F_{comp} ）が位置測定値に適用される際の符号は、精正弦信号及び精余弦信号である2つの信号のどちらが最初に測定されたかに依存して変化する。この補償技術により、位置測定値は隣接する測定値間で平滑に変化するようになる。上述のように、この速度補償により、位置測定値自体に対する依存性が除去され、次式のような単純な式を使用して残りの動的誤差を補償できる。

【数28】

$$\varphi_{\text{comp}}^F = \varphi_{\text{corr}}^F + \frac{3s}{2} \quad (102)$$

第5の実施形態

上記の実施形態において、測定回路51は、選択された検出コイル4、6から取得された信号を復調するように構成された。測定回路51は更に、入力信号に *polarity* 制御信号を乗算し、それにより、各検出コイルからの復調信号の振幅の正の測定値及び負の測定値を取得できるようにした。第1の実施形態では、*polarity* 制御信号の周波数を増加することにより更新レートを向上できる。しかし、励起周波数が制限される場合（例えば、励起コイルが高いインダクタンスを有するため）、使用可能な更新レートが制限される。また、励起周波数を大幅に増加できる場合でも、*polarity* 制御信号の周波数には現実的な上限が存在する。信号は外部雑音を除去するためにフィルタリングされる必要があるが、ADC13が電圧に対応するデジタル値に変換する前に、測定中の信号が準DCレベルに整定するようにする必要もある。このことは、実際は *polarity* 制御信号の周波数の上限が約 150 kHz であることを意味する。

【0135】

以下に説明する第5の実施形態において、測定アーキテクチャは、2つの検出コイルからの信号のレシオメトリック測定が最短の待ち時間で達成されるように、同一の *polarity* 変調周期の間に同一の測定回路51を複数回通る2つの検出コイルからの電圧を高速で多重化することに基づく。特に、本実施形態において、測定回路51は、*polarity* 変調信号を用いて精正弦/余弦検出コイル6からの信号を復調し且つ組み合わせ、測定されるターゲットの位置 (θ) と共に位相が変化する信号を生成する。測定回路51は更に、粗正弦/余弦検出コイル4からの信号の同様の処理を実行する。その後、ターゲット5の位置は、測定回路51からのフィルタリングされた出力信号のゼロ交差位置から判定される。

【0136】

本実施形態は、励起周波数がセンサの所望の更新レートよりはるかに高いセンサに理想的に適する。これは、低インピーダンスのセンサコイルを有するセンサに該当する。以下に示すように、第5の実施形態の更新レートは、*polarity* 変調信号の半周期に等しい。更に、*polarity* 変調信号の同一周期に対して、帯域通過フィルタ87の必要とされる高コーナー周波数を約4倍減少できる。これは、第5の実施形態において、増幅/フィルタリング回路83からの出力がADC13による変換のために準DCレベルに整定する必要がないためである。これは、測定の結果における内部雑音及び外部雑音のレベルを大幅に低減するのに有用である。更に、第5の実施形態の待ち時間は、マイクロコントローラ9のフィルタリング時間及び計算時間により定義され、それは *polarity* 変調信号の半周期未満である。このことは、待ち時間が4倍向上することを示す。

【0137】

図16は、第5の実施形態において使用される主要な構成要素を示すブロック図である。図示されるように、本実施形態の実現例は上述した実施形態と同様であり、汎用マイクロコントローラ及び測定回路網25を使用する。同一の図中符号を使用して同様の構成要素を示す。本実施形態の主な相違点は、更に複雑な測定値処理及びそれを制御するための更に複雑な制御信号の生成を必要とすることである。新しい構成要素はデジタル切り替え回路網101を含み、図中、これはマイクロコントローラ9の外部に存在するように示されるが、励起/制御信号論理11の一部を形成してもよい。デジタル切り替え回路網101に加えて、本実施形態は位相検出器103及びタイマ105を更に有し、これらは共にマイクロコントローラ9の内部に実現される。位相検出器103は、測定回路網51から出力された信号のゼロ交差を検出し、タイマ105は、ADC13をトリガする制御信号を提供し、測定値処理部19による変換データの処理を開始するためにマイクロコントローラ9に対する割り込みを提供する。タイマ105の位相は、測定値処理部19により制御される。

【0138】

本実施形態において使用される測定回路網25は、図5に示す第1の実施形態において使用されたのと同じ2つの測定回路51を有する。しかし、異なる検出コイル4、6からの信号が復調スイッチ56を通るように選択するために使用される制御信号 (*in1*、*in2*) のタイムライン及び *polarity* 変調信号のタイムラインが大きく異なる。図17は、本実施形態において使用できる制御信号の例を示し、1+/1-入力(精正弦検出コイル6-1に対応する)からの信号の選択及び2+/2-入力(精余弦検出コイル6-1に対応する)からの信号の選択に対する2つの制御信号 *in1* 及び *polarity* の効果を示す。図示されるように、*polarity* 変調信号が低く且つ *in1* が低い場合、1+/1-入力からの信号が増幅/フィルタリング回路網83に通される。*polarity* 変調信号が低く且つ *in1* が高い場合、2+/2-入力からの信号が増幅/フィルタリング回路網83に通される。*polarity* 変調信号が高く且つ *in1* が低い場合、1+/1-入力からの信号が反転されて増幅/フィルタリング回路網83に通される。最後に、*polarity* 変調信号が高く且つ *in1* が高い場合、2+/2-入力からの信号が反転されて増幅/フィルタリング回路網83に通される。*in1* 信号及び *polarity* 信号は周期的であり、 T_{mod} の反復周期を有する。図17に示すように、こ

これらの $in1$ 信号及び $polarity$ 信号を使用することの効果は、 $1 + / 1 -$ 入力からの信号に以下の 32 個の数字の周期配列が乗算されることである（他の数字が使用されてもよい）。

【0139】

1 1 0 1 0 1 0 0 0 0 -1 0 -1 0 -1 -1 -1 -1 0 -1 0 -1 0 0 0 0 1 0 1 0 1 1

また、 $2 + / 2 -$ 入力からの信号に以下の 32 個の数字の周期配列が乗算される。

【0140】

0 0 1 0 1 0 1 1 1 1 0 1 0 1 0 0 0 0 -1 0 -1 0 -1 -1 -1 -1 0 -1 0 -1 0 0

2つの32個の数字の周期配列は、一方が他方の位相シフトされたものであるという点に関連する。特に、一方は周期 (T_{mod}) の4分の1シフトされる。従って、 $1 + / 1 -$ 入力からの信号（精正弦検出コイル6-1からの信号に対応する）が選択される場合の復調スイッチ56からの出力を以下のように表すことができる。

【数29】

$$A_F \sin \varphi^F \cos \left(\frac{2\pi}{T_{mod}} t \right) + harmonics \quad (103)$$

また、 $2 + / 2 -$ 入力からの信号（精余弦検出コイル6-2からの信号に対応する）が選択される場合の復調スイッチ56からの出力を以下のように表すことができる。

【数30】

$$A_F \cos \varphi^F \sin \left(\frac{2\pi}{T_{mod}} t \right) + harmonics \quad (104)$$

【0141】

2つの32個の数字の配列は時分割多重化されるように更に編成されるため、一方が0に対応する場合、他方は1又は-1に対応する。本方法により達成される2つの入力の時分割多重化により、2つの検出コイルからの信号が交互に挿入され、高調波をフィルタリングするために増幅/フィルタリング回路83を通った後、これを以下の形式の結合波として表すことができる。

【数31】

$$AF_{out} = GA_F \sin \varphi^F \cos \left(\left(\frac{2\pi}{T_{mod}} t \right) + \varphi \right) + GA_F \cos \varphi^F \sin \left(\left(\frac{2\pi}{T_{mod}} t \right) + \varphi \right) \quad (105)$$

式中、Gは増幅/フィルタリング回路83の利得を表し、 φ^F は所望のターゲット位置情報に対応する判定される位相であり、 φ は処理回路網（主に、増幅/フィルタリング回路83内の帯域通過フィルタ87）により導入される未知の位相シフトである。この式は、以下のように書き換えることができる。

【数32】

$$AF_{out} = V_0 \sin \left(\left(\frac{2\pi}{T_{mod}} t \right) + \varphi + \varphi^F \right) \quad (106)$$

【0142】

このように、 AF_{out} 信号の位相はターゲットの位置情報 (φ^F) と共に変化する。 AF_{out} がゼロと交差する時点又は位相は、比較器において AF_{out} とゼロとを比較することにより判定可能である。従って、信号 AF_{out} は、変調周期 T_{mod} の始端から測定して以下の場合に、立ち上がりエッジでゼロと交差する。

10

20

30

40

【数 3 3】

$$\left(\frac{2\pi}{T_{\text{mod}}} \right) t = \varphi_1 \quad (107)$$

従って、次式が成立する。

【数 3 4】

$$\varphi_1 + \varphi_{\text{rising}} + \varphi^F = 2\pi \therefore \varphi_1 = 2\pi - \varphi_{\text{rising}} - \varphi^F \quad (108)$$

10

同様に、信号 $A F_{out}$ は、変調周期 T_{mod} の始端から測定して以下の場合に、立ち下がりエッジでゼロと交差する。

【数 3 5】

$$\left(\frac{2\pi}{T_{\text{mod}}} \right) t = \varphi_2 \quad (109)$$

従って、次式が成立する。

【数 3 6】

$$\varphi_2 + \varphi_{\text{falling}} + \varphi^F = \pi \therefore \varphi_2 = \pi - \varphi_{\text{falling}} - \varphi^F \quad (110)$$

20

【0 1 4 3】

実際は、測定回路により導入される位相シフト()は、ゼロ交差を検出するために使用される比較器におけるヒステリシス等の種々の理由から、立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジに対して異なる。上記の式は、これらの異なる測定回路の位相シフトを φ_{rising} 及び φ_{falling} と表す。これらの測定回路の位相シフトは比較的安定したパラメータであるが、例えば温度と共にゆっくりずれる。新しい polarity 変調信号を用いて新しい測定値を取得することにより、それらの望ましくない位相シフトを測定して除去できる。新しい polarity 変調信号は、 in1 制御信号と組み合わせられた場合に、一方の32個の数字の配列の極性を反転させるが、他方の32個の数字の配列を変化させない。例えば $1 + / 1 -$ 入力からの信号は、以下の32個の数字の周期配列と乗算される。

30

【0 1 4 4】

-1 -1 0 -1 0 -1 0 0 0 0 1 0 1 0 1 1 1 1 0 1 0 1 0 0 0 0 -1 0 -1 0 -1 -1

また、 $2 + / 2 -$ 入力からの信号は、上述したのと同じの32個の数字の周期配列と乗算される。

【0 1 4 5】

0 0 1 0 1 0 1 1 1 1 0 1 0 1 0 0 0 0 -1 0 -1 0 -1 -1 -1 -1 0 -1 0 -1 0 0

図18は、 in1 制御信号と組み合わせられた場合に当該結果を達成できる新しい polarity 変調信号の一例を示す。図18は、この新しい polarity 変調信号を使用した結果取得される $A F_{out}$ 信号を更に示す。図18は、図17に示す polarity 変調信号を用いて取得される $A F_{out}$ 信号を更に示す(想像線で)。2つの polarity 変調信号を区別するために、図17において使用される polarity 変調信号を $\text{polarity} +$ で示し、図18において使用される polarity 変調信号を $\text{polarity} -$ で示す。他の制御信号は変更されない。この場合、 $A F_{out}$ 信号を以下のように表すことができる。

40

【数 3 7】

$$AF_{out} = -GA_F \sin \varphi^F \cos \left(\left(\frac{2\pi}{T_{mod}} \right) t + \varphi \right) + GA_F \cos \varphi^F \sin \left(\left(\frac{2\pi}{T_{mod}} \right) t + \varphi \right) \quad (111)$$

$$AF_{out} = V_0 \sin \left(\left(\frac{2\pi}{T_{mod}} \right) t + \varphi - \varphi^F \right) \quad (112)$$

【0 1 4 6】

10

この新しい信号 AF_{out} は、変調周期 T_{mod} の始端から測定して以下の場合に、立ち上がりエッジでゼロと交差する。

【数 3 8】

$$\left(\frac{2\pi}{T_{mod}} \right) t = \varphi_3 \quad (113)$$

従って、次式が成立する。

【数 3 9】

20

$$\varphi_3 + \varphi_{rising} - \varphi^F = 0 \quad \therefore \quad \varphi_3 = \varphi^F - \varphi_{rising} \quad (114)$$

同様に、信号 AF_{out} は、変調周期 T_{mod} の始端から測定して以下の場合に、立ち下がりエッジでゼロと交差する。

【数 4 0】

$$\left(\frac{2\pi}{T_{mod}} \right) t = \varphi_4 \quad (115)$$

従って、次式が成立する。

30

【数 4 1】

$$\varphi_4 + \varphi_{falling} - \varphi^F = \pi \quad \therefore \quad \varphi_4 = \pi - \varphi_{falling} + \varphi^F \quad (116)$$

【0 1 4 7】

従って、測定された位相 φ_1 及び φ_3 が合算される場合、 φ_{rising} の測定値を以下のように取得できる。

【数 4 2】

$$\varphi_1 + \varphi_3 = (2\pi - \varphi_{rising} - \varphi^F) + (\varphi^F - \varphi_{rise}) \quad (117) \quad 40$$

$$\varphi_{rising} = \pi - \left(\frac{\varphi_1 + \varphi_3}{2} \right) \quad (118)$$

【0 1 4 8】

同様に、測定された位相 φ_2 及び φ_4 を合算することにより、 $\varphi_{falling}$ の測定値を以下のように取得できる。

【数 4 3】

$$\varphi_{falling} = \pi - \left(\frac{\varphi_2 + \varphi_4}{2} \right) \quad (119)$$

しかし、位相 φ_1 及び φ_3 は $0 \sim 2\pi$ のみで定義されるため、(図 19 a からわかるように)、 φ_{rising} は次式にも等しい。

【数 4 4】

$$\varphi_{rising} = 2\pi - \left(\frac{\varphi_1 + \varphi_3}{2} \right) \quad (120) \quad 10$$

同様に、(図 19 c からわかるように)、 $\varphi_{falling}$ は次式にも等しい。

【数 4 5】

$$\varphi_{falling} = 2\pi - \left(\frac{\varphi_2 + \varphi_4}{2} \right) \quad (121)$$

【0 1 4 9】

特に、図 19 a は、位相 φ_1 及び φ_3 がターゲットの位置の位相 φ^F と共に変化する様子
20
を示す位相グラフであり、 $(\varphi_1 + \varphi_3) / 2$ がとることのできる値を示す(水平線で)。図 19 c は、対応する位相 φ_2 及び φ_4 に対する位相グラフを示し、 $(\varphi_2 + \varphi_4) / 2$ がとることのできる値を示す(水平線で)。

【0 1 5 0】

φ_{rising} に対する 2 つの可能な解を扱うことは容易であり、特に、マイクロコントローラ 9 は以下を判定できる。

【数 4 6】

$$\varphi_{rising} = \pi - \left(\frac{\varphi_1 + \varphi_3}{2} \right) \quad (122)$$

30

解が負の場合、マイクロコントローラ 9 は解に 2π を加算できる。同様の計算を $\varphi_{falling}$ に関して実行できる。

【0 1 5 1】

φ_{rising} が計算されると、マイクロコントローラ 9 はこれに φ_3 を加算して、 φ^F を判定できる。図 19 b は、 $\varphi_3 + \varphi_{rising}$ がターゲットの位置の位相 (φ^F) と共に線形変化することを示すグラフである。同様に、 $\varphi_{falling}$ が計算されると、マイクロコントローラ 9 はこれに φ_4 を加算して、 φ^F を判定できる。図 19 d は、 $\varphi_4 + \varphi_{falling}$ がターゲットの位置の位相 (φ^F) と共に線形変化することを示すグラフである。このように、マイクロコントローラ 9 は、ターゲットの位置の位相 (φ^F) の 2 つの測定値を判定できる。
40

【0 1 5 2】

上記の説明は、単一の測定回路 51 において生成された測定値を扱う。しかし、上述のように、測定回路網 25 は 2 つの並列な測定回路 51 - 1 及び 51 - 2 (M 及び N) を有する。同一の測定値入力 (検出コイル) が双方の測定回路 N 及び M において同時に選択される状況を回避するために、測定回路 N のマルチプレクサ 55 - 1 及び 55 - 2 に印加される制御信号 $in1_N$ が反転され、測定回路 M のマルチプレクサ 55 - 1 及び 55 - 2 に印加される制御信号 $in1_M$ として使用される。以下の説明において、対応する構成要素が属する測定回路 (M 又は N) を示すために、接尾文字「 $_N$ 」又は「 $_M$ 」が構成要素の図中符号に追加される。図 20 は、精正弦検出コイル (入力 1 + / 1 - に接続される) 及び精余弦検出コイル (入力 2 + / 2 - に接続される) が双方の測定回路 N 及び M を
50

介して上述の方法で切り替えられる方法を示す。図示されるように、精正弦検出コイル 6 - 1 が測定回路 N 内のマルチプレクサ 5 5 __ N により選択される間、精余弦検出コイル 6 - 2 が測定回路 M 内のマルチプレクサ 5 5 __ M により選択される。同様に、精余弦検出コイル 6 - 2 が測定回路 N 内のマルチプレクサ 5 5 __ N により選択される間、精正弦検出コイル 6 - 1 が測定回路 M 内のマルチプレクサ 5 5 __ M により選択される。

【 0 1 5 3 】

選択される測定値入力の順序が入れ替えられるため、測定回路 M において測定されたターゲットの位置の位相 (φ^F) の値は、測定回路 N において測定されたターゲットの位置の位相 (φ^F) の値からずれる ($\pi/2$ ずれる)。この位相の変化は、次式により与えられる AF^M_{out} の u_t 信号及び AF^N_{out} の u_t 信号からわかる。

10

$$AF^N_{out} = V_0 \sin \left(\left(\frac{2\pi}{T_{mod}} \right) t + \varphi_N + \varphi^F \right) \quad (123)$$

$$AF^M_{out} = GA_F \cos \varphi^F \cos \left(\left(\frac{2\pi}{T_{mod}} \right) t + \varphi \right) + GA_F \sin \varphi^F \sin \left(\left(\frac{2\pi}{T_{mod}} \right) t + \varphi \right) \quad (124)$$

20

$$AF^M_{out} = V_0 \sin \left(\left(\frac{2\pi}{T_{mod}} \right) t + \varphi_M + \frac{\pi}{2} - \varphi^F \right) \quad (125)$$

【 0 1 5 4 】

これらの式は、2つの測定回路から出力される AF_{out} 信号の位相がターゲット 5 の変化する位置に対して異なる方向に移動することを更に示す。従って、マイクロコントローラ 9 は、各測定回路 N 及び M からターゲットの位置の位相 (φ^F) の値を判定でき、立ち上がりゼロ交差及び立ち下がりゼロ交差の双方を測定することにより、マイクロコントローラ 9 は、同一の測定値 (φ^F) に対して4つの独立した結果を取得できる。当然、マイクロコントローラ 9 は、所定の時点において、これらの測定値のうちの1つを使用するだけでよい。

30

【 0 1 5 5 】

位相検出及びタイミング制御

図 2 1 は、測定回路 N からの AF^N_{out} 信号を処理するために使用される位相検出器 1 0 3 __ N とタイマ 1 0 5 __ 1 N 及び 1 0 5 __ 2 N との動作を示すブロック図である。添え字 __ N を用いて示される構成要素は、回路構成要素が測定回路 N に関連することを示し、対応する回路構成要素 (不図示) が測定回路 M に対して別個に提供されることを示す。図 2 1 の以下の説明は信号 AF^N_{out} の処理を中心とするが、同様の処理が他方の測定回路 M から出力される AF^M_{out} 信号に対して実行されることが理解されるべきである。図示されるように、測定回路 N からの AF^N_{out} 信号は比較器 1 1 3 __ N に入力され、中間レール電圧 (ゼロレベル) と比較される。比較器 1 1 3 から出力されるデジタル信号は、収集 / 比較タイマ 1 1 5 __ 1 N 及び 1 1 5 __ 2 N をトリガするために使用される。これらの収集 / 比較タイマ 1 1 5 __ N の双方は、励起 / 制御信号論理 1 1 により生成される $period_ref$ 制御信号の立ち上がりエッジにおいてリセットされる (例えば 0 に)。 $period_ref$ 制御信号は、周期 T_{mod} を有する周期信号であり、立ち上がりエッジは T_{mod} 周期の始端と時間を揃えられる。従って、各 T_{mod} 周期の始端において、収集 / 比較タイマ 1 1 5 __ N はリセットされた後にカウントアップ (又はカウントダウン) を開始し、比較器 1 1 3 __ N から出力される適切なトリガにより停止されるまで続ける。比較器 1 1 3 から出力されるデジタル信号の立ち上がりエッジは収集 / 比較タ

40

50

イマ 1 1 5 __ 1 N を停止し、比較器 1 1 3 から出力されるデジタル信号の立ち下がりエッジは収集 / 比較タイマ 1 1 5 __ 2 N を停止する。収集 / 比較タイマ 1 1 5 __ N により保持される数値はメモリ 1 7 __ 1 N に格納され (p o l a r i t y + 変調信号が現在の変調周期において使用されている場合は、上述した値 1 及び 2 として格納され、 p o l a r i t y - 変調信号が現在の変調周期において使用されている場合は、上述した値 3 及び 4 として格納される)、上述した方法で所望のターゲットの位置情報 θ を判定するために測定値処理回路網 1 9 により使用される。収集 / 比較タイマ 1 1 5 __ N により保持される値は、収集 / 比較タイマ 1 1 5 __ N が比較器 1 1 3 __ N の出力により停止され次第、メモリ 1 7 __ 1 N に格納される。そのような位相検出測定値の分解能は、アナログ雑音と、変調周期 T_{mod} に対応する収集 / 比較タイマ 1 1 5 におけるカウント数により判定される。通常、収集 / 比較タイマ 1 1 5 __ N は約 1 1 ビットを使用するが、いくつかの実施形態において、1 6 ビット以上を使用してもよい。

10

【 0 1 5 6 】

メモリ 1 7 __ 1 N に格納されたカウントを使用してターゲットの位置情報 θ を計算する場合、最初にカウントを位相に変換する必要がある。これは、格納されたカウント値を変調周期 T_{mod} に対応するカウント数で除算した結果に 2 を乗算することにより達成される。

【 0 1 5 7 】

測定値処理部 1 9 は、メモリ 1 7 __ 1 N に格納されているタイマ 1 1 5 __ N から取得される最後の 2 つの判定されたカウント (ϕ_{last} 及び ϕ_{last-1}) を使用して、A F N_{out} 信号の振幅を変換するように A D C 1 3 __ N をトリガするために使用される制御信号 (A D C __ t r i g g e r N) の位相を更新する。特に、メモリ 1 7 __ 1 N に格納された最後の 2 つの判定されたカウントは、立ち上がりエッジのゼロ交差及び立ち下がりエッジのゼロ交差に対応する。従って、これらの 2 つの位相の間の中間点の位相は、A F N_{out} 信号の最大値又は最小値に対応する。これを図 2 2 に示す。図 2 2 は、信号 A F N_{out} と、タイマ 1 1 5 __ N により測定される測定位相 1 及び 2 とを示す。1 と 2 との間の中間点は A F N_{out} の最小ピーク振幅に対応し、これは A F N_{out} の振幅を変換するのに最適な時間である。図からわかるように、制御信号 A D C __ t r i g g e r N の立ち上がりエッジは A F N_{out} 信号のピークと揃えられる。これは、A D C __ t r i g g e r N 制御信号を生成するために使用されるタイマ 1 0 5 __ 1 N の位相をシフトするために使用される s h i f t __ A D C N の値を測定値処理部 1 9 が判定することにより達成される。最後の 2 つの位相測定値の間の中間点が A D C 1 1 3 N をトリガするのに最適な時間に対応するため、測定値処理部 1 9 は、この最適な時間を次式から判定できる。

20

30

【 数 4 8 】

$$\phi_{mean} = \left(\frac{\phi_{last} + \phi_{last-1}}{2} \right) \quad (126)$$

$$\text{If } \phi_{mean} > \pi, \text{ then } \phi_{mean} = \phi_{mean} - \pi \quad (127)$$

40

【 0 1 5 8 】

A D C 1 3 __ N は A F N_{out} の正のピーク及び負のピークをサンプリングするように構成されるため、A D C __ t r i g g e r N 制御信号は p e r i o d __ r e f 制御信号の周波数の 2 倍の周波数を有する。従って、A D C __ t r i g g e r N 制御信号の周期が T_{mod} の周期 2 分の 1 であることを反映するために、 ϕ_{mean} の値はタイマ 1 0 5 __ 1 N に書き込まれる前に 2 倍される。

【数 4 9】

$$\text{shift_ADCN} = 2\varphi_{\text{mean}} \quad (128)$$

【0159】

サンプリングされ且つ A D C 変換された振幅値は、メモリ 1 7 __ 2 N に格納される。変調周期 T_{mod} の終端における割り込みは、使用可能なデータをメモリ 1 7 __ 2 N から測定値処理部 1 9 に移動するために使用される。しかし、A D C 1 3 __ N は変調周期 T_{mod} の終端の前にトリガされるため、変換結果が変調周期 T_{mod} の終端において用意できていない状況を回避するために予防策がとられる。同様に、変調周期 T_{mod} の終端における割り込みにより測定値処理部 1 9 がメモリ 1 7 __ 2 N から最後のデータセットを読み出す場合、A D C 1 3 __ N が次の変調周期 T_{mod} の始端でトリガされないことを保証するために予防策がとられる。これらを達成するために、A D C 1 3 __ N が変調周期の終端の前の時間 $T_{\text{mod}} * \text{threshold}_1 / 2$ の間にトリガされず、また、次の変調周期 T_{mod} の始端の直後の短時間 $T_{\text{mod}} * \text{threshold}_2 / 2$ の間にトリガされないように、変調周期 T_{mod} の始端及び終端に禁止帯が導入される。この禁止帯は、以下の全幅を有する。

【0160】

$$\text{forbidden} = \text{threshold}_1 + \text{threshold}_2 \quad (129)$$

A D C 1 3 __ N により実行されるピーク間振幅の測定に重大な誤差を生じさせることを回避するために、当該禁止帯は と比較して十分に小さい必要がある。例えば、誤差が 2 % より小さいピーク間振幅測定値を提供するためには、 forbidden は の 6 % より小さい必要があり、誤差が 1 % より小さいピーク間振幅測定値を提供するためには、 forbidden は の 4 . 5 % より小さい必要がある。当該禁止帯 1 2 1 を図 2 2 に示す。禁止帯 1 2 1 は、 shift_ADCN を判定する際の測定値処理部 1 9 の動作を介して以下のように定義可能である。

【数 5 0】

$$\text{If } \varphi_{\text{mean}} < \varphi_{\text{threshold}_2} \text{ then } \varphi_{\text{mean}} = \varphi_{\text{threshold}_2}$$

$$\text{If } \varphi_{\text{mean}} > \pi - \frac{1}{2}(\varphi_{\text{threshold}_1} - \varphi_{\text{threshold}_2}), \text{ then } \varphi_{\text{mean}} = \varphi_{\text{threshold}_2}$$

$$\text{If } \varphi_{\text{mean}} > \pi - \varphi_{\text{threshold}_1}, \text{ then } \varphi_{\text{mean}} = \pi - \varphi_{\text{threshold}_1} \quad (130)$$

【0161】

A D C 変換は、変調周期 T_{mod} 毎に常に 2 回トリガされ、A D C __ trigger N 制御信号に対する禁止帯 (forbidden) を導入することにより、A D C 1 3 __ N により変換された A F ^N _{out} の最小値に対するデータ及び最大値に対するデータの双方が変調周期 T_{mod} の終端までにメモリ 1 7 __ 2 N において使用可能になることを保証できる。A D C 1 3 __ N により変換された信号振幅は、メモリ 1 7 __ 1 N に格納された一連の位相において立ち上がりゼロ交差値に対応する位相 (1 又は 3) のセット及び立ち下がりゼロ交差値に対応する位相 (2 又は 4) のセットを識別するために使用可能である。特に、測定値処理部 1 9 が変調サイクル T_{mod} の終端と揃えられた割り込みにおいてメモリ 1 7 __ 1 N 及び 1 7 __ 2 N から読み出す場合、測定値処理部 1 9 によりメモリ 1 7 __ 1 N から読み出される最後の 2 つの位相のうち的一方は、以下の位相に近い。

【0162】

$$= \text{mean} + / 4$$

$$(131)$$

10

20

30

40

50

)

この測定値（例えば、図 22 において 2 で示す測定値）は、 ADC_{13_N} が最後の
変調周期 T_{mod} の間に変換した 2 つの連続する振幅測定値の間に発生するゼロ交差に対
応する。 ADC_{13_N} から取得される最後の読み出しデータ (ADC_{last}) が最後
から 2 番目の読み出しデータ (ADC_{last-1}) より大きい場合、信号 AF^N_{out}
は上昇中であつたため、 $mean + / 4$ に近い値を有する測定点は 1 又は 3 の測
定値に対応する。しかし、 ADC_{13} による最後の読み出しデータ (ADC_{last}) が
最後から 2 番目の読み出しデータ (ADC_{last-1}) より小さい場合（図 22 に示す
ように）、信号 AF^N_{out} は下降中であつたため、 $mean + / 4$ に近い値を有す
る測定点は 2 又は 4 の測定値に対応する。

10

【0163】

信号 AF^N_{out} のピーク間振幅は、以下のように計算される。

【数 51】

$$A_F^N = |ADC_{last} - ADC_{last-1}| \quad (132)$$

【0164】

$CALC_trigger$ 制御信号は測定値処理部 19 に割り込み、メモリ 17__1N
に書き込まれた最後の位相測定値及びメモリ 17__2N に書き込まれた最後の 2 つの振幅
測定値を処理させる。最後の 2 つの振幅測定値は、 A_F^N の値を更新するために処理され
、位相測定値は、 F の値を更新するために各ゼロ交差イベント（すなわち、 $CALC_$
 $trigger$ 制御信号の立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジ）の後に処理される。
図 21 及び図 22 に示すように、 $CALC_trigger$ 制御信号はタイマ 105__2
により生成され、 $period_ref$ 制御信号と同一の周波数を有するが、位相が pe
 $riod_ref$ に対して位相シフト ($shift_CALC$) 分シフトされる。位相シ
フトは、測定されるゼロ交差イベント後の短期間に $CALC_trigger$ の立ち上
がりエッジ及び立ち下がりエッジが発生することを保証するように、測定値処理部 19 に
より判定される。当該短期間の長さは、測定値がメモリ 17__N に書き込まれるための十分
な時間が存在することを保証するように選択される。上述のように、図 21 に示す添え字
__N は、回路構成要素が測定回路 N に関連することを示し、対応する回路構成要素が測定
回路 M に対して別個に提供されることを示す。図からわかるように、 $CALC_trigger$
制御信号は 1 つしかないため、タイマ 105__2 は添え字を有さない。

20

30

【0165】

$CALC_trigger$ 信号の各立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジにおける割
り込みは、位相シフト値をタイマ 105 にリロードし ($shift_CALC$ をタイマ 1
05__2 にリロードし、 $shift_ADCN$ をタイマ 105__1N にリロードする（且
つ対応する $shift_ADCM$ 値を測定回路 M に対して使用されるタイマ 105__1M
にリロードする）且つホストインタフェース部 21 にターゲットの位置情報を更新するた
めに必要な計算を実行するために、測定値処理部 19 により使用される。マイクロコント
ローラ 9 が $CALC_trigger$ 制御信号の立ち上がりエッジから割り込みを受信す
ると、マイクロコントローラ 9 は、次の割り込みが $CALC_trigger$ 制御信号の
立ち下がりエッジによりトリガされるように構成をリロードする。同様に、マイクロコン
トローラ 9 が $CALC_trigger$ 制御信号の立ち下がりエッジからの割り込みを受
信すると、マイクロコントローラ 9 は、次の割り込みが $CALC_trigger$ 制御信
号の立ち上がりエッジによりトリガされるように構成をリロードする。マイクロコント
ローラ 9 における割り込みイベントを生成する $CALC_trigger$ 制御信号の立ち
上がりエッジ及び立ち下がりエッジの役割がそのように入れ替わることにより、更なる誤
ったトリガイイベントを発生させることなく $CALC_trigger$ 制御信号の位相を継続
的に調整できるため、この入れ替わりは重要である。

40

【0166】

50

CALC_trigger調節アルゴリズムは、更なるパラメータ shiftを使用する。これは、CALC_trigger制御信号の対応するエッジにより生成される割り込みの時点でゼロ交差の位置に関連するデータがメモリ17_1Nにおいて使用可能であることを保証するための安全帯を提供する小さい位相シフト（上記の短期間に等しい）である。shift_CALCの値は、以下のように計算可能である。

【0167】

```

if 3 > 4 (or 1 > 2)
    shift_CALC = (last + last - 1) / 2 + / 4 + shift
                                                    (133) 10
if 3 < 4 (or 1 < 2)
    shift_CALC = (last + last - 1) / 2 - / 4 + shift
                                                    (134)

```

検出サイクル全体

図23は、本実施形態において、測定回路網25が1つの検出サイクル(T_dc)の間に2つの測定回路を介して異なる検出コイル及び基準信号を選択する方法を示すタイミングチャートである。図23は、センサの電子機器の動作を制御するために本実施形態において使用される多くの異なる制御信号を更に示す。図23の底部に示すように、検出サイクルは、3つの検出間隔 t_k (k = 1 ~ 3) を有する第1の部分及び3つの検出間隔 t_k (k = 4 ~ 6) を有する第2の部分である2つの部分に分割される。本実施形態において、各検出間隔 t_k は4つの変調周期 T_mod から形成され、polarity変調信号は少なくとも最初の2つの変調周期の間及び次の2つの変調周期の間で同一である（要望に応じて、各検出間隔は5つ以上の変調周期を有してもよい）。検出サイクルの第1の部分の間、in2_M選択制御信号及びin3_M選択制御信号は、精検出コイル6（入力1+/1-及び2+/2-に対応する）からの信号が測定回路Mを通され且つ精位置測定値を更新するために使用されることを保証する（図面の時間軸の便宜上、明確にするために制御信号in1_M及びin1_Nを図23に示さない）。図23は、本実施形態において、測定回路Mにおいて使用されるpolarity変調信号を切り換えるために使用されるpol_swM信号を更に示す。図示されるように、検出サイクルの第1の部分の間、pol_swM信号は常に低い値であり、従って、polarity-変調信号（図18に示す）が測定チャネルMを通される選択された信号に継続的に印加される。検出サイクルの第1の部分の間の測定回路Mに対応する各矩形内の「」記号でこれを表す。従って、検出サイクルの第1の部分の間、測定回路Mは、判定された位相シフト（3M及び4M）から精位置測定値のみを計算している。

【0168】

検出サイクルの当該第1の部分の間、測定回路Nは、i) polarity+変調信号（図17）を使用した後にpolarity-変調信号（図18）を使用して、検出間隔 t1の間に基準信号の測定値を取得し、ii) polarity+変調信号（図17）を使用した後にpolarity-変調信号（図18）を使用して、検出間隔 t2の間に粗検出コイル4から測定値を取得し、iii) polarity+変調信号（図17）を使用した後にpolarity-変調信号（図18）を使用して、検出間隔 t3の間に精検出コイル6から測定値を取得するように構成される。pol_swN制御信号は、各検出間隔の前半及び後半の間に測定回路Nにおいて使用されるpolarity変調信号を制御する。検出サイクルの第1の部分の間に測定回路Nにおいて測定された信号は、ブレークスルーパラメータ、粗位置情報 C_Nを更新するために使用され、位相オフセット falling_N及び rising_Nを更新するために使用される。

【0169】

検出サイクルの第2の部分の間、2つの測定回路N及びMの役割は逆になる。そのため、第2の部分の間、in2_N選択制御信号及びin3_N選択制御信号は、精検出コイ

ル 6 (入力 1 + / 1 - 及び 2 + / 2 - に対応する) からの信号が測定回路 N を通され且つ精位置測定値を更新するために使用されることを保証する。また、測定回路 M は、i) p o l a r i t y + 変調信号 (図 1 7) を使用した後に p o l a r i t y - 変調信号 (図 1 8) を使用して、検出間隔 t 4 の間に基準信号の測定値を取得し、ii) p o l a r i t y + 変調信号 (図 1 7) を使用した後に p o l a r i t y - 変調信号 (図 1 8) を使用して、検出間隔 t 5 の間に粗検出コイル 4 から測定値を取得し、iii) p o l a r i t y + 変調信号 (図 1 7) を使用した後に p o l a r i t y - 変調信号 (図 1 8) を使用して、検出間隔 t 6 の間に精検出コイル 6 から測定値を取得するように構成される。検出サイクルの第 2 の部分の間に測定回路 M において測定された信号は、ブレイクスルーパラメータ、粗位置情報 C_M を更新するために使用され、位相オフセット $f a l l i n g M$ 及び $r i s i n g M$ を更新するために使用される。

【 0 1 7 0 】

このように、図 2 3 の陰影付き矩形の「メインデータ」からわかるように、測定値処理部 1 9 は、検出サイクルの第 1 の部分の間に測定回路 M からの測定値を使用して精位置情報を更新し、検出サイクルの第 2 の部分の間に測定回路 N からの測定値を使用して精位置情報を更新する。2 つの測定回路をこのように構成することにより、ホストインタフェース 2 1 に対する精位置情報の更新レートを可能な限り最速にできる一方で、各測定回路 M 及び N は補助チャネル (基準信号及び粗検出コイル等) から測定値を取得できる。

【 0 1 7 1 】

この理由を図 2 4 に示す。図 2 4 は、検出間隔 t 3 の終端及び検出間隔 t 4 の始端において取得される信号の例を更に詳細に示す。図 2 3 に示すように、 $i = 5$ に対応する時間間隔の間、測定回路 N は、p o l a r i t y + 変調信号を使用して精検出コイル 6 から測定値 (1 N 及び 2 N) を取得するように構成される。その後、 $i = 6$ に対応する時間間隔の間、測定回路 N は、p o l a r i t y - 変調信号を使用して精検出コイル 6 から測定値 (3 N 及び 4 N) を取得するように構成される。しかし、使用される p o l a r i t y 変調信号の変化により、 $A F^N_{out}$ 信号は、 $i = 5$ から $i = 6$ への移行の直後に乱れ (図 2 4 に示すように)、新しい周期形に整定するのに短い時間がかかる。図 2 4 に示すように、 $i = 5$ から $i = 6$ への移行後、 $A F^N_{out}$ 信号は、新しい p o l a r i t y 変調信号を用いる第 1 の変調周期の間にゼロ交差レベルを 1 回しか交差しない。従って、本実施形態において、測定値処理部 1 9 は、 $i = 6$ に対応する時間間隔の終端で $A F^N_{out}$ の最後の 2 つのゼロ交差イベント (3 N 及び 4 N) のみを考慮する。それに対して、測定回路 M において使用される p o l a r i t y 変調信号は検出間隔 t 3 の間に変化しないため、 $A F^N_{out}$ 信号は安定し、測定値処理部 1 9 は、検出間隔 t 3 に対応する 4 つの変調周期 (T_{mod}) の各々の間にターゲット 5 に対する精位置情報を更新するために、検出されたゼロ交差イベントの全てを使用できる。測定値処理部 1 9 は、位相検出器 1 0 3 _ M において検出される実際のゼロ交差イベントに対して比較的短い待ち時間で測定値処理部 1 9 に割り込めるようにゼロ交差イベント 3 M 及び 4 M と揃えられる C A L C _ t r i g g e r 制御信号を使用して、当該処理を実行するためにトリガされる。

【 0 1 7 2 】

次の検出間隔 (t 4) の始端において、測定回路 M は、最初に p o l a r i t y + 変調信号を使用した ($i = 7$ の間) 後に p o l a r i t y - 変調信号を使用して ($i = 8$ の間)、励起基準信号の測定値を取得するように構成される。従って、 $i = 7$ の時間間隔の終端において、測定値処理部 1 9 は、 $A F^M_{out}$ の最後の 2 つのゼロ交差イベントを取得して励起基準信号に対する位相測定値 1^R_M 及び 2^R_M を取得し、 $i = 8$ の時間間隔の終端 (検出間隔 t 4 の終端にも対応する) において、測定値処理部 1 9 は、 $A F^M_{out}$ の最後の 2 つのゼロ交差イベントを取得して励起基準信号に対する位相測定値 3^R_M 及び 4^R_M を取得する。検出間隔 t 4 の間、精位置測定値は測定回路 N を使用して取得される。そのため、C A L C _ t r i g g e r 制御信号は $A F^N_{out}$ のゼロ交差と再度揃えられる。これは、検出間隔 t 3 の終端において、測定回路 N から取得された

10

20

30

40

50

位相測定値 3_N 及び 4_N を使用して達成される。

【0173】

割り込み

測定値処理部19が2つの測定回路から測定値を異なるレートで読み出すため、本実施形態において、読み出し動作を実行するために測定値処理部19に割り込むために、CALC__trigger制御信号及び極性切り替え制御信号(pol__sw)である2つの割り込み信号が使用される。

【0174】

pol__sw信号のエッジは、変調周期 T_{mod} の連続する対のエッジと揃えられる。pol__sw制御信号の立ち上がりエッジ又は立ち下がりエッジにより開始される割り込みは、最後の2つの位相測定値及び最後の2つの振幅測定値をメモリ17__1及び17__2(補助測定値が現在生成されている測定回路N又はMに関連する)から測定値処理部19へ移動するために使用される。pol__sw制御信号により生成される当該割り込みは、全ての他の割り込みの中で最も高い優先度を有し、そのため、測定値処理部19における実行中の計算に割り込むことができ、あるいは別の測定回路からデータを移動する処理(CALC__triggerによる割り込み信号により開始される)にすら割り込むことができる。測定値処理部は、最後の2つの位相測定値を使用して、当該時間間隔において入力信号の振幅をサンプリングするのに最適なタイミングを更新し、次の検出サイクルにおいて使用するためにメモリに格納する。その後、ADC13__Nが次の時間間隔の間に振幅測定値を生成するのを制御するために、shift__ADCNに新しい値をロードする。入力信号の位相が大きく異なるため(異なるpolarity変調信号が使用され且ついくつかの例においては測定される信号が異なるため)、当然、現在の時間間隔において使用されるshift__ADCNと同一の値を次の時間間隔において再度使用することはできない。

【0175】

例えば図24において、 $i = 5$ で示す間隔と $i = 6$ で示す間隔との間の境界において、測定値処理部19は、メモリ17__1Nに格納された最後の2つの位相測定値及びメモリ17__2Nに格納された最後の2つの振幅測定値を読み出す。測定値処理部19は、2つの位相測定値を使用して、 $i = 5$ に対応する時間間隔の間の信号をADC変換する最適なタイミングを判定し、次の検出サイクルにおいて使用するためにshift__ADC5として格納する。その後、測定値処理部19は、先行の検出サイクルT__dcの $i = 6$ に対応する時間間隔の終端で計算されたshift__ADC6の値を検索する。しかし、 $i = 6$ に対応する時間間隔において測定回路Nにより処理されている信号は精検出コイルからの信号であるため(図23を参照)、その位相は最後の検出サイクルから変化している場合がある。従って、測定値処理部19は、他方の測定回路から(すなわち、測定回路Mから)のデータを使用して先行の検出サイクルの $i = 6$ の時間間隔の終端で記録された精位相測定値(F_{Mend6})と、現在の検出サイクルの $i = 5$ の時間間隔の終端で取得された同様に測定回路Mからのデータを使用して判定された最新の精位相測定値(F_{Mend5})との間の差分を更に考慮して、現在の検出サイクルの $i = 6$ に対応する時間間隔の間に使用されるshift__ADCNの値を判定する。特に、以下のシフト値が計算される。

【0176】

$$\text{shift_ADCN} = \text{shift_ADC6} + (F_{Mend5} - F_{Mend6}) \quad (135)$$

更に一般的な形式で、以下のように書くことができる。値shift__ADCNがpolarity+変調信号を使用するチャネルNに対して更新される場合、

$$\text{shift_ADCN} = \text{shift_ADC}_i - (F_{Mendi-1} - F_{Mendi}) \quad (136)$$

10

20

30

40

50

値 $shift_ADC_N$ が $polarity$ - 変調信号を使用するチャネル N に対して更新される場合、

$$shift_ADC_N = shift_ADC_i + (F_{M_end\ i-1} - F_{M_end\ i}) \quad (137)$$

一般化式は、位相 2 及び 1 が F と比較して逆方向に移動していることを考慮する (図 19a 及び図 19c を参照)。これは、計算において符号が逆である理由を説明する。

【0177】

同様に、測定回路 M が補助データを処理している場合 (検出間隔 t_4 、 t_5 及び t_6 の間)、測定値処理部 19 は、タイマ 105_1 M に書き込む $shift_ADC_M$ の値を以下のように判定する。値 $shift_ADC_M$ が $polarity +$ 変調信号を使用するチャネル M に対して更新される場合、

$$shift_ADC_M = shift_ADC_i + (F_{N_end\ i-1} - F_{N_end\ i}) \quad (138)$$

値 $shift_ADC_N$ が $polarity$ - 変調信号を使用するチャネル M に対して更新される場合、

$$shift_ADC_M = shift_ADC_i - (F_{N_end\ i-1} - F_{N_end\ i}) \quad (139)$$

本例において、 $F_{N_end\ i-1}$ は、先行の時間間隔 ($i-1$) の間に測定回路 N からのデータを使用して取得された精位相測定値であり、 $F_{N_end\ i}$ は、現在の検出サイクルの時間間隔 i の間に測定回路 N からのデータを使用して取得された精位相測定値である。 $shift_ADC_N$ と比較して $shift_ADC_M$ に適用される補正の符号が変化することは、測定回路 N における 1_N 及び 2_N の移動方向と比較して測定回路 M における 1_M 及び 2_M の移動方向が異なることに関連する。

【0178】

$shift_ADC$ のそのような新しい値は、上述したように、 ADC のトリガに対する禁止帯を隣接する変調周期 T_{mod} の境界の非常に近くに維持するために、更に補正される。

【0179】

値 $end\ i = F$ を格納し且つ値 $shift_ADC_N$ をタイマ 105_1 N に書き込むか又は $shift_ADC_M$ をタイマ 105_1 M に書き込んだ後 (補助測定値に係る測定回路に依存する)、測定値処理部 19 は、新しい補助データの処理を実行する必要があることを識別するフラグを設定する。そのような計算は、優先度が最も低く、マイクロコントローラ 9 の必要なりソースが計算 ($CALC_trigger$ 制御信号により発生される割り込みに応答して実行される) から解放された後に実行される。

【0180】

図 23 に示す異なる時間間隔に対する測定値処理部 19 により実行される処理の更に詳細な説明を以下に示す。上述したように、検出間隔 t_1 、 t_2 及び t_3 の間、測定回路 N は補助測定モードで使用される。

【0181】

$i = 12$ と $i = 1$ との間の pol_sw による割り込みにおいて

この割り込みにおいて、測定回路 N は基準信号が測定されると選択し、 $polarity +$ 変調信号が選択される。この割り込みにおいて、 $shift_ADC_{12}$ の値は更新され、次の検出サイクルにおいて使用するためにメモリ 17 に格納される (上述した方法で)。この割り込みにおいて、指標 $i = 12$ の時間間隔の間に測定回路 N において測定されたデータを用いて計算される F_N の位相値は以下のように格納される。

【0182】

$$F_{N_end\ 12} = F_N \quad (150)$$

40)

その後、 $shift_ADCN$ は、メモリ17に格納されるパラメータ $shift_ADCN1$ (これは、先行の検出サイクルの間に検出間隔 t_1 において取得されたデータの処理の最後に計算された $shift_ADCN$ の値である)を使用することにより、タイマ105__1Nにおいて更新される。

【0183】

$$shift_ADCN = shift_ADC1 \quad (141)$$

尚、この場合、当該時間間隔($i = 1$)において測定されている信号は励起基準信号であるため、その値はターゲットの位置と共に変化せず、1つの検出サイクルと次の検出サイクルとの間の測定される信号の位相の変化を考慮する必要がない。

10

【0184】

$i = 1$ と $i = 2$ との間の pol_sw による割り込みにおいて

この割り込みにおいて、測定回路Nは基準信号(入力5+/5-)を選択し、 $polarity$ -変調信号を使用する。この割り込みにおいて、指標 $i = 1$ の時間間隔の間に測定されたデータは、メモリ17__1N及びメモリ17__2Nから測定値処理部19に移動され、 $shift_ADCN$ の値は、メモリ17に格納されるパラメータ $shift_ADC2$ (これは、先行の検出サイクルの間に $i = 2$ の時間間隔において取得されたデータの処理の最後に計算された $shift_ADCN$ の値である)を使用することにより、タイマ105__1Nにおいて更新される。

【0185】

$$shift_ADCN = shift_ADC2 \quad (142)$$

$i = 2$ と $i = 3$ との間の pol_sw による割り込みにおいて

この割り込みにおいて、測定回路Nは粗検出コイル4(入力3+/3-及び4+/4-)を選択し、 $polarity+$ 変調信号を使用する。この割り込みにおいて、指標 $i = 2$ の時間間隔の間に測定されたデータはメモリ17__1N及びメモリ17__2Nから移動され、指標 $i = 2$ の時間間隔の間に測定回路Mにより測定されたデータ $3M$ 又は $4M$ を用いて計算された F_N の値は以下のように格納される。

【0186】

$$F_{Mend2} = F_M \quad (143)$$

その後、 $shift_ADCN$ の値は、先行の検出サイクルの間にメモリ17に格納されたパラメータ $shift_ADC3$ を使用することにより、タイマ105__1Nにおいて更新される。

【0187】

$$shift_ADCN = shift_ADC3 - (F_{Mend2} - F_{Mend3}) / NP \quad (144)$$

この計算からわかるように、測定値処理部19は、先行の検出サイクルの対応する時点と測定回路Mから取得された最新の精位相測定値との間の測定された精位相の変化を使用して、先行の検出サイクルにおいて測定されたデータを使用して計算された $shift_ADCN$ の値を調節する。測定回路Nが $i = 3$ に対応する時間間隔の間に粗位相を測定するため、精位相の変化は、粗検出コイル4の1つの周期における精検出コイル6の周期数に等しい値NPにより縮小される。

40

【0188】

$i = 2$ の時間間隔と $i = 3$ の時間間隔との間の境界において $shift_ADCN$ 値を更新した後、測定値処理部19は、検出間隔 t_1 の間に励起基準信号に対して測定されたデータが更なる処理に対して用意できたことを識別するフラグを設定する。その後、測定値処理部19は、 pol_sw による割り込みから戻り、測定回路Mにより検出サイクルの第1の部分の間に測定された $3M$ データ又は $4M$ データを処理するために使用される $CALC_trigger$ 制御信号により生じる低優先度の割り込みの処理に関連す

50

る他のタスクを続行する。CALC__trigger制御信号のエッジにより誘導された各割り込みの終了後、測定値処理部19は、補助測定データの更なる処理に対するフラグが設定されているかをチェックする。フラグが設定されている場合、測定値処理部19は格納された補助データの更なる処理を開始し、更なる処理が終了後、フラグの値をクリアする。

【0189】

検出間隔 t 1 の間に取得された補助データの更なる処理

検出間隔 t 1 の間に取得された補助データの更なる処理の間、shift__ADC N に対する新しい最善値が指標 i = 1 の時間間隔の間に検出された 1 N 及び 2 N の値を使用して計算され、パラメータ shift__ADC 1 が更新されて動作メモリ 17__N に保存される。次に、shift__ADC N に対する新しい最善値が指標 i = 2 の時間間隔の間に検出された 3 N 及び 4 N の値を使用して計算され、パラメータ shift__ADC 2 が更新されて動作メモリ 17__N に保存される。N_{rising} 及び N_{falling} に対するデータが更新され、必要に応じて、先行の検出サイクル T_{dc} からの検出間隔 t 1 に対する先行データと平均される。その後、N^{Ref} の値が計算され、/ 4 の値と比較される。実際は、基準信号が測定回路 N 又は M を介して切り替えられている場合、復調スイッチ 56 を介して切り替えられているのは基準信号のみであり、N^{Ref} の値は次式により与えられる。

【数52】

$$\varphi_N^{\text{Ref}} = \arctan \left(\frac{V_M^{\text{Ref}}}{V_N^{\text{Ref}}} \right) = \frac{\pi}{4} \quad (145)$$

【0190】

/ 4 の値から大きくずれている場合、測定値処理部19はホストインタフェース21へエラーメッセージを出力し、測定値が / 4 近くに戻って当該エラーがクリアされる次の検出サイクルまで、ホストインタフェース21に対する精位相測定値の更新を停止する。このデータ処理の最後に、i = 1 の時間間隔及び i = 2 の時間間隔の間に ADC 1 3__N から取得された最後の2つの振幅値 (ADC_{last} 及び ADC_{last-1}) を使用して、ピーク間基準振幅 (V^{EX}) の平均値が計算される。

【0191】

i = 3 と i = 4 との間の pol__sw による割り込みにおいて

この割り込みにおいて、測定回路 N は、polarity - 変調信号を使用して精検出コイル (入力 3 + / 3 - 及び 4 + / 4 - における) からの信号の混合を開始する。この割り込みにおいて、指標 i = 3 の時間間隔の間に測定されたデータはメモリ 17__1 N 及び 17__2 N から移動され、i = 3 の時間間隔の間に測定回路 M において測定されたデータ 3 M 又は 4 M を用いて計算された F_M の値は以下のように格納される。

【0192】

$$F_{\text{Mend}3} = F_M \quad (146)$$

その後、shift__ADC N の値は、メモリに格納されたパラメータ shift__ADC 4 を使用することにより、タイマ 105__1 N において更新される。

【0193】

$$\text{shift_ADC N} = \text{shift_ADC 4} + (F_{\text{Mend}3} - F_{\text{Mend}4}) / NP \quad (147)$$

i = 4 と i = 5 との間の pol__sw による割り込みにおいて

この割り込みにおいて、測定回路 N は、polarity + 変調信号を使用して精検出コイル (入力 1 + / 1 - 及び 2 + / 2 - における) からの信号の混合を開始する。この割り込みにおいて、指標 i = 4 の時間間隔の間に測定されたデータはメモリ 17__1 N 及び

17__2Nから移動され、 $i = 4$ の時間間隔の間に測定回路Mにおいて測定されたデータ3M又は4Mを用いて計算された F_M の値は以下のように格納される。

【0194】

$$F_{Mend4} = F_M \quad (148)$$

その後、値shift__ADCNは、メモリに格納されたパラメータshift__ADC5を使用することにより、タイマ105__1Nにおいて更新される。

【0195】

$$shift_ADCN = shift_ADC5 - (F_{Mend4} - F_{Mend5}) \quad (149)$$

shift__ADCN値を更新した後、測定値処理部19は、検出間隔 t_2 の間に粗スケールチャネルに対して測定されたデータが更なる処理に対して用意できたことを示すフラグを設定する。その後、測定値処理部19は、pol__swによる割り込みから戻り、測定回路Mにおいて検出サイクルの第1の部分の間に測定された3Mデータ又は4Mデータを処理するために使用されるCALC__trigger制御信号により生じる低優先度の割り込みの処理に関連する他のタスクを続行する。CALC__trigger制御信号のエッジにより誘導された各割り込みの終了後、測定値処理部19は、補助測定データの更なる処理に対するフラグが設定されているかをチェックする。フラグが設定されている場合、測定値処理部19は補助データの更なる処理を開始し、処理が終了後、フラグの値をクリアする。

【0196】

検出間隔 t_2 の間に取得された補助データの更なる処理

検出間隔 t_2 の間に取得された補助データの更なる処理の間、shift__ADCNに対する新しい最善値が指標 $i = 3$ の時間間隔の間に検出された1N及び2Nの値を使用して計算され、パラメータshift__ADC3が更新されて動作メモリ17に保存される。その後、shift__ADCNに対する新しい最善値が指標 $i = 4$ の時間間隔の間に検出された3N及び4Nの値を使用して計算され、パラメータshift__ADC4が更新されて動作メモリ17に保存される。 N_{rising} 及び $N_{falling}$ に対するデータが更新され、必要に応じて、先行の検出サイクルT__dcからの検出間隔 t_2 に対する先行データと平均される。その後、 $i = 4$ の時間間隔の間に取得された3N及び4Nの位相測定値を使用して、ターゲットの粗位置情報(C)が計算される。 $i = 3$ の時間間隔及び $i = 4$ の時間間隔に対して取得されたADC13__Nからの最後の2つの振幅測定値(ADC_{last}^N 及び ADC_{last-1}^N)は、粗検出コイルが選択される場合の AF_{out}^N のピーク間振幅の平均値(A_C^N)を計算するために使用される。その後、取得された値は、ブレークスルーオフセットに対して粗位相測定値を補正するために使用され、粗検出コイル4に対するターゲット5の粗位置測定値を更新するために使用され、ターゲット5の現在の絶対位置を確定するために最新の精位置測定値(F_M)と共に使用される。

【0197】

$i = 5$ と $i = 6$ との間のpol__swによる割り込みにおいて

この割り込みにおいて、測定回路Nは、polarity - 変調信号を使用して精検出コイル(入力1+/1-及び2+/2-における)からの信号の混合を開始する。この割り込みにおいて、指標 $i = 5$ の時間間隔の間に測定されたデータはメモリ17__1N及び17__2Nから移動され、 $i = 5$ の時間間隔の間に測定回路Mにおいて測定されたデータ3M又は4Mを用いて計算された F_M の値は以下のように格納される。

【0198】

$$F_{Mend5} = F_M \quad (150)$$

その後、値shift__ADCNは、メモリに格納されたパラメータshift__AD

10

20

30

40

50

C 6 を使用することにより、タイマ 1 0 5 __ 1 N において更新される。

【 0 1 9 9 】

$$\text{shift_ADC N} = \text{shift_ADC 6} + (F_{\text{Mend 5}} - F_{\text{Mend 6}}) \quad (151)$$

i = 6 と i = 7 との間の pol __ sw による割り込みにおいて

この割り込みにおいて、測定回路 N は、polarity - 変調信号を再度使用して精検出コイル（入力 1 + / 1 - 及び 2 + / 2 - における）からの信号の混合を継続する。この割り込みにおいて、指標 i = 6 の時間間隔の間に測定されたデータはメモリ 1 7 __ 1 N 及び 1 7 __ 2 N から移動され、i = 6 の時間間隔の間に測定回路 M において測定されたデータ 3 M 又は 4 M を用いて計算された F_M の値は以下のように格納される。

【 0 2 0 0 】

$$F_{\text{Mend 6}} = F_M \quad (152)$$

上述のように、検出間隔 t 4 において、測定回路 M は補助測定値の取得を開始し、測定回路 N は精位置測定値の取得を開始する。従って、この時点において、測定値処理部 1 9 は、メモリに格納されたパラメータ shift __ ADC 7 を使用することにより、タイマ 1 0 5 __ 1 M に適用される shift __ ADC M の値を更新する。

【 0 2 0 1 】

$$\text{shift_ADC M} = \text{shift_ADC 7} \quad (153)$$

この場合も、測定回路 M は i = 7 に対応する時間間隔の間に励起基準信号を測定するため、入力信号の位相はターゲット 5 の位置と共に変化せず、この時点でターゲットの移動を考慮するために shift __ ADC M を変更する必要はない。shift __ ADC M 値を更新した後、測定値処理部 1 9 は、検出間隔 t 3 の間に測定回路 N により精検出コイルから測定されたデータが更なる処理に対して用意できたことを識別するフラグを設定する。

【 0 2 0 2 】

この割り込みの間、2 つの測定回路の役割が切り替わるため、測定回路 N から取得された AF_{out} 信号のゼロ交差イベント付近（直後）の CAL __ trigger 制御信号のエッジを揃えるために、shift __ CALC パラメータが更に調節される。実際は、測定回路網 N において CAL __ trigger 制御信号とゼロイベントとを同期するために、pol __ sw 信号による割り込みイベントにおいてメモリ 1 7 __ 1 N から測定値処理部 1 9 に読み出されたばかりの指標 i = 6 の時間間隔の間に測定された位相データ 3 N 及び 4 N から計算された shift __ CALC の新しい値がタイマ 1 0 5 __ 2 にリロードされる。このように CAL __ trigger 制御信号が変更された結果、この特定の時点で CAL __ trigger 制御信号が跳ね上がり、更なるエッジが発生する場合がある。CAL __ trigger 制御信号のそのような追加のエッジを無視するために、CAL __ trigger 制御信号のエッジに関連する割り込みイベントは、タイマ 1 0 5 __ 2 のリロードの間は無効にされ、タイマ 1 0 5 __ 2 がリロードされた後に再度有効にされる。

【 0 2 0 3 】

その後、測定値処理部 1 9 は pol __ sw による割り込みから戻り、CALC __ trigger 制御信号により生じる低優先度の割り込みの処理に関連する他のタスクを続行する。CAL __ trigger 制御信号は、この時間間隔以降（検出サイクルの終端まで）、検出サイクル T __ dc の第 2 の部分の間に測定回路 N から測定された 3 N 又は 4 N のデータを処理するために使用される。上述したように、CAL __ trigger 制御信号により発生した各割り込みの終了後、測定値処理部 1 9 は、補助測定データの更なる処理に対するフラグが設定されているかをチェックする。フラグが設定されている場合、測定値処理部 1 9 は格納された補助データの更なる処理を開始し、更なる処理が終了後、フラグの値をクリアする。

【 0 2 0 4 】

10

20

30

40

50

検出間隔 t_3 の間に取得された補助データの更なる処理

検出間隔 t_3 の間に取得された補助データの更なる処理の間、 $shift_ADC_N$ に対する新しい最善値が指標 $i = 5$ の時間間隔の間に検出された $1N$ 及び $2N$ の値を使用して計算され、パラメータ $shift_ADC_5$ が更新されて動作メモリ 17 に保存される。その後、 $shift_ADC_N$ に対する新しい最善値が指標 $i = 6$ の時間間隔の間に検出された $3N$ 及び $4N$ の値を使用して計算され、パラメータ $shift_ADC_6$ が更新されて動作メモリ 17 に保存される。 N_{rising} 及び $N_{falling}$ に対するデータが更新され、必要に応じて、先行の検出周期 T_{dc} からの時間間隔 t_3 に対して取得された先行データと平均される。 $i = 5$ の時間間隔及び $i = 6$ の時間間隔において取得された ADC_{13_N} から取得された最後の 2 つの振幅測定値 (ADC_N 10
 $last$ 及び ADC_N^{last-1}) は、精検出コイルが選択される場合の AF^N_{out} のピーク間振幅の平均値 (AF^N) を計算するために使用される。

【0205】

後続の pol_sw による割り込み

精位置測定値に対して測定回路 N と測定回路 M とを切り替えた後、上述した補助データを取得して処理する手順が、指標 i の位置を 6 つシフトして (指標 $i = 1$ が指標 $i = 7$ に置換され、指標 $i = 2$ が指標 $i = 8$ に置換される) 測定回路 M に対して繰り返される。 $shift_ADC_N$ の値に対する上述した全ての動的補正は、符号を逆にして $shift_ADC_M$ に適用される。これは、ゼロ交差値 $1N$ 及び $2N$ がターゲットの位置の変化と共に $1M$ 値及び $2M$ 値と逆方向に移動していること、並びにゼロ交差値 $3N$ 及び $4N$ がターゲットの位置の変化と共に $3M$ 及び $4M$ と逆方向に移動していることを反映する。 20

【0206】

$CALC_trigger$ による割り込みにおいて実行される処理

上述のように、 $CALC_trigger$ 制御信号は測定値処理部 19 に割り込み、メモリ 17_1 に書き込まれた最後の位相測定値及びメモリ 17_2 に書き込まれた最後の 2 つの振幅測定値を処理させる。最後の 2 つの振幅測定値は、(AF^N 又は AF^M) の AF_{out} 信号値のピーク間測定値を更新するために処理され、位相測定値は、 F の値を更新するために各ゼロ交差イベント (すなわち、 $CALC_trigger$ 制御信号の立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジ) の後に処理される。検出サイクルの第 1 の部分の間、測定値処理部 19 は測定回路 M からの信号を使用して位相測定値及び振幅測定値 (F_M 及び AF^M) を更新し、検出サイクルの第 2 の部分の間、測定値処理部 19 は測定回路 N からの信号を使用して位相測定値及び振幅測定値 (F_N 及び AF^N) を更新する。検出サイクルの第 1 の部分において、 $CALC_trigger$ 制御信号の位相及び $ADC_trigger_M$ 信号の位相は、 $CALC_trigger$ 制御信号により生成される各割り込みの後に継続的に微調整される。その後、精位置情報 F_M は、ルックアップテーブル補正を適用すること及び最新の粗位置測定値に従って精位置測定値をシフトすることを含む種々の調節を使用して、ターゲット 5 の絶対位置に再計算される。検出サイクルの第 2 の部分において、 $CALC_trigger$ 制御信号の位相及び $ADC_trigger_N$ 信号の位相は、 $CALC_trigger$ 制御信号により生成される各割り込みの後に 40
継続的に微調整される。その後、精位置情報 F_N はターゲット 5 の絶対位置に再計算される。

【0207】

測定回路 M における $3M$ 及び $4M$ の連続測定から測定回路 N における同種の $3N$ 及び $4N$ の連続測定への移行の間、通常は変調周期 T_{mod} の約半分離間するホストインタフェースに対する更新イベントは、変調周期 T_{mod} の約半分、前後に移動する場合がある。そのため、システムは、測定回路 N と測定回路 M との切り替えによる影響を受けない短い待ち時間を平均的に提供するが、実際の更新イベントは影響を受け、隣接する測定値の間で突然ずれる場合がある。ある切り替えイベントでは、それらの間の距離が (T_{mod}) / 2 でなく 0 に近くなる場合があり、他の切り替えイベントでは、隣接する更新 50

イベント間の距離は $(T_{m o d}) / 2$ でなく $T_{m o d}$ と大きくなる場合がある。全ての他の更新イベントは、約 $(T_{m o d}) / 2$ の等間隔で離間する。

【 0 2 0 8 】

ブレークスルー較正データ

大部分のレシオメトリックセンサは、検出コイルが励起コイルと適切に均衡するため、それらの間に結合が存在しないと仮定して動作する。そのようなレシオメトリックセンサにおいて、検出コイルにおいて生成される信号は主に移動ターゲット 5 の存在により生じ、従って、ターゲット 5 の正確な位置は、2つのレシオメトリックチャネルがターゲットの実際の位置に対して誘導信号の異なる依存性を示す場合、2つのレシオメトリックチャネルから取得可能である。しかし、実際のシステムでは、ターゲット 5 により検出コイルにおいて誘導される信号は相対的に小さい場合があり、励起コイルからの少量の直接ブレークスルーでさえレシオメトリック出力の精度に影響を及ぼす可能性がある。センサが達成できる精度を向上するためには、励起コイルと検出コイルとの間のブレークスルーを考慮するためにレシオメトリックセンサの出力をソフトウェアで補正する機能を有するセンサを提供することが望ましい。第 1 の実施形態においてそのようなブレークスルー補正を上述したが、同様のブレークスルー補正が本実施形態において実行される。

【 0 2 0 9 】

ブレークスルーオフセット係数が別個の較正ステップにおいて測定され且つマイクロコントローラ 9 のメモリ 2 9 に格納される場合、センサにより測定されたデータの補正を達成できる。精正弦検出コイル 6 - 1 におけるブレークスルーオフセット信号を説明する較正済み係数 $O^F S$ 及び精余弦検出コイル 6 - 2 におけるブレークスルーオフセット信号を説明する較正済み係数 $O^F C$ を使用して、励起コイルからのブレークスルーオフセットに対して生の測定データを補正するために使用できる必要な計算を以下に示す。上記の式 (3)、(4) 及び (6) から、ターゲット 5 により各精検出コイル 6 において誘導される信号の振幅は、理想的に次式により与えられる。

【 数 5 3 】

$$V^{FS} = A_F \sin(\varphi^F) \quad (154)$$

$$V^{FC} = A_F \cos(\varphi^F) \quad (155)$$

しかし、測定される実際の電圧は、精検出コイル 6 に非常に近接するターゲット 5 の位置による所望の信号と励起コイル 2 からの直接ブレークスルーオフセットとの双方を含むため、次式を使用して補正可能である。

【 数 5 4 】

$$V^{FS}_{corr} = A_F \sin(\varphi^F) - O^{FS} \times V^{EX} \quad (156)$$

$$V^{FC}_{corr} = A_F \cos(\varphi^F) - O^{FC} \times V^{EX} \quad (157)$$

式中、 V^{EX} は、基準信号が測定回路 5 1 内のマルチプレクサ 5 7 により選択される場合 (測定回路 N に対する検出間隔 t_1 及び測定回路 M に対する検出間隔 t_4) に取得される $A_{F o u t}$ 信号のピーク間振幅である。従って、ターゲット 5 のブレークスルー補正済み精位置は次式から判定可能である。

【数 5 5】

$$\varphi_{corr}^F = \arctan \left(\frac{V_{corr}^{FS}}{V_{corr}^{FC}} \right) = \arctan \left(\frac{\left(\sin(\varphi^F) - \frac{O^{FS} \times V^{EX}}{A_F} \right)}{\left(\cos(\varphi^F) - \frac{O^{FC} \times V^{EX}}{A_F} \right)} \right) \quad (158)$$

式中、 φ^F は、タイマ 115（図 21 に示す）から判定された位相を処理することにより取得される生の精位置測定値であり、 O^{FS} 及び O^{FC} は、格納された較正ブレークスルーオフセット係数 29 であり、 V^{EX} は、基準信号のピーク間振幅の現在の値であり、 A_F は、 φ^F を判定するために使用される信号のピーク間振幅である。同様に、粗ブレークスルーオフセット O^{CS} 及び O^{CC} を使用して粗位置測定値にブレークスルー補正を実行できる。

【0210】

φ_{corr}^F の補正值に対する上記の式（式 158）は、 V^{EX} と A_F との比率に比例する 2 つの補正項を有し、従って、ブレークスルーオフセットに対する補正は、測定回路 N 又は M の実際の利得に依存せず、復調スイッチ 56 により実行される復調の正確な位相調整にも依存しない。重要なのは、ピーク間振幅 V^{EX} 及び A_F の双方が同一のアナログ測定回路網 25 を介して測定され且つ同一の ADC 13 を使用して変換されていることである。この第 5 の実施形態において、これは、精正弦 / 余弦検出コイル 6 からの信号及び粗正弦 / 余弦検出コイル 4 からの信号を測定するためにも使用される 2 つの測定回路 N 及び M の各々を介して励起電圧の一部である基準信号を測定することにより達成される。

【0211】

正弦関数、余弦関数及び逆正接関数を計算するためのマイクロコントローラ 9 における計算を高速化するために、ルックアップテーブルのセットを使用できる。逆正接関数の計算にはルックアップテーブルの 45 度の区間のみが必要であり且つ正弦関数及び余弦関数の双方を計算するにはルックアップテーブルの 90 度の区間のみが必要であるため、そのようなルックアップテーブルに必要なメモリ 29 のサイズは大きすぎない。

【0212】

また、測定される振幅 V^{EX} は次式に等しい。

【数 5 6】

$$V^{EX} = \sqrt{2} \times V_0^{\text{Ref}} \quad (159)$$

【0213】

係数は、基準信号がマルチプレクサ 57 により選択される場合、励起基準信号が復調スイッチ 56 の双方の入力に印加されることに関係し、従って、基準チャネルの測定の間を取得される複合信号を以下のように表すことができる。

【数 5 7】

$$V = V^{\text{Ref}} \sin \left[\frac{2\pi}{T_{\text{mod}}} t \right] + V^{\text{Ref}} \cos \left[\frac{2\pi}{T_{\text{mod}}} t \right] = \sqrt{2} V^{\text{Ref}} \sin \left(\left[\frac{2\pi}{T_{\text{mod}}} t \right] + \frac{\pi}{4} \right) \quad (160)$$

増幅 / フィルタリング回路網 83 の後、測定回路における信号は次式に等しくなる。

【数 5 8】

$$AF_{\text{out}} = \text{Gain} \times \sqrt{2} V^{\text{Ref}} \sin \left(\left[\frac{2\pi}{T_{\text{mod}}} t \right] + \frac{\pi}{4} + \varphi \right) = \sqrt{2} V_0^{\text{Ref}} \sin \left(\left[\frac{2\pi}{T_{\text{mod}}} t \right] + \frac{\pi}{4} + \varphi \right) \quad (161)$$

【0214】

10

20

30

40

50

従って、係数 O^{FS} 及び O^{FC} は、励起コイル2と対応する正弦／余弦検出コイルとの間のブレイクスルーに関して、以下のように書くことができる。

【数59】

$$O^{FS} = \frac{B^{FS}}{\sqrt{2}V_0^{\text{Ref}}} \quad (162)$$

$$O^{FC} = \frac{B^{FC}}{\sqrt{2}V_0^{\text{Ref}}} \quad (163) \quad 10$$

同様に、粗ブレイクスルーオフセット係数を以下のように書くことができる。

【数60】

$$O^{CS} = \frac{B^{CS}}{\sqrt{2}V_0^{\text{Ref}}} \quad (164)$$

$$O^{CC} = \frac{B^{CC}}{\sqrt{2}V_0^{\text{Ref}}} \quad (165) \quad 20$$

ブレイクスルーの較正

ブレイクスルー補正を適用する前に、係数 O^{FS} 、 O^{FC} 、 O^{CS} 及び O^{CC} を判定するために較正モードが実行される必要がある。これは、ターゲット5を検出コイル4、6の近傍から物理的に除去し、励起信号が励起コイル2に印加される時に精正弦／余弦コイル6において誘導される信号を測定する（同様に、励起信号が励起コイル2に印加される時に粗正弦／余弦検出コイル4において誘導される信号を測定する）ことにより達成される。そのような測定は、センサの製造中又はセンサが最終用途用に設置された後に実行可能である。

【0215】

不都合なことに、 B^{FS} 信号及び B^{FC} 信号（又は B^{CS} 信号及び B^{CC} 信号）は通常は相対的に小さく、測定回路51を介してそれらの信号を混合することにより生成される複合信号により、位相検出器103の比較器113（図21に示す）により検出するには A_{Fout} のAC振幅が小さくなりすぎるため、測定回路N又はMを介してそれらの信号を混合することは実用的でない。しかし、ブレイクスルー信号の各々が基準信号等の相対的に大きい信号と混合される場合、本実施形態のレシオメトリック電子機器は適切に動作する。従って、各ブレイクスルー信号（入力1+/1-又は2+/2-における）と基準信号（入力5+/5-から）とを混合することにより、 B^{FS}/V^{Ref}_0 及び B^{FC}/V^{Ref}_0 のレシオメトリック値を適切な分解能及び精度で測定できる。

【0216】

図25は、このブレイクスルー較正モードの間に復調スイッチ56により混合される異なる入力を選択するために使用される制御信号を示すタイミングチャートである。図示されるように、第1の検出間隔 t_1 の間、精正弦検出コイルからの信号及び基準信号（入力1+/1-及び5+/5-）が測定回路N及びMにおいて同時に選択される。検出間隔 t_1 の前半において、測定回路N及び測定回路Mにおける混合は $\text{polarity} +$ 変調信号を使用して実行される。図26は、検出間隔の前半の1つの変調周期におけるこれら2つの信号の測定回路N及びMへの時分割多重化のタイムラインを示す。図からわかるように、双方の入力信号が測定回路N及びMにおいて混合されるが、双方の測定回路N及びMが全く同一の瞬間に同一の入力信号を選択する衝突は存在しない。これは、 in3_N 及び in3_M 制御信号に対して逆の極性を使用することにより達成される。図26と図

30

40

50

20とを比較することにより、図20において提示された主測定モードにおける制御信号 i_{n1_N} 及び i_{n1_M} に対して使用されたのと同じの波形が本較正モードにおける制御信号 i_{n3_N} 及び i_{n3_M} に対して使用されることがわかる。この時分割多重化の結果、精正弦検出コイルからの信号が測定回路Nにより選択される場合は基準信号が測定回路Mにより同一の瞬間に選択され、精正弦検出コイルからの信号が測定回路Mにより選択される場合は基準信号が測定回路Nにより同一の瞬間に選択される。

【0217】

この特定の方法でブレイクスルー信号と基準信号とを混合することにより、以下のように、測定回路Nからのデータを使用して測定された B_N 値をブレイクスルー信号と基準信号との所望の比率に関連付けることができる。

【数61】

$$\frac{B_N^{FS}}{V_{0N}^{Ref}} = \tan(\varphi_N) \quad (166)$$

また、以下のように、測定回路Mからのデータを使用して測定された B_M 値をブレイクスルー信号と基準信号との所望の比率に関連付けることができる。

【数62】

$$\frac{B_M^{FS}}{V_{0M}^{Ref}} = \tan\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_M\right) \quad (167)$$

【0218】

しかし、上述したように、タイマ115により取得される位相測定値は測定回路網25により導入される位相シフトを含むため、 B_N 及び B_M を判定するためには、polarity - 変調信号が印加される時に取得される位相測定値が更に取得され且つ polarity + 変調信号が使用される時に取得される位相測定値と組み合わせられる必要がある。図25に示すように、検出間隔 t_1 の後半において、測定回路N及びMにおける混合は polarity - 変調信号を使用して実行される。従って、検出間隔 t_1 の間に取得される位相測定値を使用して B_N 及び B_M を判定でき、それらの値から上記の比率を計算できる。

【0219】

次の検出間隔 t_2 において、次式を計算するために、精余弦検出コイルからの信号及び基準信号（入力2+/2-及び5+/5-）に関して同一の測定値が取得される。

【数63】

$$\frac{B_N^{FC}}{V_{0N}^{Ref}} = \tan(\varphi_N) \quad (168)$$

$$\frac{B_M^{FC}}{V_{0M}^{Ref}} = \tan\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_M\right) \quad (169)$$

【0220】

次の検出間隔 t_3 において、次式を計算するために、粗正弦検出コイルからの信号及び基準信号（入力3+/3-及び5+/5-）に関して同一の測定値が取得される。

【数 6 4】

$$\frac{B_N^{CS}}{V_{0N}^{Ref}} = \tan(\varphi_N) \quad (170)$$

$$\frac{B_M^{CS}}{V_{0M}^{Ref}} = \tan\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_M\right) \quad (171)$$

【0 2 2 1】

10

最後の検出間隔 t 4 において、次式を計算するために、粗正弦検出コイルからの信号及び基準信号（入力 4+ / 4 - 及び 5+ / 5 - ）に関して同一の測定値が取得される。

【数 6 5】

$$\frac{B_N^{CC}}{V_{0N}^{Ref}} = \tan(\varphi_N) \quad (172)$$

$$\frac{B_M^{CC}}{V_{0M}^{Ref}} = \tan\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_M\right) \quad (173)$$

20

【0 2 2 2】

そのような測定値は、センサがブレークスルーオフセット測定モードである間に継続的に取得され、実際の測定値における雑音を低減するために、上記の各比率の移動平均が判定される。ブレークスルーオフセット測定モードが停止されると、以下の較正係数のセットが計算され、ブレークスルー較正データ 2 9 としてマイクロコントローラ 9 の不揮発性メモリに格納される。

【数 6 6】

$$O_N^{FS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{B_N^{FS}}{V_{0N}^{Ref}} \quad O_M^{FS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{B_M^{FS}}{V_{0M}^{Ref}} \quad (174)$$

30

$$O_N^{FC} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{B_N^{FC}}{V_{0N}^{Ref}} \quad O_M^{FC} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{B_M^{FC}}{V_{0M}^{Ref}}$$

$$O_N^{CS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{B_N^{CS}}{V_{0N}^{Ref}} \quad O_M^{CS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{B_M^{CS}}{V_{0M}^{Ref}}$$

40

$$O_N^{CC} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{B_N^{CC}}{V_{0N}^{Ref}} \quad O_M^{CC} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{B_M^{CC}}{V_{0M}^{Ref}} \quad (174)$$

【0 2 2 3】

この較正データ 2 9 は、ブレークスルー誤差を減少することによりレシオメトリックセンサ出力の精度を向上するために、ターゲット 5 が存在する状態で測定される生データを補正するための図 2 3 に示す主測定モードにおいて使用される。

【0 2 2 4】

動的補正 - 速度の補償

50

第1の実施形態と同様に、本実施形態において取得される測定値のうちのいくつかは、異なる時間間隔において測定された位相を組み合わせる。例えば、*polarity* + 変調信号が使用される時に取得された位相測定値と *polarity* - 変調信号が使用される時に取得された対応する位相測定値とが組み合わせられる。その結果、ターゲット5が移動している場合、位相測定値を組み合わせることにより、取得される測定値に誤差が生じる。図23からわかるように、これは、検出間隔 t_1 、 t_2 及び t_3 の間に測定回路Nからのデータを使用して計算されている補助測定値、並びに検出間隔 t_4 、 t_5 及び t_6 の間に測定回路Mからのデータを使用して計算されている補助測定値に対してのみ問題である。他の測定値（精位置測定値）は 3又は4に対する瞬間データを使用して計算されるため、この移動誤差の影響を受けない。最終的な解^Fに対する誤差は主に、補助測定データから計算された *rising* 及び *falling* の値における動的誤差により判定される。ターゲット5の速度測定値を計算するために、1つの時間間隔の間の測定された（生の）位相の変化量を検討できる。例えば図24を参照すると、 $i = 6$ に対応する時間間隔の間、タイマ115__Mは4つの位相を測定し、すなわち、当該時間間隔に対応する2つの変調周期の各々における $3M$ 及び $4M$ を測定する。これらの測定値を $3M_{previous}$ 、 $4M_{previous}$ 、 $3M_{new}$ 及び $4M_{new}$ と示す場合、 $3M_{previous}$ と $3M_{new}$ との間の測定された位相の変化及び $4M_{previous}$ と $4M_{new}$ との間の測定された位相の変化を以下のように計算できる。

【数67】

$$\Delta\phi 3M = \phi 3M_{new} - \phi 3M_{previous} \quad (175)$$

$$\Delta\phi 4M = \phi 4M_{new} - \phi 4M_{previous} \quad (176)$$

【0225】

これらの位相差の双方は、1つの変調周期（ T_{mod} ）にターゲット5の位置の変化を表す。殆どの場合、 $3M_{previous}$ 及び $3M_{new}$ は相対的に互いに近いため、当該位相変化は相対的に小さい。しかし、 $3M_{previous}$ が0に近いと判定され且つ $3M_{new}$ が2に近いと判定されることもあり、 $3M_{previous}$ が2に近いと判定され且つ $3M_{new}$ が0に近いと判定されることもある。これは、 $4M_{previous}$ 及び $4M_{new}$ にも同様に当てはまる。これは、ターゲット5が精検出コイルの全周期分（図2の L_F ）移動したからではなく、測定される位相が0～2に制限されるため、位相が値2に近いと判定される場合、次の位相測定値は0に近い位相にジャンプするためである。これは、以下のように補償可能である。

【数68】

$$\text{If } \Delta\phi 3M > \pi, \text{ then } \Delta\phi 3M = \Delta\phi 3M - 2\pi$$

$$\text{If } \Delta\phi 3M < -\pi, \text{ then } \Delta\phi 3M = \Delta\phi 3M + 2\pi \quad (177)$$

同様に、 $4M$ に対して、以下のように補償可能である。

【数69】

$$\text{If } \Delta\phi 4M > \pi, \text{ then } \Delta\phi 4M = \Delta\phi 4M - 2\pi$$

$$\text{If } \Delta\phi 4M < -\pi, \text{ then } \Delta\phi 4M = \Delta\phi 4M + 2\pi \quad (178)$$

1つの変調周期の間の測定された位相の平均変化を以下のように算出できる。

【数 7 0】

$$\Delta\varphi_{mean} = \frac{(\Delta\varphi_{3M} + \Delta\varphi_{4M})}{2} \quad (179)$$

従って、測定された位相の変化速度（これは、ターゲット 5 の速度測定値である）を以下のように計算できる。

【数 7 1】

$$s = \frac{(\Delta\varphi_{mean})}{2\pi} \quad (180)$$

【0 2 2 6】

この速度パラメータは、ゼロ交差測定値が生成される度に更新可能である。精位置が変調周期毎に約 2 回更新されているため、ターゲット 5 の位置は、各測定値間で約 * s 変化する。

【0 2 2 7】

隣接する更新間の速度変化を考慮することにより、ターゲット 5 の加速度測定値も以下のように取得できる。

【数 7 2】

$$Acc = \frac{(s_{new} - s_{previous})}{\pi} \quad (181)$$

【0 2 2 8】

加速度値（Acc）は、雑音を低減するために、複数の速度更新の間で平均されてもよい。本実施形態において、速度パラメータ及び加速度パラメータは、精位置測定値に対して現在使用されている測定回路 N 又は M からの測定値を使用して測定され且つ継続的に更新される。その後、これらの値は、他方の測定回路 M 又は N により生成された測定値を補償するために使用され、すなわち、現在「補助」モードである測定回路により生成されている測定値を補償するために使用される。例えば検出間隔 t_3 の間、測定回路 N は補助モードであり、精検出コイル 6 からの信号が測定回路 N により選択されて polarity 変調信号が polarity + と polarity - との間で切り替えられ、それにより、検出間隔 t_4 、 t_5 及び t_6 の間に測定回路 N からの測定値を使用して精位置情報を計算する際に後で使用するために、位相オフセット falling 及び rising を更新できる。

【0 2 2 9】

図 2 4 に示すように、本実施形態において、最初に polarity + 変調信号が $i = 5$ に対応する時間間隔の間に印加され、その後、polarity - 変調信号が時間間隔 $i = 6$ の間に印加される。本実施形態において、各時間間隔は 2 つの変調周期に対応するが、一般的な例において、各時間間隔は $1 + L$ 個の変調周期に対応してもよい（ L は 0 以外の整数）。上述のように、現在「補助」動作モードである測定回路からのデータを処理する場合、測定値処理部 19 は、各時間間隔の終端で取得される最後の 2 つのゼロ交差イベントのみを処理する。従って、測定回路 N は、 $i = 5$ に対応する時間間隔の終端で位相値 $1N$ 及び $2N$ を取得し、 $i = 6$ に対応する時間間隔の終端で位相値 $3N$ 及び $4N$ を取得する。 $3N$ 及び $4N$ のゼロ交差測定値は、位相測定値 $1N$ 及び $2N$ が測定された変調周期に直接隣接しない変調周期において取得されている。一般的な例において、各検出間隔（ i ）に $1 + L$ 個の変調周期が存在する場合、 $1N$ 及び $2N$ に対するゼロ交差測定値は以下のように時間が離れる。

【数 7 3】

$$\Delta T_{\text{rsing}} = (1+L)T_{\text{mod}} - \left(\frac{\phi 1N - \phi 3N}{2\pi} \right) T_{\text{mod}} \quad (182)$$

これを位相に関して書くと、次式になる。

【数 7 4】

$$\Delta \phi^T_{\text{rsing}} = (1+L)2\pi - \phi 1N + \phi 3N \quad (183)$$

10

【0 2 3 0】

しかし、測定値処理部 19 は、1 N に対応するゼロ交差が i = 5 に対応する時間間隔の最後の周期において発生しない可能性及び / 又は 3 N に対応するゼロ交差が i = 6 に対応する時間間隔の最後の周期において発生しない可能性を更に考慮する必要がある。このような状況が発生した場合、1 N 位相測定値と 3 N 位相測定値との間の距離に対する上記の式は誤りになる。ターゲット 5 が高速で移動している場合、信号 AF^N_{out} の周期が変調周期 (T_{mod}) からずれるため、このような状況が発生する可能性がある。尚、polarity + 変調信号が復調スイッチ 56 に印加される時間間隔において、 AF^N_{out} は次式により与えられる。

【数 7 5】

20

$$AF_{out} = V_0 \sin \left(\left(\frac{2\pi}{T_{mod}} \right) t + \phi + \phi^F \right) \quad (184)$$

また、polarity - 変調信号が復調スイッチ 56 に印加される時間間隔において、 AF^N_{out} は次式により与えられる。

【数 7 6】

$$AF_{out} = V_0 \sin \left(\left(\frac{2\pi}{T_{mod}} \right) t + \phi - \phi^F \right) \quad (185)$$

30

【0 2 3 1】

従って、 F が時間と共に変化している場合、ターゲットの移動方向に依存して、 AF^N_{out} の実際の周期は T_{mod} より若干短くなるか又は T_{mod} より若干長くなる場合がある。例えば polarity + 変調信号が印加される時の AF^N_{out} の周期が T_{mod} より若干短い場合、polarity - 変調信号が印加される時の AF^N_{out} の周期は T_{mod} より若干長くなる。同様に、polarity + 変調信号が印加される場合の AF^N_{out} の周期が T_{mod} より若干長い場合、polarity - 変調信号が印加される場合の AF^N_{out} の周期は T_{mod} より若干短くなる。 AF^N_{out} の周期が T_{mod} より若干長い場合、 AF^N_{out} の位相と変調周期とが互いにほぼ揃う状態になった時、1 つのゼロ交差のみが間隔 (i) の最後の周期の間に検出される。

40

【0 2 3 2】

測定値処理部 19 は、上記の状況が発生する時を検出し且つ適切な補正を行うことができる。特に、上述のように、タイマ 115_N により取得された位相測定値は、測定された順序でメモリ 17_1N に書き込まれ、測定値を処理する場合、測定値処理部 19 はメモリ 17_1N から最後の 2 つの位相測定値を検索する。通常の場合において、第 1 の位相測定値は第 2 の位相測定値より小さい (双方が変調周期の始端からカウントされるため)。しかし、第 2 の位相測定値が第 1 の位相測定値より小さい場合、これは、第 1 の (大きい) 位相測定値が最後から 2 番目の変調周期において記録されたことを意味する。例えばこの第 2 の (大きい) 位相測定値が最後から 2 番目の変調周期において 2 に非

50

常に近い場合次の偏重周期において 0 に近い小さい値として検出されなかった場合、上記の状況が発生する。 3 N 測定値に対応するゼロ交差が $i = 6$ に対応する時間間隔の最後の周期において発生しないかを判定するために、同様の解析がメモリ 17 __ 1 N に書き込まれた一連の 3 N 測定値及び 4 N 測定値に対して実行される。

【 0 2 3 3 】

1 N に対する最後の値が最後から 2 番目の変調周期において検出されると測定値処理部 19 が判定する場合、 1 N に対するゼロ交差測定値と 3 N に対するゼロ交差測定値との間の距離を判定するための式は、次式に変更される必要がある。

【数 7 7】

$$\Delta\varphi_{ri\sin g}^T = (2 + L)2\pi - \varphi_{1N} + \varphi_{3N} \quad (186)$$

10

【 0 2 3 4 】

同様に、 3 N に対する最後の値が最後から 2 番目の変調周期において検出されると測定値処理部 19 が判定する場合、 1 N に対するゼロ交差測定値と 3 N に対するゼロ交差測定値との間の距離を判定するための式は、次式に変更される必要がある。

【数 7 8】

$$\Delta\varphi_{ri\sin g}^T = L \times 2\pi - \varphi_{1N} + \varphi_{3N} \quad (187)$$

20

【 0 2 3 5 】

1 N に対する最後の値及び 3 N に対する最後の値の双方が最後から 2 番目の変調周期において検出されると測定値処理部 19 が判定する場合、 1 N に対するゼロ交差測定値と 3 N に対するゼロ交差測定値との間の距離を判定するための式は、元々定義された式から変更されない。

【数 7 9】

$$\Delta\varphi_{ri\sin g}^T = (1 + L)2\pi - \varphi_{1N} + \varphi_{3N} \quad (188)$$

【 0 2 3 6 】

$\Delta\varphi_{ri\sin g}^T$ のどのような値が判定されても、これは、 1 N の最後の値に対応するゼロ交差と 3 N の最後の値に対応するゼロ交差との間のターゲットの位置の実際の変化を次式から判定するために使用可能である。

【数 8 0】

$$\Delta\varphi_{ri\sin g}^F = \left(s - \frac{1}{2} Acc \times \Delta\varphi_{ri\sin g}^T \right) \times \Delta\varphi_{ri\sin g}^T \quad (189)$$

式中、 s 及び Acc は、他方の測定回路（本例では測定回路 M）からのデータを使用して判定された速度値及び加速度値である。当該値は、 $\Delta\varphi_{ri\sin g}^N$ を判定するために使用される $\Delta\varphi_{ri\sin g}^F$ の値の変化に対して補正するために使用可能である。尚、以下の式が上述された。

【数 8 1】

$$\varphi_{1N} = 2\pi - \varphi_{ri\sin g}^N - \varphi_N^F \quad (190)$$

【数 8 2】

$$\varphi_{3N} = \varphi_N^F - \varphi_{ri\sin g}^N \quad (191)$$

【 0 2 3 7 】

50

従って、 $1N$ の測定値と比較して $3N$ の測定値における遅延を考慮するために、上記の式は次式になる。

【数 8 3】

$$\phi_{1N} = 2\pi - \phi_{rising}^N - \phi_N^F \quad (192)$$

【数 8 4】

$$\phi_{3N} = \left(\phi_N^F + \Delta \phi_{rising}^F \right) - \phi_{rising}^N \quad (193)$$

10

【0238】

しかし、更に複雑な問題が存在する。すなわち、polarity + 変調信号が使用される場合の $rising$ の値は polarity - 変調信号が使用される場合の $rising$ の値と同一でないことを本発明者等は発見した。これは、上述したように、双方の場合における AF_{out}^N 信号のみかけの周波数が若干異なり、増幅/フィルタリング回路網 83 により導入される位相シフトが周波数に依存するためである。更に詳細には、 AF_{out}^N の周波数が増加すると位相シフトは減少し、 AF_{out}^N の周波数が減少すると位相シフトは増加する。従って、変調周期 T_{mod} に対応する動作周波数 ω_0 周辺における当該依存性は、以下の無次元パラメータを使用して示すことができる。

【数 8 5】

20

$$q = - \frac{\left(\frac{\Delta \phi}{\pi} \right)}{\Delta \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (194)$$

【0239】

一般的な電子回路において、当該パラメータ q は 1 の値に近く、増幅/フィルタリング回路網 83 に対して設計されるフィルタの実効 Q (Q) に関する。当該パラメータ q は、増幅/フィルタリング回路 83 の所定の設計に対して正確に計算されてもよく、実験により測定されてもよい。

30

【0240】

従って、ターゲット 5 が一定の速度で移動していると仮定する場合、対応するターゲットの位相シフト ($\phi^F(t)$) を以下のように定義できる。

【数 8 6】

$$\phi_N^F(t) = \phi_{0,N}^F + s \times \left(\frac{2\pi t}{T_{mod}} \right) = \phi_{0,N}^F + s \times \omega_0 t \quad (195)$$

40

【0241】

従って、polarity + 変調信号が復調スイッチ 56 に印加される場合の測定回路 N からの出力は、次式により与えられる。

【数 8 7】

$$AF_{out}^N = V_0^N \sin(\omega_0 t + \phi + \phi_N^F(t)) = V_0^N \sin(\omega_0 t + \phi + \phi_{0,N}^F + s \times \omega_0 t) \quad (196)$$

【0242】

その結果、信号 AF_{out}^N の周波数は、 ω_0 から $(1+s)\omega_0$ に $s \times \omega_0$ の量を増加された。これにより、polarity + 変調信号が使用されている場合の $rising$

50

n_g に対する値を計算できる。

【数 8 8】

$$\varphi_{ri \sin g-}^N = \varphi_{ri \sin g}^N - \pi \times q \times s \quad (197)$$

【0 2 4 3】

同様に、polarit y - 変調信号が復調スイッチ 5 6 に印加される場合、測定回路 N からの出力は次式により与えられる。

【数 8 9】

$$AF_{out}^N = V_0^N \sin(\omega_0 t + \varphi - \varphi_N^F(t)) = V_0^N \sin(\omega_0 t + \varphi - \varphi_{0,N}^F - s \times \omega_0 t) \quad (198) \quad 10$$

【0 2 4 4】

その結果、信号 $AF_{No ut}$ の周波数は、 ω_0 から $(1 - s) \omega_0$ に $s \times \omega_0$ の量を減少された。これにより、polarit y - 変調信号が使用されている場合の n_g に対する値を計算できる。

【数 9 0】

$$\varphi_{ri \sin g-}^N = \varphi_{ri \sin g}^N + \pi \times q \times s \quad (199)$$

【0 2 4 5】

従って、 $1N$ の値及び $3N$ の値を合算することにより ($N_{ri \sin g}$ を判定する場合)、次式が得られる。 20

【数 9 1】

$$\begin{aligned} \varphi_{1N} + \varphi_{3N} &= (2\pi - \varphi_{ri \sin g-}^N - \varphi^{FN}) + ((\varphi^{FN} + \Delta\varphi_{ri \sin g}^F) - \varphi_{ri \sin g-}^N) \\ &= 2\pi - (\varphi_{ri \sin g-}^N + \varphi_{ri \sin g-}^N) + \Delta\varphi_{ri \sin g}^F \end{aligned} \quad (200)$$

【0 2 4 6】

ターゲット 5 が一定の速度で移動している場合、 $N_{ri \sin g+}$ の一部である $q \times s$ 値は、 $N_{ri \sin g-}$ の一部である $q \times s$ 値と相殺する。しかし、速度が $1N$ の測定値と $3N$ の測定値との間で変化した場合、これらの項は相殺しない。従って、 $1N$ の測定値と $3N$ の測定値との間の速度変化を s と定義する場合、次式のようになる。 30

【数 9 2】

$$\begin{aligned} \varphi_{1N} + \varphi_{3N} &= 2\pi - (\varphi_{ri \sin g+}^N + \varphi_{ri \sin g-}^N) - \Delta\varphi_{ri \sin g}^F \\ &= 2\pi - 2\varphi_{ri \sin g}^N + \Delta\varphi_{ri \sin g}^F - \pi \times q \times \Delta s \end{aligned} \quad (201) \quad 40$$

【0 2 4 7】

あるいは、一般的な運動方程式を使用して、次式のように書くことができる。

【数 9 3】

$$\varphi_{1N} + \varphi_{3N} = 2\pi - 2\varphi_{ri \sin g}^N + \Delta\varphi_{ri \sin g}^F - \pi \times q \times Acc \times \Delta\varphi_{ri \sin g}^T \quad (202)$$

【0 2 4 8】

このように、補償を要約すると、測定値処理部 19 は、 $1N + 3N$ を計算する。 $1N + 3N > 2$ の場合、 $1N + 3N$ の計算値から 2 が減算される。その後、測定値処理部 19 は、次式から $N_{ri \sin g}$ を計算する。 50

【数 9 4】

$$\varphi_{rising}^N = \pi - \left(\frac{\varphi 1N + \varphi 3N}{2} \right) + \frac{\Delta \varphi_{rising}^F}{2} - \frac{\pi \times q \times Acc \times \Delta \varphi_{rising}^T}{2} \quad (203)$$

【0 2 4 9】

測定値処理部 19 は、この N_{rising} の値を使用して、 $N_{rising-}$ の値を以下のように判定する。

【数 9 5】

$$\varphi_{rising-}^N = \varphi_{rising}^N + \pi \times q \times s \quad (204)$$

$$= \pi - \left(\frac{\varphi 1N + \varphi 3N}{2} \right) + \frac{\Delta \varphi_{rising}^F}{2} + \pi \times q \times \left(s - \frac{Acc \times \Delta \varphi_{rising}^T}{2} \right)$$

【0 2 5 0】

N_{rising} の値は、検出サイクルの度に、検出間隔 t_3 の間に取得された $1N$ 値及び $3N$ 値を使用して検出間隔 t_4 の間に更新される。測定値処理部 19 が検出間隔 t_4 、 t_5 及び t_6 の間の立ち上がりゼロ交差イベントを使用して精位置測定値を判定している場合、測定値処理部 19 は $N_{rising-}$ の瞬間値を使用してターゲットの位置 (F) を判定する。

【数 9 6】

$$\varphi_N^F = \varphi 3N + \varphi_{rising-}^N \quad (205)$$

$N_{rising-}$ 値 (及び F 値) に対する補正は、パラメータ q により説明される増幅 / フィルタリング回路網 83 の実際のプロパティに依存する。実際の実現例において、雑音を低減するために、速度に依存する N_{rising} の値を最初に平均することが有利である。その後、上述したように、ターゲットの速度に対する瞬間値 s を補正として使用して、 $N_{rising-}$ の瞬間値が計算される。

【0 2 5 1】

同様の動的補償が、立ち下がりゼロ交差イベントに対して実行される。特に、測定値処理部 19 は、検出間隔 t_3 の間に取得された測定値から $2N + 4N$ を計算する。 $2N + 4N > 2$ の場合、 $2N + 4N$ の計算値から 2 が減算される。その後、測定値処理部 19 は、次式から $N_{falling}$ を計算する。

【数 9 7】

$$\varphi_{falling}^N = \pi - \left(\frac{\varphi 2N + \varphi 4N}{2} \right) + \frac{\Delta \varphi_{falling}^F}{2} - \frac{\pi \times q \times Acc \times \Delta \varphi_{falling}^T}{2} \quad (206)$$

式中、 $T_{falling}$ は、検出間隔 t_3 の間に測定回路 N から取得された $2N$ に対する立ち下がりゼロ交差測定値と $4N$ に対する立ち下がりゼロ交差測定値との間の位相距離を表す。

【0 2 5 2】

測定値処理部 19 は、この $N_{falling}$ の値を使用して、 $N_{falling-}$ の値を以下のように判定する。

10

20

30

40

【数 9 8】

$$\begin{aligned} \varphi_{falling-}^N &= \varphi_{falling}^N + \pi \times q \times s \\ &= \pi - \left(\frac{\varphi 2N + \varphi 4N}{2} \right) + \frac{\Delta \varphi_{falling}^F}{2} + \pi \times q \times \left(s - \frac{Acc \times \Delta \varphi_{falling}^T}{2} \right) \end{aligned} \quad (207)$$

【0 2 5 3】

10

$N_{falling}$ の値は、検出サイクルの度に、検出間隔 t_3 の間に取得された $2N$ 値及び $4N$ 値を使用して検出間隔 t_4 の間に更新される。測定値処理部 19 が検出間隔 t_4 、 t_5 及び t_6 の間の立ち下がりゼロ交差イベントを使用して精位置測定値を判定している場合、測定値処理部 19 は $N_{falling}$ の瞬間値を使用してターゲットの位置 (F) を判定する。

【数 9 9】

$$\varphi_N^F = \varphi 4N + \varphi_{falling-}^N - \pi \quad (208)$$

【0 2 5 4】

20

従って、立ち上がりゼロ交差イベント及び立ち下がりゼロ交差イベントに対するデータに適用される補正は、互いに非常に類似する。双方の場合において、ターゲットの最終的な精位置情報 F_N は、測定値処理部 19 において更新の間に実行される計算の残りの待ち時間に対して更に補正可能である。特に、測定値処理部 19 が精位置情報を処理するためにかかる時間に関連する待ち時間が存在する。測定値処理部 19 は変調周期 (T_{mod}) の半分より短い時間で精位置測定値 F_N を計算する必要があることは図 24 から明らかである。どのような処理時間が必要でも、それは測定値処理部 16 により認識され、 $k \times T_{mod} / 4$ として定義可能である。 k は、事前に判定される係数である。従って、精位置測定値の判定された値を調節するために、測定値処理部は、処理時間の間のターゲット 5 の移動を考慮するために以下を計算する。

30

【数 1 0 0】

$$\varphi_{Ncomp}^F = \varphi_N^F + \frac{k \times \pi \times s}{2} \quad (209)$$

このターゲットの精位置情報は、可能な限り小さい動的誤差を有する。

【0 2 5 5】

以上の説明は、測定回路 N から取得されたデータに適用される動的補正に関する。測定回路 M から取得された測定値を補償するために、測定回路 N からの測定値から判定される速度測定値及び加速度測定値を使用することを除いて同様の動的補正が計算される。上述したように、ターゲット 5 の移動の結果、位相は 2 つの測定回路 N 及び M の出力の間で異なる方向に変化する。これは、若干異なる補償が測定回路 M から取得された測定値に適用されることを意味する。特に、検出間隔 t_1 の間、測定値処理部 19 は、検出間隔 t_6 の間に測定回路 M から取得された $1M$ 測定値及び $3M$ 測定値から補償値を計算する。

40

【数 1 0 1】

$$\varphi_{rising-}^M = \pi - \left(\frac{\varphi 1M + \varphi 3M}{2} \right) - \frac{\Delta \varphi_{rising}^F}{2} - \pi \times q \times \left(s - \frac{Acc \times \Delta \varphi_{rising}^T}{2} \right) \quad (210)$$

測定値処理部 19 は、検出間隔 t_1 、 t_2 及び t_3 の間の立ち上がりゼロ交差イベントから測定回路 M により取得された精位置測定値に当該補正を以下のように適用する。

50

【数 1 0 2】

$$\varphi_M^F = \frac{\pi}{2} - \left(\varphi_{3M} + \varphi_{rising-}^M \right) \quad (211)$$

【0 2 5 6】

同様に、検出間隔 t_1 の間、測定値処理部 19 は、検出間隔 t_6 の間に測定回路 M から取得された 2 M 測定値及び 4 M 測定値から補償値を計算する。

【数 1 0 3】

$$\varphi_{falling-}^M = \pi - \left(\frac{\varphi_{2M} + \varphi_{4M}}{2} \right) - \frac{\Delta\varphi_{falling}^F}{2} - \pi \times q \times \left(s - \frac{Acc \times \Delta\varphi_{falling}^T}{2} \right) \quad (212) \quad 10$$

測定値処理部 19 は、検出間隔 t_1 、 t_2 及び t_3 の間の立ち上がりゼロ交差イベントから測定回路 M により取得された精位置測定値に当該補正を以下のように適用する。

【数 1 0 4】

$$\varphi_M^F = \frac{\pi}{2} - \left(\varphi_{4M} + \varphi_{falling-}^M - \pi \right) \quad (213)$$

その後、測定値処理部 19 の計算時間に対する同一の補正を実行できる。

【数 1 0 5】

$$\varphi_{Mcomp}^F = \varphi_M^F + \frac{k \times \pi \times s}{2} \quad (214) \quad 20$$

【0 2 5 7】

上述した手順により、測定値処理部 19 は、測定回路 N 及び M が補助測定モードで動作していない時に測定する 4 つの別個の測定値 (φ_{3N} 、 φ_{4N} 、 φ_{3M} 及び φ_{4M}) を補正できる。いくつかの検知用途の場合 (ターゲットの大きい加速が発生する可能性の低い場合)、ターゲット 5 の加速度に関する補正は不要な場合があるが、速度が一定のターゲット 5 を扱うための説明した補正は、測定システムの動的誤差を減少するために重要である。

【0 2 5 8】

当業者には理解されるように、上記の解析的に導出された補正を使用する代わりに、単純な近似補正が以下のように判定されてもよい。

【数 1 0 6】

$$\varphi_{comp}^F = \varphi^F + A \times s \quad (215)$$

式中、係数 A は、測定値処理部 19 の出力及びインクリメンタル光学エンコーダ等の超高速高精度センサの出力の双方を使用して、異なる速度のターゲット 5 の多くの測定値を収集することにより実験により判定される。例えば係数 A は、ターゲット 5 の速度の異なる値における双方のセンサの出力の間の差分を最小化するために使用可能な補正用の最良線形適合として実験データから見つけることができる。そのような方法により、以下のような追加の係数を更に導入できる。

【数 1 0 7】

$$\varphi_{comp}^F = \varphi^F + K_0(\varphi^F) \times s + K_1(\varphi^F) \times Acc \quad (216) \quad 40$$

式中、値 $K_0(\varphi^F)$ 及び $K_1(\varphi^F)$ は、判定されたターゲットの位置に基づいてルックアップテーブルから判定され、ターゲット 5 の種々の位置、ターゲットの種々の速度及びターゲットの種々の加速度に対して収集された大量の実験データから判定される。そのようなルックアップテーブルへの関連する索引付けは、指標 i を使用して達成できる。

【数 1 0 8】

$$i = \text{round} \left(\frac{\varphi^F \times 256}{2\pi} \right) \quad (217)$$

【0 2 5 9】

そのようなルックアップテーブルに基づく補正は、上述した解析モデルにおいて考慮されない残りの問題を考慮できる。しかし、位相シフト falling 及び rising は電子機器の耐用年数にわたり変化する可能性があり、双方の位相シフトはターゲットの速度に更に依存する。そのため、単純なルックアップテーブル補正はシステムの動的誤差を減少しない。要望に応じて、粗検出導体 4 からの信号を使用するターゲット 5 の位置の計算に同様の動的補正を適用できる。この場合、ターゲットの速度及びターゲットの加速度を $1/NP$ に縮小する必要がある。NP は、粗検出コイルの 1 つの周期における精周期の数である。図 2 に示す検出コイルの場合、NP は 4 に等しい。

10

【0 2 6 0】

トリガ信号の動的補償

F の高速変化に関する動的補正は、 $CALC_trigger$ 信号のエッジの位置を微調整するために使用される $shift_CALC$ の値 (図 22 を参照して上述した) に対しても実現可能である。上述した $shift_CALC$ の値を計算するための式は、以下のように補正可能である。測定回路 N におけるゼロ交差に $CALC_trigger$ 信号を同期する場合、

20

【数 1 0 9】

If $\varphi_3 > \varphi_4$ (or $\varphi_1 > \varphi_2$)

$$shift_CALC = \left(\frac{\varphi_{lastN} + \varphi_{last-1N}}{2} \right) + \frac{\pi}{4} + \varphi_{shift} + \frac{3\pi}{2} \times s \quad (218)$$

あるいは、測定回路 M におけるゼロ交差に $CALC_trigger$ 信号を同期する場合、

【数 1 1 0】

30

$$shift_CALC = \left(\frac{\varphi_{lastM} + \varphi_{last-1M}}{2} \right) + \frac{\pi}{4} + \varphi_{shift} - \frac{3\pi}{2} \times s \quad (219)$$

測定回路 N におけるゼロ交差に $CALC_trigger$ 信号を同期する場合、

【数 1 1 1】

If $\varphi_3 < \varphi_4$ (or $\varphi_1 < \varphi_2$)

$$shift_CALC = \left(\frac{\varphi_{lastN} + \varphi_{last-1N}}{2} \right) - \frac{\pi}{4} + \varphi_{shift} + \frac{3\pi}{2} \times s \quad (220)$$

40

測定回路 M におけるゼロ交差に $CALC_trigger$ 信号を同期する場合、

【数 1 1 2】

$$shift_CALC = \left(\frac{\varphi_{lastM} + \varphi_{last-1M}}{2} \right) - \frac{\pi}{4} + \varphi_{shift} - \frac{3\pi}{2} \times s \quad (221)$$

測定回路 N 及び M に対する動的補正の符号の変化は、測定値 $3N$ 及び $4N$ が測定値 $3M$ 及び $4M$ に対して逆方向に変化していることに関係する。

【0 2 6 1】

50

同様に、測定回路Nが補助測定モードである時間周期の間に測定回路NにおいてADC変換をトリガするために使用されるADC_trigger信号の位相を更に正確に調節することもできる。例えば測定値処理部19は、polarity+変調信号が使用される時(図23に示す*i* = 5に対応する時間間隔の間)にshift_ADCが測定回路Nに対して更新される場合、shift_ADCNを以下のように補償できる。

【0262】

$$\begin{aligned} \text{shift_ADCN} = \\ \text{shift_ADC}_i - (F_{\text{Mendi} - 1} + (L + 1/2) * 2 * S - F_{\text{Mendi}}) \end{aligned} \quad (222) \quad 10$$

また、polarity-変調信号が使用される時(図23に示す*i* = 6に対応する時間間隔の間)にshift_ADCが測定回路Nに対して更新される場合、shift_ADCNを以下のように補償できる。

【0263】

$$\begin{aligned} \text{shift_ADCN} = \\ \text{shift_ADC}_i + (F_{\text{Mendi} - 1} + (L + 1/2) * 2 * S - F_{\text{Mendi}}) \end{aligned} \quad (223)$$

同様に、polarity+変調信号が使用される時(図23に示す*i* = 11に対応する時間間隔の間)にshift_ADCが測定回路Mに対して更新される場合、測定値処理部19はshift_ADCMを以下のように補償できる。

【0264】

$$\begin{aligned} \text{shift_ADCM} = \\ \text{shift_ADC}_i + (F_{\text{Nendi} - 1} + (L + 1/2) * 2 * S - F_{\text{Nendi}}) \end{aligned} \quad (224) \quad 20$$

また、polarity-変調信号が使用される時(図23に示す*i* = 12に対応する時間間隔の間)にshift_ADCが測定回路Mに対して更新される場合、測定値処理部19はshift_ADCMを以下のように補償できる。

【0265】

$$\begin{aligned} \text{shift_ADCM} = \\ \text{shift_ADC}_i - (F_{\text{Nendi} - 1} + (L + 1/2) * 2 * S - F_{\text{Nendi}}) \end{aligned} \quad (225) \quad 30$$

補正の符号の変化は、チャンネルNに対する3N及び4Nの移動方向に比較してチャンネルMにおける移動ターゲット5に対する3M及び4Mの移動方向が異なることに関連する。そのようなshift_ADCの新しい値は、ADC13が変調周期T_{mod}のエッジ近くでトリガされない上述した禁止帯を維持するために、更に補正される。

【0266】

隣接する測定値間の距離の安定化

40

上述したように、一方の測定回路が精位置測定値を計算し且つ他方が補助測定値を計算している場合、ターゲットの精位置情報は定期的に出力され、すなわち、変調周期(T_{mod})の半分毎に1回出力される。しかし、測定回路N及びMの役割が切り替えられる時、精位置測定値間の間隔が大きく変化する場合がある。そのように精位置測定値間の間隔の距離が変化することにより、ホストに対する問題が生じる。例えば位置センサが制御ループの一部を形成する場合、そのような測定値間のタイミングの変動は制御ループを不安定にする場合がある。測定回路N及びMの切り替え点における隣接する更新イベント間の距離を安定化する相対的に単純な方法を図23に示す測定回路の交差イベントに対して説明する。

【0267】

50

最初に、測定値処理部 19 は、測定回路の切り替えが発生した前の最後の $CALC_trigger$ イベントの位置を判定する。時間間隔 $i = 6$ と時間間隔 $i = 7$ との間の境界における pol_sw 制御信号により生成された割り込みにおいて、パラメータ $shift_CALC$ の新しい値を計算する前に、測定値処理部 19 は以下を判定する。

【数 113】

$$\begin{aligned} \text{If } shift_CALC < \pi, \text{ then } shift_CALC &= shift_CALC + \pi \\ \Delta trigger1 &= 2\pi - shift_CALC \end{aligned} \quad (226)$$

【0268】

測定値処理部 19 は、 pol_sw 信号のエッジによる割り込みイベントにおいてメモリ 17_1N から測定値処理部 19 に読み出された指標 $i = 6$ の時間間隔の間に測定されたデータ 3N 及び 4N を使用して、 $shift_CALC$ の新しい値を判定する。この $shift_CALC$ の新しい値を用いて、測定値処理部 19 は以下を判定する。

【数 114】

$$\begin{aligned} \Delta trigger2 &= shift_CALC \\ \text{If } \Delta trigger2 > \pi, \text{ then } \Delta trigger2 &= \Delta trigger2 - \pi \\ \text{If } \Delta trigger2 < \Delta\phi, \text{ then } \Delta trigger2 &= \Delta trigger2 + \pi \end{aligned} \quad (227)$$

式中、 $\Delta\phi$ は、更新された $CALC_trigger$ 制御信号の正のエッジ又は負のエッジに対する使用可能なトリガイイベントがタイマ 105_2 をリロードする時点の過度に近くに生成される場合、この時点の間は $CALC_trigger$ 制御信号に関連する割り込みが無効にされるため、当該トリガイイベントが完全に無視されるという問題を回避するために、ソフトウェアにおいて導入されるパラメータである。その後、測定値処理部 19 は以下を計算する。

【数 115】

$$\Delta trigger = \Delta trigger1 + \Delta trigger2 \quad (228)$$

$trigger > \pi/4$ の場合、測定値処理部 19 はタイマ 105_2 をリロードでき、以下の場合、割り込みを $CALC_trigger$ 制御信号の立ち上がりエッジに再設定できる。

【数 116】

$$\Delta\phi < shift_CALC < \pi + \Delta\phi \quad (229)$$

上記の式が当てはまらない場合、測定値処理部 19 は割り込みイベントを $CALC_trigger$ 制御信号の立ち下がりエッジに再設定できる。

【0269】

$trigger > \pi/4$ の場合、測定値処理部 19 は、先行の検出間隔において測定回路 N におけるゼロ交差に対して測定された追加のデータ点 N を導入する。これは、指標 $i = 6$ の時間間隔の間に測定され且つ pol_sw 信号のエッジによる割り込みイベントにおいてメモリ 17_1N から測定値処理部 19 にダウンロードされたデータ 3N 及び 4N に対する最後のデータ値の処理を開始する低優先度の割り込みを導入することにより達成可能である。当該データ点の処理は、最後の $CALC_trigger$ イベント ($i = 6$ の時間間隔の間に発生した) に関連するデータの処理が終了した直後に開始する。

【0270】

当該データ点の測定時点が早すぎることを考慮するために、以下の補正を導入することができる。

【0271】

10

20

30

40

50

$$F_{NComp} = F_N + (2 - N_{last}) * s \quad (230)$$

マイクロコントローラ 9 のリソースが最後の CALC__trigger イベント (i = 6 の時間間隔の間に発生した) に関連するデータの処理から解放されるまで当該割り込みが待機する必要がある時間を考慮するために、同一の値に対する別の補正を導入できる。
【数 117】

$$\text{If } 2\pi - \phi M_{last} < \frac{k\pi}{2}, \text{ then} \quad (231)$$

$$\phi_{Ncorr}^F = \phi_{NComp}^F + \left(\frac{k\pi}{2} - 2\pi + \phi M_{last} \right) \times s$$

10

式中、 $k/2$ は、測定値処理部 19 が CALC__trigger イベントにおける計算を実行するのに必要な時間 (T_{mod} の周期を基準とする) を示す。このように、測定値処理部 19 は CALC__trigger 信号のエッジと非同期に測定され且つ処理される生データを用いて、更なる計算点を導入できる。

【0272】

trigger / 4 の場合、i = 6 の先行の時間間隔からの測定データ点を追加する代わりに、測定値処理部 19 は、i = 7 に対応する次の時間間隔における第 1 のトリガイベントをスキップする。これは、CALC__trigger 信号に対する第 1 の割り込みイベントの極性を反転することにより達成される。従って、割り込みを再設定する場合、測定値処理部 19 は、shift_CALC < の場合、CALC__trigger 信号の立ち上がりエッジに当該割り込みを同期し、それ以外の場合、測定値処理部 19 は CALC__trigger 制御信号の立ち上がりエッジに割り込みイベントを再設定する。

20

【0273】

全ての例において、測定値処理部 19 は、上述のように、検出間隔 t_3 の間に精検出コイルに対して測定されたデータが更なる処理に対して用意できたことを識別するフラグを更に設定する。当該データの処理は、マイクロコントローラ 9 のリソースが他の割り込み要求の処理から解放された場合のみ実行される。

30

【0274】

切り替えイベントにおいて 1 つのデータ点を除去するか又は先行の検出間隔において測定されたデータ点を追加することにより、測定値処理部 19 は、切り替え点における隣接する更新間の最小距離を $/4 (T_{mod}/8)$ に維持し、切り替え点における隣接する更新間の最大距離を $5/4 (5T_{mod}/8)$ に維持する。隣接する更新間の通常の間隔は、(位相は変調周期 T_{mod} を基準とするため、 $T_{mod}/2$) に非常に近い。例えばコントローラが必要な制御動作を行えるように位置情報をフィードバックする制御ループの一部として位置センサが使用される場合、測定システムにおける隣接する更新間の更に安定した最大距離が重要である。

【0275】

40

動的補正 - 変動の除去

第 1 の実施形態と同様に、測定回路 N と M とを変更する場合、測定された精位置のジャンプにより、ホストに報告される出力に微変動が生じる場合がある。しかし、本実施形態において、位相測定値 $3N$ 、 $4N$ 、 $3M$ 及び $4M$ から判定される 4 つの異なる精位置が存在する。異なる測定値から導出された結果の切り替え点における微変動は、通常、上記で実行された補正により除去されなかった 4 つの測定値の各々における異なる系統誤差に起因する。それらの微変動を減少するためには、更なる校正手順を実行して、4 つの異なる精位置測定値の各々に対する残りの系統誤差のベースラインを判定する必要がある。

【0276】

50

測定値処理部 19 は、polarity - 変調信号が各測定回路 N 及び M に印加され且つ双方の測定回路が精検出コイル 6 からの信号を測定している場合に取得される精位置測定値を使用して、各測定値に適用される適切な補正を判定する。図 23 に示す切り替えの場合、これは、検出間隔 t_4 の間に測定値処理部 19 が、時間間隔 $i = 6$ の間に双方の測定回路 N 及び M から取得された測定値 (ϕ_{3N} 、 ϕ_{4N} 、 ϕ_{3M} 及び ϕ_{4M}) を処理して、各測定値に対する補正を判定することを意味する。同様に、検出間隔 t_1 の間、測定値処理部 19 は、時間間隔 $i = 12$ の間に双方の測定回路 N 及び M から取得された測定値 (ϕ_{3N} 、 ϕ_{4N} 、 ϕ_{3M} 及び ϕ_{4M}) を処理して、各測定値に対する補正を判定する。測定値処理部 19 は、それらの各補正の移動平均値を維持するように構成され、これらは検出間隔 t_1 及び t_4 の間に更新される。

10

【0277】

例えば検出間隔 t_4 の間、測定値処理部 19 は、以下の 4 つの精位置測定値を測定できる（前節において上述した方法で補正される）。

【数 118】

$$\phi_{3N}^F = \phi_{3N} + \phi_{ri\sin g-}^N + \frac{k \times \pi \times s}{2} \quad (232)$$

$$\phi_{4N}^F = \phi_{4N} + \phi_{falling-}^N - \pi + \frac{k \times \pi \times s}{2} \quad (233)$$

20

$$\phi_{3M}^F = \frac{\pi}{2} - (\phi_{3M} + \phi_{ri\sin g-}^M) + \frac{k \times \pi \times s}{2} \quad (234)$$

$$\phi_{4M}^F = \frac{\pi}{2} - (\phi_{4M} + \phi_{falling-}^M - \pi) + \frac{k \times \pi \times s}{2} \quad (235)$$

【0278】

上述したように、これら 4 つの精位置測定値は全て、各測定値における異なる系統誤差及びターゲット 5 が時間と共に移動することにより生じる動的变化のため、全て異なる。動的变化を除去するために、測定値処理部 19 は 4 つの ϕ^F の計算値の全てを変調周期 T_{mod} の始端に同期する。

30

【数 119】

$$\phi_{3N}^F = \phi_{3N}^F - \phi_{3N} \times s \quad (236)$$

$$\phi_{4N}^F = \phi_{4N}^F - \phi_{4N} \times s \quad (237)$$

$$\phi_{3M}^F = \phi_{3M}^F - \phi_{3M} \times s \quad (238)$$

40

$$\phi_{4M}^{FN} = \phi_{4M}^F - \phi_{4M} \times s \quad (239)$$

【0279】

シーケンス 3、4 において、大きい位相値の後に小さい位相値が存在し且つ小さい位相値が現在の変調サイクル T_{mod} の終端においてメモリ 17__1 に記録される最後の位相値である場合、これは、大きい位相値は先行の変調サイクル T_{mod} において記録されたものであり、当該位相値に対する更新は現在の変調サイクルにおいて収集されてい

50

いことを意味する。例えばこの状況は、この大きい値が先行の変調サイクルにおいて 2 に非常に近かったため、次の変調サイクルにおいて 0 に近い小さい値として検出される場合に発生する。従って、この特定の位相値に対するゼロ交差は現在の変調サイクルにおいて検出されない。この大きい位相値と φ^F の他の測定値とを同期する点から、測定値処理部 19 は、上記で計算された結果に $2 \times s$ の値を加算する。

【0280】

例えばシーケンス 3N、4N において、値 3N が 4N より大きい、4N が現在の周期の終端においてメモリ 17__1N に記録される最後のデータである場合、3N は先行の変調周期において記録されたものであり、そのため、上記の φ^F_{3N} に対する式の代わりに、測定値処理部 19 は次式を使用する。

10

【数120】

$$\varphi^F_{3N} = \varphi^F_{3N} + (2\pi - \varphi_{3N}) \times s \quad (240)$$

【0281】

同様に、シーケンス 3M、4M において、値 4M が 3M より大きい、3M が現在の周期 T_{mod} の終端においてメモリ 17__1M に記録される最後のデータである場合、4M は先行の変調周期において記録されたものであり、そのため、上記の φ^F_{4M} に対する式の代わりに、測定値処理部 19 は次式を使用する。

【数121】

$$\varphi^F_{4M} = \varphi^F_{4M} + (2\pi - \varphi_{4M}) \times s \quad (241)$$

20

【0282】

このように、各精位置測定値は現在の変調周期の始端に対応する同一時点に対して計算されているため、それらの間の全ての差分は異なる系統誤差に起因する。

【0283】

各チャネルにおける 1 つの系統誤差は、励起コイル 2 から各検出コイル 6 へのブレイクスルーオフセット及びこの誤差により別個の測定回路 N 及び M の各々において測定値に生じる僅かな違いに関連する。上述したように、当該ブレイクスルーオフセットは、測定回路 N を使用して取得された測定値において、次式を使用して補正可能である。

【数122】

30

$$\varphi^F_{Corr} = \arctan \left(\frac{\left(\sin(\varphi^F) - \frac{O^{FS} \times V^{EX}}{A_F} \right)}{\left(\cos(\varphi^F) - \frac{O^{FC} \times V^{EX}}{A_F} \right)} \right) \quad (242)$$

式中、 A_F は、測定回路において精検出コイルからの信号を測定する場合に取得される $A_{F_{out}}$ 信号のピーク間振幅であり、 V^{EX} は、励起基準信号が同一の測定回路において測定される場合の $A_{F_{outN}}$ 信号のピーク間振幅である。従って、4 つの精位置測定値の全ては、励起チャネルからの直接ブレイクスルーオフセットを除去するために、本方法で補正される。

40

【数 1 2 3】

$$\varphi_{Corr\ 3\ N}^F = \arctan \left(\frac{\left(\sin(\varphi_{3\ N}^F) - \frac{O_N^{FS} \times V_N^{EX}}{A_{FN}} \right)}{\left(\cos(\varphi_{3\ N}^F) - \frac{O_N^{FC} \times V_N^{EX}}{A_{FN}} \right)} \right) \quad (243)$$

$$\varphi_{Corr\ 4\ N}^F = \arctan \left(\frac{\left(\sin(\varphi_{4\ N}^F) - \frac{O_N^{FS} \times V_N^{EX}}{A_{FN}} \right)}{\left(\cos(\varphi_{4\ N}^F) - \frac{O_N^{FC} \times V_N^{EX}}{A_{FN}} \right)} \right) \quad (244)$$

$$\varphi_{Corr\ 3\ M}^F = \arctan \left(\frac{\left(\sin(\varphi_{3\ M}^F) - \frac{O_M^{FS} \times V_M^{EX}}{A_{FM}} \right)}{\left(\cos(\varphi_{3\ M}^F) - \frac{O_M^{FC} \times V_M^{EX}}{A_{FM}} \right)} \right) \quad (245)$$

$$\varphi_{Corr\ 4\ M}^F = \arctan \left(\frac{\left(\sin(\varphi_{4\ M}^F) - \frac{O_M^{FS} \times V_M^{EX}}{A_{FM}} \right)}{\left(\cos(\varphi_{4\ M}^F) - \frac{O_M^{FC} \times V_M^{EX}}{A_{FM}} \right)} \right) \quad (246)$$

【0 2 8 4】

これらの値を更に処理する前に、測定値処理部 19 は、いくつかの測定値において 2 ジャンプが生じている場合に各値をチェックする。例えば、上記で計算された測定値の中には、正だが 0 に近いものもあり、2 を若干下回るものもある。この 2 ジャンプを補正するために、測定値処理部 19 は、これら 4 つの解のうちの最小解 φ_{min}^F を見つけ、 $j = 3\ N$ 、 $4\ N$ 、 $3\ M$ 及び $4\ M$ として、補正された各精位置測定値 $\varphi_{corr(j)}^F$ をチェックする。

【数 1 2 4】

$$\text{If } (\varphi_{Corr(j)}^F - \varphi_{min}^F) > \pi, \text{ then } \varphi_{Corr(j)}^F = \varphi_{Corr(j)}^F - 2\pi \quad (247)$$

【0 2 8 5】

その後、測定値処理部 19 は、これらの 4 つの解のうちの最大解 φ_{max}^F 及び φ_{min}^F の新しい値を判定し、4 つの測定値の分散範囲を判定する。

【数 1 2 5】

$$\Delta_{max} = \varphi_{max}^F - \varphi_{min}^F \quad (248)$$

【0 2 8 6】

φ_{max}^F が閾値を上回る場合、これは、測定値に誤差が存在していることを示し、測定値処理部 19 は、誤差フラグを生成してホストインタフェース 21 へ出力し、 φ_{max}^F が別の閾値（第 1 の閾値と同一であってもよい）を下回るまで測定値の出力を停止する。測定値処理部 19 は、4 つの測定値の平均値を判定し、当該測定値からの各測定値の偏差を判定する。

【数 1 2 6】

$$\varphi_{mean}^F = \frac{1}{4}(\varphi_{Corr\ 3N}^F + \varphi_{Corr\ 4N}^F + \varphi_{Corr\ 3M}^F + \varphi_{Corr\ 4M}^F) \quad (249)$$

$$\Delta\varphi_{Corr\ 3N}^F = \varphi_{Corr\ 3N}^F - \varphi_{mean}^F \quad (250)$$

$$\Delta\varphi_{Corr\ 4N}^F = \varphi_{Corr\ 4N}^F - \varphi_{mean}^F \quad (251)$$

10

$$\Delta\varphi_{Corr\ 3M}^F = \varphi_{Corr\ 3M}^F - \varphi_{mean}^F \quad (252)$$

$$\Delta\varphi_{Corr\ 4M}^F = \varphi_{Corr\ 4M}^F - \varphi_{mean}^F \quad (253)$$

【0 2 8 7】

上記の偏差が計算されると、それらは補正值として格納され、異なる変調周期において取得される後続の対応する測定値に適用される。上述したように、測定値処理部 19 は、各検出間隔 t_1 及び t_4 の間に上記の偏差（補正）値を更新する（例えば、存在する可能性のある雑音をフィルタリングするために上記の偏差（ $\varphi_{corr(j)}^F$ ）の移動平均を維持することにより）。4つの可能な測定値の各々に対する最終的な補正を以下に示す。

20

【数 1 2 7】

$$\varphi_{3N}^F = \varphi_{3N} + \varphi_{ri\ sin\ g-}^N + \frac{k \times \pi \times s}{2} \quad (254)$$

$$\varphi_{Corr\ 3N}^F = \arctan \left(\frac{\left(\sin(\varphi_{3N}^F) - \frac{O_N^{FS} \times V_N^{EX}}{A_{FN}} \right)}{\left(\cos(\varphi_{3N}^F) - \frac{O_N^{FC} \times V_N^{EX}}{A_{FN}} \right)} \right) \quad (255)$$

30

$$\varphi_{Comp3N}^F = \varphi_{Corr3N}^F - \Delta\varphi_{Corr3N}^F \quad (256)$$

且つ / 又は

【数 1 2 8】

$$\varphi_{4N}^F = \varphi_{4N} + \varphi_{falling-}^N - \pi + \frac{k \times \pi \times s}{2} \quad (257)$$

$$\varphi_{Corr\ 4N}^F = \arctan \left(\frac{\left(\sin(\varphi_{4N}^F) - \frac{O_N^{FS} \times V_N^{EX}}{A_{FN}} \right)}{\left(\cos(\varphi_{4N}^F) - \frac{O_N^{FC} \times V_N^{EX}}{A_{FN}} \right)} \right) \quad (258)$$

10

$$\varphi_{Comp\ 4N}^F = \varphi_{Corr\ 4N}^F - \Delta\varphi_{Corr\ 4N}^F \quad (259)$$

且つ / 又は

【数 1 2 9】

$$\varphi_{3M}^F = \frac{\pi}{2} - (\varphi_{3M} + \varphi_{ri\ sin\ g-}^M) + \frac{k \times \pi \times s}{2} \quad (260)$$

20

$$\varphi_{Corr\ 3M}^F = \arctan \left(\frac{\left(\sin(\varphi_{3M}^F) - \frac{O_M^{FS} \times V_M^{EX}}{A_{FM}} \right)}{\left(\cos(\varphi_{3M}^F) - \frac{O_M^{FC} \times V_M^{EX}}{A_{FM}} \right)} \right) \quad (261)$$

$$\varphi_{Comp\ 3M}^F = \varphi_{Corr\ 3M}^F - \Delta\varphi_{Corr\ 3M}^F \quad (262)$$

且つ / 又は

30

【数 1 3 0】

$$\varphi_{4M}^F = \frac{\pi}{2} - (\varphi_{4M} + \varphi_{falling-}^M - \pi) + \frac{k \times \pi \times s}{2} \quad (263)$$

$$\varphi_{Corr\ 4M}^F = \arctan \left(\frac{\left(\sin(\varphi_{4M}^F) - \frac{O_M^{FS} \times V_M^{EX}}{A_{FM}} \right)}{\left(\cos(\varphi_{4M}^F) - \frac{O_M^{FC} \times V_M^{EX}}{A_{FM}} \right)} \right) \quad (264)$$

40

$$\varphi_{Comp\ 4M}^F = \varphi_{Corr\ 4M}^F - \Delta\varphi_{Corr\ 4M}^F \quad (265)$$

励起信号の位相調節

図 1 3 を参照して上述したように、多くの種類のレシオメトリックセンサの場合、ターゲットからの測定信号の位相と励起コイルから検出コイルにおいて直接誘導されたブレークスルーオフセット電圧の位相とは互いに等しい（あるいは、ラジアン離れている）。これは、例えばターゲットが金属又は短絡コイル等である場合に当てはまる。他の種類のセンサは、ターゲット 5 により検出コイルにおいて誘導される信号と励起コイルにより検

50

出コイルにおいて直接誘導されるブレークスルー信号とを90度位相シフトさせようとしてもよい。そのようなセンサの一例は、共振ターゲット誘導センサであり、当該センサにおいて、共振周波数においてターゲットの共振コイルにおける電流を更に90度位相シフトすることは、所望の信号と直接ブレークスルー信号との間の必要な位相シフトを達成するのに役立つ。そのような共振ターゲットセンサから可能な限り最良の性能を得るために、測定回路の正確な位相調整が実行される必要がある。以下に説明するように、そのような正確な位相調整により、測定回路網25は、励起コイル2に印加される励起信号により検出コイル4、6において誘導される直接ブレークスルーオフセット信号に対して直交する(90度位相シフトされる)ように復調クロック $ex_shifted$ の位相を正確に揃えることができる。

10

【0288】

この第5の実施形態において、そのような位相調整を実行するために、測定値処理部19は最初に、励起基準信号と復調クロック $ex_shifted$ との間の位相シフトを測定する。これは、互いに90度シフトされた2つの復調クロック ex_0 及び ex_90 を導入することにより達成される。図27に示すように、レシオメトリック測定値は、励起基準信号がマルチプレクサ57により常に選択されるような検出間隔で編成される。復調スイッチ56を介して多重化される2つの異なる入力を選択する代わりに、励起基準信号のみが復調スイッチ56の入力に印加され、2つの入力が多重化された時点で、2つの異なる復調クロック ex_0 又は ex_90 がクロック $ex_shifted$ として復調スイッチ56に印加される。このように、復調クロック ex_90 を用いて復調された V_{ref} を信号1とし、復調クロック ex_0 を用いて復調された V_{ref} を信号2とする2つのレシオメトリック信号が時間多重化されて混合される。復調クロック ex_90 を用いる信号 V_{ref} を復調することにより、振幅 $V_{ref} * \sin(\varphi^{Ref})$ が得られる。 φ^{Ref} は、入力された励起基準信号とクロック ex_0 との間の位相シフトである。復調クロック ex_0 を用いる信号 V_{ref} を復調することにより、振幅 $V_{ref} * \cos(\varphi^{Ref})$ が得られる。従って、増幅/フィルタリング回路網の入力における複合信号は以下に等しくなる。

20

【数131】

$$\begin{aligned} & V^{Ref} \sin(\varphi^{Ref}) \cos\left(\left[\frac{2\pi}{T_{mod}}\right]t\right) + V^{Ref} \cos(\varphi^{Ref}) \sin\left(\left[\frac{2\pi}{T_{mod}}\right]t\right) \\ & = V^{Ref} \sin\left(\left[\frac{2\pi}{T_{mod}}\right]t + \varphi^{Ref}\right) \end{aligned} \quad (266)$$

30

増幅/フィルタリング回路網83を通った後、信号は以下のようになる。

【数132】

$$AF_{out} = Gain \times V^{Ref} \sin\left(\left[\frac{2\pi}{T_{mod}}\right]t + \varphi^{Ref} + \varphi\right) = V_0^{Ref} \sin\left(\left[\frac{2\pi}{T_{mod}}\right]t + \varphi^{Ref} + \varphi\right) \quad (267)$$

40

【0289】

従って、上記の2つのクロックを使用して測定回路N又はMを介して励起基準信号を混合することにより、測定値処理部19は、測定回路N又はMの入力に印加された入力された高周波数の励起基準信号と同一の位相を有する(測定回路により導入される位相オフセット()が加えられて)はるかに低い中間周波数信号(変調周期 T_{mod} に対応する周波数である)を判定している。これにより、タイマ115を用いて位相を測定することが高周波数の基準信号の位相を直接測定するよりはるかに容易になる。その後、測定値処理部19は、polarity-変調信号が使用されている時に取得される AF_{out} の位相測定値と polarity+変調信号が使用されている時に取得される AF_{out} の位

50

相測定値とを使用して、 R_{ef} の値を判定する。 R_{ef} の値が2つの測定回路N及びMの各々において測定された後、測定値処理部19は、次式により平均値を判定する。

【数133】

$$\varphi_{mean}^{Ref} = \frac{(\varphi_N^{Ref} + \varphi_M^{Ref})}{2} \quad (268)$$

その後、測定値処理部19は、図14a及び図14bを参照して上述した手順と同様の方法で、比較器91に印加されるDAC電圧の値を制御するソフトウェアフィードバックループ(図13に示す)を使用して、当該値を所望の最適値 R_{opt}^{Ref} 近くに安定させる。

10

【0290】

センサの設計段階において、図13に示すインピーダンスZは、測定回路網25に対して提示される基準励起電圧が励起ブレークスルー信号に関してほぼ所望の最適な位相を有するように選択される必要がある。例えば基準励起信号の位相を直接ブレークスルー信号の位相に類似させることができる。直接ブレークスルー信号が共振ターゲット5により検出コイル4及び6において誘導された信号から約90度シフトされる場合、 R_{opt}^{Ref} 値も90度に近い。インピーダンスZの虚数部と実数部との相互作用により、センサ設計者は、検知チャネルにおける信号の実際の位相に影響を及ぼすことなく、 R_{opt}^{Ref} の位相を広い帯域内で調整できる。従って、最も正確なセンサ出力を達成する R_{opt}^{Ref} の最適値を選択できる。

20

【0291】

位相 R_{ef} の測定における誤差は、90度復調クロック ex_90 と0度復調クロック ex_0 との間の実際の位相シフトの不正確さが主な原因である。 ex_0 クロックと ex_90 クロックとの間の直交性のずれは、次式により与えられるとする。

【数134】

$$\varphi_{error}^{Ref} = \frac{\pi}{2} - (\varphi_{90}^{Ref} - \varphi_0^{Ref}) \quad (269)$$

その場合、基準信号を復調するために非直交クロックを使用することにより生じる R_{ef} の測定値の誤差は、以下に等しい。

30

【数135】

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{error}^{Ref} &= \varphi_{meas}^{Ref} - \varphi^{Ref} = \arctan\left(\frac{\sin(\varphi^{Ref} + \varphi_{error}^{Ref})}{\cos(\varphi^{Ref})}\right) - \varphi^{Ref} \\ &= \frac{\varphi_{error}^{Ref} \times (1 + \cos(2\varphi^{Ref}))}{2} \end{aligned} \quad (270)$$

40

【0292】

従って、 R_{ef} の測定値における絶対誤差 R_{error}^{Ref} を減少するためには、 R_{opt}^{Ref} 値が90度に近くなるように励起回路網においてインピーダンスZを調整するのが最適である。これにより、 R_{error}^{Ref} の値が相対的に大きくても、誤差 R_{error}^{Ref} は実質的に0に減少される。基本的に、この場合、励起信号の位相は、 ex_0 復調クロックを用いて測定された基準信号 V_{ref} が0に非常に近くなるように調整され、測定アルゴリズムは、図14を参照して第2の実施形態において説明したゼロ電圧調整を用いる方法に非常に類似する。

【0293】

R_{opt}^{Ref} の最適値を識別するために、測定値処理部19は、図26に示すプレー

50

クスルーオフセット測定モードに切り替えられてもよい。しかし、本例では、励起基準信号を選択する場合（すなわち、図26に示すin3制御信号が高い場合）、復調クロック $ex_shifted$ は、図28に更に示すように ex_0 復調クロックから ex_90 復調クロックに切り替えられる。これにより、測定値処理部は以下のレシオメトリック値を測定できる。

【数136】

$$Ratio1 = \frac{V^{FS}}{(V^{Ref} \sin(\phi^{Ref}))} \quad (271)$$

10

$$Ratio2 = \frac{V^{FC}}{(V^{Ref} \sin(\phi^{Ref}))} \quad (272)$$

$$Ratio3 = \frac{V^{CC}}{(V^{Ref} \sin(\phi^{Ref}))} \quad (273)$$

$$Ratio4 = \frac{V^{CC}}{(V^{Ref} \sin(\phi^{Ref}))} \quad (274)$$

20

【0294】

これらのレシオメトリック測定値は、ターゲット5が励起コイル2、並びに検出コイル4及び6の付近に存在しない状態で生成される必要がある。これらのレシオメトリック測定値のセットは、異なる値のDAC電圧を図13の励起回路網23に印加することにより生成され、それらは復調クロック ex_0 に関する励起信号 ex_clock の異なる位相に対応する。取得された全てのレシオメトリック解をDAC電圧の関数として示すことにより、異なる検出コイルの信号における直接ブレイクスルー信号が0値を通して符号の変化するDAC電圧の最適値 $DAC_optimum$ を見つけることができる。当然、実際のブレイクスルーオフセットが検出コイルの信号に存在しない場合、すなわち、センサの検出チャンネルが励起チャンネルと適切に均衡する場合、当該手順は成立しない。そのような場合、復調クロック ex_0 に関する ex_clock 信号の位相調整に対する更に敏感な応答を取得するために検出コイルと励起コイルとの均衡を壊すために、センサの励起コイル2の付近にいくつかの導電性物体を非対称に提供するのが適切である。マイクロコントローラ9は、チャンネルN及びMにおいて精検出コイルの信号における以下のブレイクスルーの値を減少するために、DAC電圧の値を半自動的に調整できる。

30

【数137】

$$Breakthrough = \sqrt{Ratio1_N^2 + Ratio2_N^2 + Ratio1_M^2 + Ratio2_M^2} \quad (275)$$

40

結果として得られる値 DAC_opt は、当該「ブレイクスルー」パラメータの大域的最小点に対応する。

【0295】

ブレイクスルーオフセット較正モードが終了すると、主測定モードにおいて、 DAC_opt の対応する値を図13の励起回路網に印加して Ref_opt の値が測定される。必要に応じて、 Ref_opt の値が90度に近くなるように、図13のZインピーダンスの実数部及び虚数部を調節できる。この場合、新しい Ref_opt 値を識別するために、 DAC_opt を見つける較正手順が再度繰り返される必要がある。

【0296】

同じ種類のセンサに対する機械的なセンサの構造及び電子機器の構造における全ての相

50

違に対して共通の基本 R_{ref_opt} を見つけるために、 R_{ref_opt} 値を判定するための同一の測定同様のセンサ又はセンサヘッド周辺の導電性物体の配置が異なる同一センサに対して実行できる。同じ種類のセンサ間のいかなる小さい違いにも関係なく、同じ種類のセンサの全てに対して同じ値の R_{ref_opt} を使用できる。 R_{ref_opt} の最終的に最適化されたターゲット値は、マイクロコントローラ 9 の主プログラムにおいて明示的に符号化されてもよく、あるいはマイクロコントローラ 9 の不揮発性メモリに格納されてもよい。主測定モードにおいて、位相 R_{ref} は、図 14 b に示すソフトウェアのフィードバックループを使用することにより、継続的に R_{ref_opt} に調整される必要がある。そのようなセンサは、図 25 及び図 28 に示すブレークスルーオフセット測定モードで実行するために特に設計された専用ハードウェア電子機器を備えることなく、更に製造可能である。これらのセンサは、励起コイルからのゼロブレークスルーオフセットに対する特定の再較正を行わずに動作できる。そのような場合、通常の動作モードの間、ブレークスルーオフセットに対するソフトウェア補償はソフトウェアにより適用されない。励起コイル 2 から主検出コイル 4、6 への直接ブレークスルーが相対的に低いレベルであることを保証するために、 R_{ref} の位相を R_{ref_opt} の値に調整することは継続的に実行される。

【0297】

しかし、センサの構造及び電子機器の構造に伴い R_{ref_opt} が変動する可能性があり、それにより僅かな未補償ブレークスルーが生じ、最も要求の高い用途においてセンサの精度に影響を及ぼす場合がある。センサ毎に R_{ref_opt} の値を再度調整することは、適切に均衡しているセンサに対して誤った調節を行う可能性があり、金属物体が後でセンサヘッドの周辺に配置される場合に発生するブレークスルーを除去できないため、明らかに不適切である。従って、ブレークスルーオフセットを補償するソフトウェアアルゴリズムにおいて使用するために、上記に示した $Ratio1$ 、 $Ratio2$ 、 $Ratio3$ 及び $Ratio4$ の値を判定する方が適切である。特に、測定値処理部 19 は、上述したのと同様の技術を使用して、直接ブレークスルーオフセットを除去できる。

【数138】

$$V_{corr}^{FS} = A_F \sin(\varphi^F) - O^{FS} \times V^{EX} \quad (276)$$

$$V_{corr}^{FC} = A_F \cos(\varphi^F) - O^{FC} \times V^{EX} \quad (277)$$

式中、 A_F は、精正弦検出コイル 6 - 1 及び精余弦検出コイル 6 - 2 からの信号が測定回路 51 内のマルチプレクサ 55 - 1 により選択される場合に取得される A_{F_out} 信号のピーク間振幅であり、 V^{EX} は、励起基準信号が測定回路 51 内のマルチプレクサ 57 により選択され且つ 2 つの別個の復調クロック ex_0 及び ex_90 が上述したように時分割多重化されて $ex_shifted$ 復調クロックとして使用される場合の A_{F_out} 信号のピーク間振幅である。従って、ブレークスルーが補正されたターゲット 5 の精位置は、次式から判定可能である。

【数139】

$$\varphi_{corr}^F = \arctan\left(\frac{V_{corr}^{FS}}{V_{corr}^{FC}}\right) = \arctan\left(\frac{\left(\sin(\varphi^F) - \frac{O^{FS} \times V^{EX}}{A_F}\right)}{\left(\cos(\varphi^F) - \frac{O^{FC} \times V^{EX}}{A_F}\right)}\right) \quad (278)$$

尚、この場合、振幅 V^{EX} は次式に等しい。

【数140】

$$V^{EX} = V_0^{Ref}$$

【 0 2 9 8 】

従って、係数 O^{FS} 及び O^{FC} は、励起コイル 2 と対応する正弦 / 余弦検出コイルとの間のブレークスルーに関して、以下のように書くことができる。

【 数 1 4 1 】

$$O^{FS} = \frac{B^{FS}}{V_0^{Ref}} = Ratio 1 \times \sin(\varphi^{Ref}) \quad (279)$$

$$O^{FC} = \frac{B^{FC}}{V_0^{Ref}} = Ratio 2 \times \sin(\varphi^{Ref}) \quad (280) \quad 10$$

同様に、粗ブレークスルーオフセット係数は以下のように書くことができる。

【 数 1 4 2 】

$$O^{CS} = \frac{B^{CS}}{V_0^{Ref}} = Ratio 3 \times \sin(\varphi^{Ref}) \quad (281)$$

$$O^{CC} = \frac{B^{CC}}{V_0^{Ref}} = Ratio 4 \times \sin(\varphi^{Ref}) \quad (283) \quad 20$$

【 0 2 9 9 】

従って、係数 O^{FS} 、 O^{FC} 、 O^{CS} 及び O^{CC} をブレークスルーオフセット較正モードの間に判定し、マイクロコントローラの不揮発性メモリ 29 に格納できる。励起信号 ex_clock と復調クロック ex_0 との間の位相差の能動的調整と、励起コイル 2 から検出コイル 4、6 への残りの小さいブレークスルーオフセットのソフトウェア補償とを組み合わせることにより、共振ターゲットセンサに対して最も均衡がとれたレシオメトリック測定値が提供される。そのような一実施形態において、測定チャンネルにおける適切に均衡する補償済み信号は、ターゲット 5 の位置により完全に判定される。

30

【 0 3 0 0 】

電荷注入

上述した第 5 の実施形態の残りの問題の 1 つは、測定回路 51 において使用される相対的に安価だが高速のマルチプレクサ 55、56 及び 57 の特性が理想を下回ることに関係する。センサが最高 105 の温度で動作できる必要のある産業用途のためにセンサの電子機器が設計される場合、適切なマルチプレクサの選択は更に制限される。マルチプレクサは、デジタル制御信号と入力アナログ信号との間に相対的に大きいクロストークを生じさせる場合があり、これにより、通常、マルチプレクサのオン / オフを切り替えるために使用される切り替え制御信号のエッジにおいて電圧スパイクが誘導される。アナログ信号とデジタル信号との間のそのようなクロストークの影響は相対的に小さいが、低振幅信号の測定又は高精度の達成を目的とする測定システムにとって重大な問題である。

40

【 0 3 0 1 】

測定回路網 25 内のマルチプレクサを切り替えるために使用される制御信号は、増幅 / フィルタリング回路網 83 の通過帯域内の周波数成分を含む場合があり、これは測定結果との干渉を発生させる場合がある。例えば復調信号の位相を制御するために使用される図 5 に示す $polarity$ 変調信号は、 T_{mod} 周期により定義される変調の周波数より 2 倍高い AC 周波数成分を有する (図 17 を参照)。同様の 2 倍周波数成分は、主測定モードにおいて使用される制御信号 $in1$ (図 17 を参照) 又はブレークスルーオフセット較正モードにおいて使用される制御信号 $in3$ (図 26 を参照) に存在する。不都合なことに、これは、測定回路 N 及び M において必要な入力信号を時分割多重化するために使用

50

されるマルチプレクサの集合が、同時に、増幅／フィルタリング回路網 8 3 の通過帯域内の周波数成分を提供する望ましくない A C 生成器として動作することを意味する。測定回路 N 及び M の差動性のため、それらの望ましくない信号はある程度減少される。しかし、測定回路 N 及び M にいくつかの相対的に単純な変更を加えることは、問題を取り除くのに役立つ。

【 0 3 0 2 】

特に、図 2 9 は、p o l a r i t y 変調信号が復調スイッチ 5 6 から除去されてフロントエンドマルチプレクサ 5 5 ' - 1 及び 5 5 ' - 2 に移動された変更された測定回路 5 1 ' を示す。それと同時に、i n 1、i n 2、i n 3 及び p o l a r i t y 制御信号を生成するために使用される m a s t e r クロック信号の立ち上がりエッジにおいて復調スイッチ 5 6 を増幅／フィルタリング回路 8 3 から短時間切断するために、復調マルチプレクサ 5 6 を制御する新しいイネーブル制御信号（図 3 0 に示す c h o p p e r ）が導入される。復調スイッチ 5 6 が増幅／フィルタリング回路 8 3 から切断される短時間のうちのいくつかにおいて、切り替えイベントがフロントエンドマルチプレクサ 5 5 ' 及び 5 7 において発生するが、c h o p p e r 制御信号により復調スイッチ 8 3 が切断されるため、切り替えイベントにより生じる雑音が増幅／フィルタリング回路 8 3 に到達することは阻止される。しかし、フロントエンドマルチプレクサ 5 5 ' 又は 5 7 において切り替えが実行されないが、通常の c h o p p e r 制御信号が依然として m a s t e r c クロック信号の立ち上がりエッジにおいて復調スイッチ 5 6 を増幅／フィルタリング回路 8 3 から切断し続ける時間がある。従って、マルチプレクサ 5 5 ' 及び 5 7 の切り替えによる増幅／フィルタリング回路 8 3 への電荷注入が行われない時に、c h o p p e r 制御信号による復調スイッチ 5 6 の切り替えにより増幅／フィルタリング回路 8 3 に電荷が注入されるため、この c h o p p e r 制御信号は一見、電荷注入を悪化させるように見える。実際、この代替の回路設計の測定回路 5 1 ' において使用されるマルチプレクサにおける切り替えに関連する電荷注入の総量は、c h o p p e r 制御信号の導入により増加される。しかし、この電荷注入信号の周波数スペクトルは高周波数に向けてシフトされる。特に、マスタークロック周波数における c h o p p e r 制御信号からの電荷注入に関連する復調スイッチ 5 6 の自己雑音のフーリエスペクトルに強いピークが存在し、復調制御信号 e x _ s h i f t e d は復調周波数において強いピークを同様に生じさせる。しかし、それらの周波数の双方は、増幅／フィルタリング回路 8 3 の帯域通過フィルタ 8 7 の高周波数コーナーから離れているため、測定回路 5 1 ' から出力される A F 。_{u t} 信号において強く抑制される。

【 0 3 0 3 】

図 3 0 及び図 3 1 は、この代替実施形態において使用される信号のうちのいくつかの一例を示す。本実施形態は、増幅／フィルタリング回路 8 3 の通過帯域内に望ましくない A C がマルチプレクサから生成されるのを止めるために、c h o p p e r 制御信号を使用する。図からわかるように、測定回路 5 5 ' を通る励起基準信号及び検出コイル 4、6 からの信号の必要な切り替えの全てを制御するために、制御信号 p o l a r i t y、i n 1、i n 2、i n 3 の同一のセットが使用される。c h o p p e r 制御信号を使用することの効果は、どの信号も増幅／フィルタリング回路 8 3 に接続されないタイムラインにおける間隙により示される。

【 0 3 0 4 】

自動利得制御

上述した実施形態は、増幅／フィルタリング回路 8 3 における利得が固定して動作する。しかし、いくつかのセンサ設計において、ターゲット 5 はセンサコイル 2、4 及び 6 から z 方向（図 2 のページの外側）に移動でき、その結果、検出コイル 4、6 における信号強度は約 1 0 倍変化する場合がある。別の一実施形態において、センサが大振幅から小振幅までの幅広い入力信号を用いて安定して動作するように、増幅／フィルタリング回路 8 3 の利得を変化させる。ターゲット 5 とセンサコイル 2、4 及び 6 との間に大きい空隙が存在する場合、可変利得区間により、増幅／フィルタリング回路 8 3 の利得は増加される。そのようなシステムの利得の調節は、検出サイクル T _ d c の第 1 の部分と第 2 の部分

との切り替えと同期して実行される必要がある（図 23 に示す）。利得の切り替えは、測定回路 N に対する第 1 の部分の始端又は / 及び測定回路 M に対する第 2 の部分の始端において行われる必要がある。このように、測定回路は、利得の変化の直後に補助測定の全サイクルを実行し、従って、各ゼロ交差イベント 3 及び 4 においてターゲットの位置（ F ）を更新する連続測定モードに切り替えられるまでに完全に再較正される。

【0305】

システムの利得の変化のダイナミックレンジは、最高利得設定及び最低利得設定の双方を用いて基準励起信号を測定するための条件により制限される。従って、システムの変利得に対する約 8 倍のダイナミックレンジが合理的な妥協点である。増幅 / フィルタリング回路 83 の利得を変更する決定アルゴリズムは、何らかの固有のヒステリシスを有する必要があり、精検出コイル 6 から取得される信号の測定値に関連する信号 A_F の測定されたピーク間振幅により制御される。

10

【0306】

第 6 の実施形態

上記の実施形態において、個々の測定回路の自己較正を実行し且つセンサ入力からの測定値出力の相対的に高い更新レートを提供できる測定システムを提供するために、2 つの独立した測定回路 51 - 1 及び 51 - 2、すなわち測定回路 N 及び測定回路 M が使用された。次に、3 つの独立した測定回路 51 を使用して測定値出力の更新レートを増加し且つ測定回路の較正も可能にする第 6 の実施形態を説明する。図 32 は、ターゲット（不図示）の位置を検知するために第 6 の実施形態において使用される位置センサ 1 の主な構成要素を概略的に示すブロック図である。図 1 と図 32 との比較からわかるように、本実施形態における位置センサ回路網は、本実施形態ではマイクロコントローラ 9 において通常見られる相対的に低速の（しかし安価な）3 チャネルデルタシグマ ADC である ADC 13 の動作を補助するために使用される追加のサンプル切り替え回路網ブロック 15 を有する。

20

【0307】

測定回路

図 33 は、本実施形態において使用される測定回路網 25 の設計を示す。測定回路網 25 は、各々が 1 つのセンサ入力からの測定値のみを提供する 2 つの測定回路 51 - 3（測定回路 N1 と呼ぶ）及び 51 - 4（測定回路 N2 と呼ぶ）と、全てのセンサ入力から受信して測定値を提供する 1 つの測定回路 51 - 5（測定回路 M と呼ぶ）とを有する。更に詳細には、測定回路 N1 は、センサ入力 1 + / 1 - において受信される精正弦センサ入力の測定値のみを取得し、測定回路 N2 は、センサ入力 2 + / 2 - において受信される精余弦センサ入力の測定値のみを取得し、測定回路 M は、全てのセンサ入力 1 + / 1 - 、2 + / 2 - 、3 + / 3 - 、4 + / 4 - 及び 5 + / 5 - から測定値を取得する。3 つの測定回路 51 からの出力はサンプル切り替え回路網 15 に入力され、測定値処理部 19（図 33 に示さない）による後続の処理のために ADC 13 によりデジタル測定値に変換される。

30

【0308】

以下に更に詳細に説明するように、測定回路網 25 は、センサ入力 1 + / 1 - の間に誘導される電圧 V^{FS} が測定回路 N1 及び測定回路 M によりほぼ同時に測定されることにより、マイクロコントローラ 9 が測定回路 N1 と測定回路 M との間のアナログ利得の差分を判定できるように設計される。同様に、測定回路網 25 は、センサ入力 2 + / 2 - の間に誘導される電圧 V^{FC} が測定回路 N2 及び測定回路 M によりほぼ同時に測定されることにより、マイクロコントローラ 9 が測定回路 N2 と測定回路 M との間のアナログ利得の差分を判定できるように設計される。これらの差分は共に、測定回路 N1 と測定回路 N2 との間の利得の差分の影響を除去することにより、2 つの異なる測定回路 N1 及び N2 から取得された測定値を使用してターゲットの位置の正確な判定（レシオメトリック計算

40

【数 1 4 3】

$$\varphi^F = \arctan(\hat{V}^{FS} / \hat{V}^{FC})$$

を使用する)を可能にするために使用可能である。

【0309】

以下の説明から明らかになるように、測定回路N1及びN2が異なるセンサ入力を切り替えないため、第6の実施形態は、上述した第1の実施形態と比較して、外部雑音及び内部雑音をはるかに多くフィルタリングできる。この点に関して、第6の実施形態は、増幅／フィルタリング回路網83の高周波数コーナーが中間変調周波数(polarity制御信号の周波数に等しい)に非常に近い相対的に低い値に設定される第5の実施形態に非

10

常に類似する。第5の実施形態と同様に、第6の実施形態は、polarity制御信号の各周期の間にレシオメトリック計算が複数回更新されるようにする。以下に説明する特定の例において、マイクロコントローラ9は、polarity制御信号の各周期の間に^Fのレシオメトリック計算を4回更新する。この更新レートは、第5の実施形態において達成される更新レートより2倍速いが、異なる一組のトレードオフを有する。本実施形態において達成される測定値の実際の分解能は、ADC13の絶対分解能により完全に判定される。第5の実施形態において達成される測定値の分解能は、更新レート周波数とマイクロコントローラ9内のタイマ105の収集レジスタのクロック周波数との比率により完全に判定される。現在利用可能なマイクロコントローラ9の一般的な性能を考慮すると、32kHz未満の更新レート周波数において、第5の実施形態は第6の実施形態より高

20

【0310】

図34は、本実施形態において使用される測定回路N1及びN2の好適な設計を示す。測定回路N1及びN2の各々は検出コイル4の一方からのセンサ信号のみを受信するため、第1の実施形態の測定回路25において使用された多重化スイッチ55は不要であり(図5を参照)、入力信号は復調スイッチ56に直接印加される。従って、測定回路N1において、センサ入力1+/1-からの精正弦信号が復調スイッチ56-3の入力に印加され、測定回路N2において、センサ入力2+/2-からの精余弦信号が復調スイッチ56-4の入力に印加される。上述のように、復調スイッチ56は、実際は、入力されたセンサ信号と、センサ信号を復調する成分(exshifted)及びセンサ信号を中間復調周波数に再変調する各polarity制御信号(polarity_N1/polarity_N2)を含む復調制御信号(demod_N1/demod_N2)とを乗算する。各復調スイッチ56から出力された信号は、各増幅／フィルタリング回路83(測定回路N1では83-3であり、測定回路N2では83-4である)に入力される。本実施形態における復調スイッチ56及び増幅／フィルタリング回路83の動作は、第1の実施形態とほぼ同一であり、更に説明しない。

40

【0311】

しかし、対応する復調スイッチ56の動作をオン/オフするために、追加の制御信号(測定回路N1に対するen_N1及び測定回路N2に対するen_N2)がマイクロコントローラ9により各測定回路N1及びN2に対して提供される。制御信号en_N1は、実際は、測定回路Mも通る精正弦センサ信号との時分割多重化を可能にするために、入力1+/1-における精正弦センサ信号を測定回路N1から切断するために使用される。同様に、制御信号en_N2は、実際は、測定回路Mも通る精余弦センサ信号との時分割多重化を可能にするために、入力2+/2-における精余弦センサ信号を測定回路N2から切断するために使用される。

【0312】

50

図35は、本実施形態において使用される測定回路Mの形態を示す。図35と図5とを比較することによりわかるように、測定回路Mは、実際はセンサ入力を測定回路Mから切断するために使用される制御信号 e_{n_M} が提供されることを除いて、第1の実施形態において使用される測定回路とほぼ同一である。 e_{n_M} 制御信号を e_{n_N1} 及び e_{n_N2} の逆にすることにより、測定回路Mが測定回路N1/N2と同時に精正弦センサ入力又は精余弦センサ入力からの信号を処理しようとすることから生じる衝突を回避できる。測定回路Mの残りの要素は第1の実施形態とほぼ同一であり、更に詳細に説明しない。

【0313】

サンプル切り替え回路網

図36は、図36にADC13-3、13-4及び13-5として示す3つの独立したADCチャネルを有する相対的に低速の3チャネルデルタシグマADC13と共に使用されるサンプル切り替え回路網15の好適な設計を示す。3つの測定回路からの信号(AF_out)は、対応するスイッチ151-3、151-4又は151-5の位置に依存して、2つのコンデンサC1及びC2の一方に格納される。本実施形態において、 $polarity$ 制御信号の周期の前半の間、信号 AF_out はコンデンサC1に格納され、 $polarity$ 制御信号の周期の後半の間、信号 AF_out はコンデンサC2に格納される。コンデンサを切り替える正確なタイミングは、測定回路N1に対する制御信号 $sample_swN1$ 、測定回路N2に対する制御信号 $sample_swN2$ 及び測定回路Mに対する制御信号 $sample_swM$ により制御される。これらの制御信号は、 $polarity$ 制御信号と同一の周期を有するが、対応する増幅及びフィルタリングされた信号 AF_out が最大値及び最小値である時点の近くでコンデンサC1及びC2の切り替えが行われるように位相シフトされる。このタイミングは、対応する増幅/フィルタリング回路83により導入される位相シフトに依存し、事前に実験により判定される。増幅/フィルタリング回路83において使用される電子構成要素の公差に起因する異なる測定回路51により導入される位相シフトの相違は、それにより実際は測定回路の相対利得が変化し、測定値処理部19による測定値の処理(以下に説明する)が測定回路51間の利得の相違の影響を除去するように設計されるため、問題でない。

【0314】

制御信号 $sample_swN1$ 、 $sample_swN2$ 及び $sample_swM$ は更に、どちらのコンデンサC1又はC2がスイッチ157-3、157-4及び157-5を介して対応するADCチャネル13-3、13-4又は13-5に接続されるかを制御する。スイッチ151及び157、並びに/又はそれらのスイッチからコンデンサC1及びC2への接続は、信号 AF_out がコンデンサC1に格納中である場合はコンデンサC2が対応するADCチャネル13-3、13-4及び13-5に接続され、信号 AF_out がコンデンサC2に格納中である場合はコンデンサC1が対応するADCチャネル13-3、13-4及び13-5に接続されるように構成される。

【0315】

図36に示すように、ADCチャネル13-3、13-4及び13-5はそれぞれ、制御信号 $ADC_triggerN1$ 、 $ADC_triggerN2$ 及び $ADC_triggerM$ によりトリガされる。本実施形態において、これらの制御信号は $sample_sw$ 制御信号の2倍の周波数を有し、i) 対応する切り替え回路151がコンデンサC1からC2に切り替わる度に、コンデンサC1に格納された電圧レベルがデジタル値に変換され、測定値処理部19による処理のためにメモリ17に格納され、ii) 対応する切り替え回路151がコンデンサC2からC1に切り替わる度に、コンデンサC2に格納された電圧レベルがデジタル値に変換され、測定値処理部19による処理のためにメモリ17に格納されるように、対応する $sample_sw$ 制御信号に対して位相遅延される。

【0316】

タイミングチャート及び信号の例

図37は、測定回路N1を制御するために使用される制御信号及び測定回路N1から出力される信号 AF_outN1 の一例を示すタイミングチャートである。特に、図37は

10

20

30

40

50

、制御信号 `ex_shifted`、`polarity_N1`、`demod_N1`、`en_N1`、`sample_swN1` 及び `ADC_triggerN1` を示す。図 37 からわかるように、`en_N1` 制御信号は、`polarity_N1` 制御信号の周波数の 4 倍の周波数を有し、`polarity_N1` 制御信号の立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジが `en_N1` 制御信号のエッジと一致するように `polarity_N1` 制御信号と位相を揃えられる（これは必須でない）。図 37 は更に、`sample_swN1` 制御信号が `polarity_N1` 制御信号と同一の周波数を有するが、`AF_outN1` 信号が最大値又は最小値である時点とほぼ同時に `sample_swN1` 制御信号の立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジが発生するように `polarity_N1` 制御信号に対して位相シフトされることを示す。`ADC_triggerN1` 制御信号は、`sample_swN1` 制御信号の 2 倍の周波数を有し、`sample_swN1` 制御信号の立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジの直後に立ち上がりエッジが発生するように位相が設定される。このように、`ADC` チャンネル 13 - 3 が `ADC_triggerN1` 制御信号の各立ち上がりエッジにおいて変換を行うようにトリガされる場合、`ADC` チャンネル 13 - 3 は、`AF_outN1` 信号の連続する正のピーク及び負のピークに対応する一連のデジタル値を出力する。

【0317】

図 37 からわかるように、`AF_outN1` 信号は上述した例より正弦波状でない。これは、`en_N1` 制御信号により生じる低周波数の高調波が原因である。しかし、信号波形は依然として、`polarity_N1` 制御信号の周期 (`T_modulation`) に対応する周期で周期的に変化しており、`AF_out` 信号のピークは `polarity_N1` 制御信号の各周期の間の同時点に現れるため、これは問題でない。上述したように、`AF_out` 信号のピーク振幅はターゲットの位置と共に略正弦波状に変化する。`ADC` 13 がピークの直前又は直後にサンプリングする場合、生じる誤差は対応する測定回路 51 の利得の相違として反映され、そのような利得の相違は以下に説明するように測定値処理部 19 により補償されるため、問題ない。

【0318】

図 38 は、他の 2 つの測定回路 N2 及び M を制御するために使用される制御信号の相対的タイミングを示す。図 38 に示すように、制御信号 `en_N2`（測定回路 N2 のオン/オフを制御するために使用される）は `en_N1` 制御信号と同一のタイミングを有する。このように、測定回路 N1 及び N2 は共にオン/オフにされる。測定回路 M のオン/オフを制御するために使用される制御信号 `en_M` は制御信号 `en_N1` / `en_N2` の逆であり、そのため、精正弦検出コイルからの信号が測定回路 M を通っている時に測定回路 N1 がオフにされ、精正弦検出コイルからの信号が測定回路 M を通っていない時に測定回路 N1 がオンにされ、精余弦検出コイルからの信号が測定回路 M を通っている時に測定回路 N2 がオフにされ、精余弦検出コイルからの信号が測定回路 M を通っていない時に測定回路 N2 がオンにされる。そのため、制御信号 `polarity_M`、`sample_swM` 及び `ADC_triggerM` は、制御信号 `en_N1` の周期のちょうど半分（換言すると、`polarity_N1` 制御信号の周期の 8 分の 1）シフトされる。

【0319】

システム全体の更新レートを最適化し且つ測定値処理部 19 による後続の処理を容易にするために、測定回路 N2 を制御するために使用される制御信号のタイムラインを測定回路 N1 を制御するために使用される制御信号に対してシフトするのが有利である。本実施形態において、図 38 に示すように、`en_N2` 制御信号は `en_N1` 制御信号と同一であるが、制御信号 `polarity_N2`、`sample_swN2` 及び `ADC_triggerN2` は `en_N2` 信号の 1 周期分シフトされる。このように、`AF_outN2` 信号の正のピーク及び負のピークは、`AF_outN1` 信号の正のピーク及び負のピークから極性変調周期の 4 分の 1 離れて発生する。制御信号をこのように構成することにより、`polarity_N1` 制御信号の周期毎にターゲットの位置の 4 つの更新が計算される。

【0320】

図39は、3つの測定回路51により出力されてもよい一般的な信号を示し、正のピーク及び負のピークの相対的タイミングを示す。本実施形態において使用される制御信号のタイミングを選択した結果、3つのADCチャンネル13-3、13-4及び13-5が3つの測定回路からの値を変換するタイミング（図39において矢印で示す）は、1つの変調周期において分散され、精正弦センサ信号の2つの測定値及び精余弦センサ信号の2つの測定値がpolarity制御信号の1周期において取得される。以下の説明から明らかになるように、新しい精正弦測定値又は新しい精余弦測定値が取得される度に、測定値処理部19はターゲットの位置情報を更新できる。図39は、測定値が測定回路Mから測定されるタイミングを更に示し、精正弦信号の測定値が測定回路Mから取得される度に、測定値処理部19は、測定回路N1と測定回路Mとの間の相対利得を較正するために使用される較正データを更新できる。同様に、精余弦信号の測定値が測定回路Mから取得される度に、測定値処理部19は、測定回路N2と測定回路Mとの間の相対利得を較正するために使用される較正データを更新できる。

10

【0321】

センサ入力の多重化

上述したように、全てのセンサ入力は、測定回路Mを介して時分割多重化される。図40は、制御信号in1_M、in2_M及びin3_Mを使用してこれが達成される方法を示すタイミングチャートである。図40に示さないが、各センサ信号は複数の周期に対して選択される（通常は、1つのセンサ入力から別のセンサ入力への切り替え後の測定回路Mにおけるアナログ信号の過渡緩和を可能にするために、polarity_M制御信号の少なくとも4周期に対して）。通常、（別のセンサ入力に切り替わる前の）測定回路Mからの最後の3つ又は4つの測定値のみが、センサ信号の中間レールレベル及び振幅を計算するために使用される。

20

【0322】

図40からわかるように、検出サイクルは6つの検出間隔（ $i = 1 \sim i = 6$ に対応する）を有し、 $i = 1$ に対応する検出間隔の間は精正弦コイルからの信号（入力1+/1-）が選択されて復調スイッチ56-5を通され、 $i = 2$ に対応する検出間隔の間は精余弦コイルからの信号（入力2+/2-）が選択されて復調スイッチ56-5を通され、 $i = 3$ に対応する検出間隔の間は粗正弦コイルからの信号（入力3+/3-）が選択されて復調スイッチ56-5を通され、 $i = 4$ に対応する検出間隔の間は粗余弦コイルからの信号（入力4+/4-）が選択されて復調スイッチ56-5を通され、 $i = 5$ 及び $i = 6$ に対応する検出間隔の間は基準信号（入力5+/5-）が選択されて復調スイッチ56-5を通される。基準信号（入力5+/5-）に対する2つの別個の測定は、基準信号の位相の正確な値を計算するために、exshifted信号に対する異なる位相、すなわちex_0信号及びex_90信号を用いて実行される。図14を参照して上述したように、この位相は、励起クロックex_clockの位相を調整するために使用される。測定回路Mを介するセンサ信号の多重化は、第1の実施形態において実行される多重化と同様であるため、詳細な説明を省略する。図40は、この時間の間、測定回路N1が精正弦センサ信号を取得しており、測定回路N2が精余弦センサ信号を取得していることを更に示す。

30

40

【0323】

測定値の処理

ピーク振幅の判定

新しいデジタル値がADCチャンネル13-3、13-4又は13-5のうちの1つにより変換されてメモリ17に格納される度に、測定値処理部19は、対応するAF_out信号のピーク振幅を更新する（且つ、ピーク振幅を計算するのに使用される中間レール電圧を更新する）。測定値処理部19は、当該測定回路51から取得された最後の3つの測定値 V_n 、 V_{n-1} 及び V_{n-2} を使用して、この処理を以下のように実行する。

【数 1 4 4】

$$\hat{V}_{midrail} = 1/2 * [V_{n-1} + 1/2(V_n + V_{n-2})] \quad (284)$$

要望に応じて、中間レール電圧の計算値における雑音を低減するために、この値を時間にわたり更に平均してもよい。その後、測定値処理部 19 は、対応する A F _ o u t 信号のピーク振幅を以下のように判定する。

【数 1 4 5】

$$\hat{V}_n = (-1)^k * (V_n - \hat{V}_{midrail}) \quad (285)$$

10

式中、 V_n は、当該測定回路 51 に対してメモリ 17 に格納された最新の測定値であり、係数 k の値は、A D C 13 が A F _ o u t 信号の最大値及び最小値を連続してサンプリングしていることを考慮するために、0 と 1 を循環する。

【0 3 2 4】

測定回路 M に対する測定回路 N 1 の較正

第 1 の実施形態と同様に、測定値処理部 19 は、ターゲットの位置 (F) を以下のように判定する。

【数 1 4 6】

$$\phi^F = \arctan(\hat{V}^{FS} / \hat{V}^{FC}) \quad (286)$$

20

式中、

【数 1 4 7】

$$\hat{V}^{FS}$$

は、精正弦センサから取得された最新の振幅測定値であり、

【数 1 4 8】

$$\hat{V}^{CS}$$

は、精余弦センサから取得された最新の振幅測定値である。精正弦振幅値及び精余弦振幅値が測定回路 N 1 及び N 2 により測定された値である場合、測定回路 N 1 が測定回路 N 2 と異なる利得を有するため、結果として得られる値は大きい雑音を含みやすい。従って、本実施形態において、測定値処理部 19 は、測定回路 M から取得された測定値を使用して、測定回路 N 1 及び N 2 からの測定値に適用される各利得補正（並びに、いくつかの例ではオフセット補正）を判定する。実際は、測定値処理部 19 は、測定回路 N 1 及び測定回路 N 2 の各々に対するマッピングを判定する。当該マッピングは、測定回路 M が測定値を生成した場合に出力される値になるように、測定回路 N 1 及び N 2 により生成された測定値を共通の測定回路（測定回路 M）にマッピングする。当然、測定回路 N 1 及び N 2 から取得された測定値を測定回路 M が生成した場合の測定値にマッピングする代わりに、測定回路 N 1 により生成された測定値を測定回路 N 2 により生成される測定値にマッピングするか又は測定回路 N 2 により生成された測定値を測定回路 N 1 により生成される測定値にマッピングするマッピングデータが判定されてもよい。しかし、上述したブレークスルー補正等の他の補正が可能になるため、測定回路 M へのマッピングが有利である。このマッピングが達成される方法を以下に更に詳細に説明する。

30

40

【0 3 2 5】

測定回路 N 1 と測定回路 M との間のマッピングを判定するために、測定値処理部 19 は、これら 2 つの測定回路により同一の入力信号に対して生成された測定値を収集して比較する。上述したように、 $i = 1$ に対応する検出間隔の間、測定回路 M は精正弦入力 $1 + / 1 -$ から測定値を取得するように構成される。これらの測定値は、測定回路 N 1 から取得された測定値と時分割多重化される（e n _ N 1 制御信号及び e n _ M 制御信号により）。図 39 からわかるように、p o l a r i t y 変調信号の 1 周期の間、測定回路 N 1 から

50

の測定値は時間 t_0 及び t_4 に取得され、測定回路 M からの測定値は時間 t_1 及び t_5 に取得される。 t_0 と t_4 との間にターゲットの位置が変化しないか又は一定の速度で変化すると仮定する場合、測定値処理部 19 は、測定回路 N 1 が時間 t_1 に測定値を生成した場合に判定されたとする値の近似を次式から判定できる。

【数 1 4 9】

$$\hat{V}_{N1}^{FS} = \frac{1}{4} V_n^{FS} + \frac{3}{4} \hat{V}_{n-1}^{FS} \quad (287)$$

式中、

【数 1 5 0】

$$\hat{V}_n^{FS}$$

10

は、時間 t_4 に測定回路 N 1 から取得された測定値であり、

【数 1 5 1】

$$\hat{V}_{n-1}^{FS}$$

は、時間 t_0 に測定回路 N 1 から取得された測定値である。

【0 3 2 6】

測定値

【数 1 5 2】

20

$$\hat{V}_{N1}^{FS}$$

及び

【数 1 5 3】

$$\hat{V}_M^{FS}$$

(時間 t_1 に測定回路 M から取得された測定値に対応する) の対は、循環メモリ (メモリ 17 の一部を形成する) に書き込まれる。そのような測定値の最新の対を集めてグループ化する (較正セットとして) ことにより、測定値処理部 19 は、2 つの測定回路から取得された測定値をマッピングする最適線を見つけることができる。

30

【数 1 5 4】

$$\hat{V}_M^{FS} = K_{N1}^{FS} * \hat{V}_{N1}^{FS} + Off_{N1}^{FS} \quad (288)$$

【数 1 5 5】

$$\hat{V}_M^{FS}$$

の値が大きい場合、マッピングが

【数 1 5 6】

$$K_{N1}^{FS}$$

40

の値のみにより定義されるように、

【数 1 5 7】

$$Off_{N1}^{FS}$$

の値を 0 に設定できる。このマッピング式を用いることにより、測定値処理部 19 は、測定回路 M が別のセンサ入力を測定している時でも、測定回路 N 1 から取得された精正弦信号の新しい測定値を測定回路 M から取得される測定値に変換できる。更に、次の検出サイクルにおいて、測定回路 M が精正弦センサ入力からの信号を再度測定する場合、測定値

【数 1 5 8】

$$\hat{V}_{N1}^{FS}$$

及び

【数 1 5 9】

$$\hat{V}_M^{FS}$$

の別の対が校正セットに追加され（最も古い対がセットから破棄され）、

【数 1 6 0】

$$K_{N1}^{FS}$$

10

の値が以下のように更新される。

【数 1 6 1】

$$K_{N1}^{FS} = \sum \hat{V}_{N1}^{FS} * \hat{V}_M^{FS} / \sum (\hat{V}_{N1}^{FS})^2; \text{Off}_{N1}^{FS} = 0; \quad (289)$$

ここで、校正セット内の全ての測定値対が合計される。通常、

【数 1 6 2】

$$K_{N1}^{FS}$$

の値における雑音の低減と高速で移動するターゲット 5 に対して信号振幅が急速に変化している場合にマッピングデータを高速で更新するという要求とのトレードオフを達成するために、測定値

20

【数 1 6 3】

$$\hat{V}_{N1}^{FS}$$

及び

【数 1 6 4】

$$\hat{V}_M^{FS}$$

の最新の対のうち最大 1 6 個の対が校正手順において使用される。

30

【0 3 2 7】

測定値

【数 1 6 5】

$$\hat{V}_{N1}^{FS}$$

及び

【数 1 6 6】

$$\hat{V}_M^{FS}$$

の振幅が第 1 の閾値 V_{thr1} を下回る場合、測定値処理部 1 9 は

40

【数 1 6 7】

$$K_{N1}^{FS}$$

の値を一定に維持し、その代わりに、校正データセットを使用して、オフセット値

【数 1 6 8】

$$\text{Off}_{N1}^{FS}$$

に対する最適値を次式により見つける。

【数 1 6 9】

$$Off_{N1}^{FS} = 1/u * \sum (\hat{V}_M^{FS} - K_{N1}^{FS} * \hat{V}_{N1}^{FS}) \quad (290)$$

【0 3 2 8】

式中、u は校正データセット内の測定値対の数である。

【数 1 7 0】

$$\hat{V}_{N1}^{FS}$$

及び

【数 1 7 1】

$$\hat{V}_M^{FS}$$

の測定値の振幅が増加して第 2 の閾値 V_{thr2} (第 1 の閾値より大きい) を上回ると、

【数 1 7 2】

$$K_{N1}^{FS}$$

の値が最良線形適合による方法により再度更新され、

【数 1 7 3】

$$Off_{N1}^{FS}$$

の値が再度 0 に設定される。このように、測定値

【数 1 7 4】

$$\hat{V}_{N1}^{FS}$$

及び

【数 1 7 5】

$$\hat{V}_M^{FS}$$

の対の殆どが 0 に近い校正データセットに対して、

【数 1 7 6】

$$K_{N1}^{FS}$$

の計算値に対する大きい動的誤差を低減できる。第 1 の閾値 V_{thr1} の一般的な値は、ADC13 に印加される基準電圧の 5 % であり、第 2 の閾値 V_{thr2} の一般的な値は、ADC13 に印加される基準電圧の 8 % である。

【0 3 2 9】

高速で移動するターゲットの場合、振幅と閾値を比較するのではなく、測定値処理部 19 は、以下の条件が満たされるまで係数

【数 1 7 7】

$$K_{N1}^{FS}$$

の値を更新し続けることにより、

【数 1 7 8】

$$K_{N1}^{FS}$$

を固定して最適なオフセット値 (

【数 1 7 9】

$$Off_{N1}^{FS}$$

) を探し始める時を判定してもよい。

10

20

30

40

50

【数 1 8 0】

$$\sum (\hat{V}_{N1}^{FS})^2 < u * (\hat{V}_{thr1})^2 \quad (291)$$

これは、最後の測定値が第 1 の閾値 V_{thr1} を下回る場合でも較正データセット内の先行の値の殆どが第 1 の閾値 V_{thr1} を十分に上回る可能性が高く、依然として係数

【数 1 8 1】

$$K_{N1}^{FS}$$

の値を更新する方がよいためである。しかし、較正セット内の全ての測定値が第 1 の閾値 V_{thr1} を下回った場合、

【数 1 8 2】

$$K_{N1}^{FS}$$

を固定して最適なオフセット値

【数 1 8 3】

$$Off_{N1}^{FS}$$

を探す方が適切になる。

【0 3 3 0】

20

図 4 1 は、

【数 1 8 4】

$$\hat{V}_{N1}^{FS}$$

及び

【数 1 8 5】

$$\hat{V}_M^{FS}$$

の測定値が異なる較正セット 1 6 1 及び 1 6 3 内で異なる様子を示すグラフである。測定値 1 6 1 の場合、測定値処理部 1 9 は、オフセット

30

【数 1 8 6】

$$Off_{N1}^{FS}$$

を 0 に設定し、較正セット 1 6 1 内の測定値対に最も適合する

【数 1 8 7】

$$K_{N1}^{FS}$$

の値を探す。しかし、較正セット 1 6 3 内の測定値対の場合、測定値の振幅が第 1 の閾値 V_{thr1} を下回るため、

【数 1 8 8】

40

$$K_{N1}^{FS}$$

の値は現在の値に固定され、測定値処理部 1 9 は較正セット 1 6 3 に最も適合するオフセット

【数 1 8 9】

$$Off_{N1}^{FS}$$

の値を判定する。

【0 3 3 1】

測定回路 M に対する測定回路 N 1 の較正

50

測定回路Mに対する測定回路N2により生成された測定値の較正は同様であるが、2つの測定チャンネルにおける測定値の相対的タイミングにより、小さい変更が必要とされる。特に、測定回路N2からの精余弦信号の測定値は時間 t_2 及び t_6 に取得され、測定回路Mでは時間 t_5 に取得される。時間 t_5 の方が測定回路N2からの最新の測定値に近いため、測定回路N2が時間 t_5 に測定値を生成した場合に判定されたい値の近似は、次式から判定される。

【数190】

$$\hat{V}_{N2}^{FC} = \frac{3}{4}V_n^{FC} + \frac{1}{4}\hat{V}_{n-1}^{FC} \quad (292)$$

10

式中、

【数191】

$$\hat{V}_n^{FC}$$

は、時間 t_6 に測定回路N2から取得された測定値であり、

【数192】

$$\hat{V}_{n-1}^{FC}$$

は、時間 t_2 に測定回路N2から測定された測定値である。

【0332】

20

上述したように、測定値処理部19は、そのような測定値（

【数193】

$$\hat{V}_{N2}^{FC}$$

及び

【数194】

$$\hat{V}_M^{FC}$$

）の最新の対を集めてグループ化し（較正セットとして）、2つの測定回路から取得された測定値をマッピングする最適線を次式のように見つける。

30

【数195】

$$\hat{V}_M^{FC} = K_{N2}^{FC} * \hat{V}_{N2}^{FC} + Off_{N2}^{FC} \quad (293)$$

【0333】

上述したように、測定値の振幅が第2の閾値より大きい場合、オフセット

【数196】

$$Off_{N2}^{FC}$$

は0に設定されてもよく、測定値の振幅が第1の閾値を下回る場合、利得項

【数197】

40

$$K_{N2}^{FC}$$

は固定されてもよい。

【0334】

測定値の更新

図39に示すように、polarity制御信号の各周期の間、測定回路N1は時間 t_0 及び t_4 に V^{FS} の新しい測定値を生成し、測定回路N2は時間 t_2 及び t_6 に V^{FC} の新しい測定値を生成する。これらの測定値のうちの1つが使用可能になる度に、測定値処理部は、最初に格納済みマッピングデータを使用して新しい測定値を測定回路Mにマッピングすることにより、ターゲットの位置（ θ^F ）を更新できる。新しい測定値が測定回

50

路 N 1 からである場合、以下の格納済みマッピングデータを使用する。

【数 1 9 8】

$$\hat{V}_{corr}^{FS} = K_{N1}^{FS} * \hat{V}^{FS} + Off_{N1}^{FS} \quad (294)$$

あるいは、新しい測定値が測定回路 N 2 からである場合、以下の格納済みマッピングデータを使用する。

【数 1 9 9】

$$\hat{V}_{corr}^{FC} = K_{N2}^{FC} * \hat{V}^{FC} + Off_{N2}^{FC} \quad (295)$$

10

その後、逆正接関数を使用して、ターゲットの位置を判定する。

【数 2 0 0】

$$\varphi^F = \arctan(\hat{V}_{corr}^{FS} / \hat{V}_{corr}^{FC}) \quad (296)$$

【 0 3 3 5】

これにより、位置の更新を p o l a r i t y 制御信号の周期毎に 4 回取得できる。

【 0 3 3 6】

動的誤差の補正

値 V^{FS} 及び V^{FC} が異なる瞬間に測定されるため、ターゲット 5 の判定される位置は、低速で移動するターゲットの場合は位置を正確に反映するが、高速で移動するターゲット 5 の場合は重大な動的誤差を有する。この動的誤差を補正するために、測定値処理部 1 9 は、 φ^F の値の 2 つの別個の変化率を判定する。一方の変化率は、測定値 V^{FS} が V^{FC} の測定の前に取得される場合に取得される位置の更新から導出される。

20

【 0 3 3 7】

$$\varphi_{12}^F = \varphi_n^F - \varphi_{n-2}^F \quad (297)$$

他方の変化率は、測定値 V^{FC} が V^{FS} の測定の前に取得される場合に取得される位置の更新から導出される。

【 0 3 3 8】

$$\varphi_{21}^F = \varphi_{n-1}^F - \varphi_{n-3}^F \quad (298)$$

30

これらの 2 つの値 φ_{12}^F 及び φ_{21}^F は、速度パラメータを取得するために更に平均可能である。

【数 2 0 1】

$$s = \frac{\Delta\varphi_{12} + \Delta\varphi_{21}}{2} \quad (299)$$

【 0 3 3 9】

この速度パラメータは、計算された位相 φ^F の平均変化率を表すため、ターゲット 5 の移動速度に正確には等しくない。しかし、計算された位相 φ^F がターゲット 5 の位置に関して略線形であるため（図 2 を参照）、測定された位相の変化率はターゲットの位置の変化率（＝速度）に略比例する。

40

【 0 3 4 0】

V^{FC} の前に取得される V^{FS}

従って、測定値 V^{FC} が測定回路 N 2 から取得される前に測定回路 N 1 から取得される測定値 V^{FS} を使用してターゲットの位置情報が判定される場合、ADC 1 3 から取得された生データを使用して測定値処理部 1 9 により判定されるピーク間電圧測定値は、以下のように書くことができる。

【数 2 0 2】

$$\hat{V}_{corr}^{FS} = A_F \sin[\varphi^F - s/2] \quad (300)$$

$$\hat{V}_{corr}^{FC} = A_F \cos \varphi^F \quad (301)$$

上記の式から、測定値処理部 19 は φ^F に以下の補償を適用する必要があることがわかる。

【数 2 0 3】

$$\varphi_{comp}^F = \varphi^F + \frac{s}{4}(1 + \cos 2\varphi^F) \quad (302)$$

10

【0 3 4 1】

式からわかるように、 φ^F に適用される補償は φ^F の値に依存し、従って、検出コイル 4 に対するターゲット 5 の位置に依存して異なる補償が実行される。連続する時間に取得された測定値を使用するため、この補償は、ターゲット 5 の判定された位置の動的誤差を大幅に減少できる（50 倍も）。粗スケール及び精スケールにおける周期数の比率に従って減少された速度パラメータを使用して、粗位置測定値に対する同様の動的補償を実行できる。

【0 3 4 2】

V^{FS} の前に取得される V^{FC}

20

測定値 V^{FS} が測定回路 N 1 から取得される前に測定回路 N 2 から取得される測定値 V^{FC} を使用してターゲットの位置情報が判定される場合、ADC 13 から取得された生データを使用して測定値処理部 19 により判定されるピーク間電圧測定値は、以下のように書くことができる。

【数 2 0 4】

$$\hat{V}_{corr}^{FC} = A_F \cos[\varphi^F - s/2] \quad (303)$$

$$\hat{V}_{corr}^{FS} = A_F \sin \varphi^F \quad (304)$$

上記の式から、測定値処理部 19 は φ^F に以下の補償を適用する必要があることがわかる。

30

【数 2 0 5】

$$\varphi_{comp}^F = \varphi^F + \frac{s}{4}(1 - \cos 2\varphi^F) \quad (305)$$

【0 3 4 3】

このように、2 つの精検出コイルからの信号が測定回路 N 1 及び N 2 により測定される順序に依存して、異なる補償が実行される。この動的補償は、算術により計算されてもよく、あるいは、計算を高速化するために、事前に判定されてルックアップテーブルに格納されてもよい。例えば補償は、どちらの信号 V^{FS} 又は V^{FC} が最初に測定されるかに依存して、次式から判定可能である。

40

【数 2 0 6】

$$\varphi_{comp}^F = \varphi^F + s * K_{12}(\varphi^F) \quad \text{or} \quad (306)$$

$$\varphi_{comp}^F = \varphi^F + s * K_{21}(\varphi^F) \quad (307)$$

K_{12} 及び K_{21} の値は、テーブルに対する指標を判定するために例えば以下のように φ^F を使用して、ルックアップテーブルから判定される。

【数 2 0 7】

$$index = round\left(\frac{\varphi^F \times 1024}{2\pi}\right) \quad (308)$$

この場合、ルックアップテーブルの長さは 1 0 2 4 であり、1 つの列が係数 K_{12} であり、別の列が係数 K_{21} である。このルックアップテーブルは、動的補正データ 3 1 の一部としてマイクロコントローラ 9 の不揮発メモリに格納される。ルックアップテーブル内の異なるエントリに対する K_{12} 及び K_{21} の値は、次式から事前に判定可能である。

【数 2 0 8】

$$K_{12}(j) = \frac{1}{4} * \left[1 + \cos\left(\frac{4\pi * j}{1024}\right) \right] \quad (309)$$

$$K_{21}(j) = \frac{1}{4} * \left[1 - \cos\left(\frac{4\pi * j}{1024}\right) \right] \quad (310)$$

【0 3 4 4】

あるいは、係数 K_{12} 及び K_{21} は、ターゲットの異なる移動速度における φ^F に対する生の結果と実際の位置 φ_{true}^F との間の最良線形適合を見つけることにより、実験から判定可能である。

【数 2 0 9】

$$\varphi_{true}^F = \varphi^F + s * K_{12}(\varphi^F) \quad \text{or} \quad (311)$$

$$\varphi_{true}^F = \varphi^F + s * K_{21}(\varphi^F) \quad (312)$$

最良線形適合は、値 V^{FS} が最初に測定された場合のデータセットに対して (K_{12} に対して) 別個に実行され、値 V^{FC} が最初に測定された場合のデータセットに対して (K_{21} に対して) 別個に実行される。係数 K_{12} 及び K_{21} に対する適切な値が見つかったら、係数はマイクロコントローラ 9 のメモリ内のルックアップテーブルに格納され、測定値処理部 1 9 により計算された生のターゲット位置データ (φ^F) を補正するために使用される。

【0 3 4 5】

上記の位相測定値に対する動的調節は、位相測定値 φ^F が一定であるか又はほぼ一定の変化率で変化しているという妥当な仮定に基づいて実行された。この方法は、動的誤差に対する可能な限り最良の補償を提供するが、AF__outN1 信号及び AF__outN2 信号の振幅の変化率が一定であるというあまり現実的でない仮定に基づいて動的誤差を調節する可能性がある。実際、AF__out 信号の振幅はターゲットの位置の正弦波関数に従って変化しており、従って、一定速度で移動しているターゲットに対して非線形に変化しているため、不正確な補正が提供される。しかし、この方法は、ルックアップテーブルを使用せずに妥当な補正を提供できる。すなわち、測定値 V^{FC} が測定回路 N 2 から取得される前に測定回路 N 1 から取得された測定値 V^{FS} を使用してターゲットの位置情報が判定される場合、ADC 1 3 から取得された生データを使用して測定処理部 1 9 により判定された最後の振幅測定値 V^{FS}_n の動的変化を次式により補正できる。

【数 2 1 0】

$$\hat{V}_{dyn}^{FS} = \hat{V}_n^{FS} + 1/2 * (\hat{V}_n^{FS} - \hat{V}_{n-1}^{FS}) = 3/2 * \hat{V}_n^{FS} - 1/2 * \hat{V}_{n-1}^{FS} \quad (314)$$

この新しい値は、ターゲットの位置情報を計算するために使用可能である ($\varphi^F = \arctan(n(V^{FS}_{dyn,corr} / V^{FC}_{corr}))$)。あるいは、測定値 V^{FS} が測定回路

10

20

30

40

50

N 1 から取得される前に測定回路 N 2 から取得された測定値 V^{FC} を使用してターゲットの位置情報が判定される場合、ADC 13 から取得された生データを使用して測定処理部 19 により判定された最後の振幅測定値 V^{FC}_n の動的変化を次式により補正できる。

【数 2 1 1】

$$\hat{V}_{dyn}^{FC} = 3/2 * \hat{V}_n^{FC} - 1/2 * \hat{V}_{n-1}^{FC} \quad (315)$$

この新しい値は、 $F = \arctan(V^{FS}_{corr} / V^{FC}_{dyn, corr})$ の解を計算するために使用可能である。

【0 3 4 6】

ブレークスルーの除去

10

上記の計算は、ターゲット 5 が存在しない状態でも励起コイル 2 から検出コイル 4 及び 6 への直接結合により生じる上述した望ましくないブレークスルーオフセットの除去を含まない。第 1 の実施形態においてブレークスルーオフセットを除去したのと同様の方法で、計算を以下のように変更することによりブレークスルーオフセットを除去できる。

【数 2 1 2】

$$\hat{V}_{corr}^{FS} = K_{N1}^{FS} * \hat{V}^{FS} + Off_{N1}^{FS} - O^{FS} * V_M^{EX} \quad (316)$$

$$\hat{V}_{corr}^{FC} = K_{N2}^{FC} * \hat{V}^{FC} + Off_{N2}^{FC} - O^{FC} * V_M^{EX} \quad (317)$$

$$\phi^F = \arctan(\hat{V}_{corr}^{FS} / \hat{V}_{corr}^{FC}) \quad (318)$$

20

式中、 V_M^{EX} は、測定回路 M の入力 5 + / 5 - に印加された励起基準電圧の最新の振幅測定値である。係数 O^{FS} 及び O^{FC} は、ターゲット 5 が存在しない状態で入力 1 + / 1 - 及び 2 + / 2 - からの信号が測定回路 M により測定される較正モードの間に判定される係数である。この較正測定の手順は第 1 の実施形態において上述したため、再度説明しない。

【0 3 4 7】

測定回路 M から取得された測定値は、図 1 3 及び図 1 4 を参照して上述した方法で励起信号の位相を制御するためにも使用可能である。

【0 3 4 8】

利得の調節

30

いくつかのセンサの用途において、センサヘッド 8 とターゲット 5 との間の距離は事前にわからず、センサの動作中に大幅に変化する場合がある。そのため、精スケール検出コイル 6 - 1 及び 6 - 2 の対からの信号の振幅は約 10 倍変化する場合があり、その結果、ADC 13 の入力においてはるかに小さい信号をサンプリングする時の分解能の低下により、位置分解能の明らかな低下が生じる。本実施形態は、最適なアナログ信号デジタル化を達成するために、3 つ全ての独立した測定回路 5 1 の利得を調節する単純なアルゴリズムを提供する。利得設定に対する必要な変化を監視するために、測定値処理部 19 は、チャンネル N 1 及び N 2 における結合振幅を次式により判定する。

【数 2 1 3】

$$(V^F)^2 = (\hat{V}^{FS})^2 + (\hat{V}^{FC})^2 \quad (319)$$

40

【0 3 4 9】

V^F が第 1 の閾値 V^F_{thr1} を下回る場合、測定値処理部 19 は、3 つ全ての測定回路 N 1、N 2 及び M の利得を同様の量増加する。 V^F が第 2 の閾値 V^F_{thr2} を上回る場合、測定値処理部 19 は、3 つ全ての測定回路の利得を同様の量減少する。

【0 3 5 0】

最初に、測定チャンネル M のみにおいて利得設定が変更される。測定回路 N 1 と測定回路 M との間の現在の線形マッピングの係数及び測定回路 N 2 と測定回路 M との間の現在の線形マッピングの係数は、測定値処理部 19 により保存され、測定回路 M における利得の変更後に較正データセットが完全に更新されるまで使用される。新しい較正データセットが

50

判定されると（利得の変更後に）、測定回路 N 1 と測定回路 M との間の新しい線形マッピング及び測定回路 N 2 と測定回路 M との間の新しい線形マッピングが計算され、上述した方法で後続の測定値の更新に使用される。

【 0 3 5 1 】

次のステップとして、測定回路 M は、測定値処理部 1 9 により、走査モード（図 4 0 に示した上述した方法で、異なるセンサ入力（1 + / 1 - ）が測定回路 M を通るように切り替えられる）から、センサ入力対 1 + / 1 - からのセンサ信号が測定回路 M を通る固定測定モードに切り替えられる。本ステップの間、測定回路 M から取得されたセンサ測定値が測定値処理部 1 9 により精正弦測定値に対する主センサデータとして使用され、従って、測定回路 N 1 はセンサ測定から解放され、測定値処理部 1 9 は測定回路 N 1 における利得を変更して測定回路 N 1 に対するマッピングデータを再判定できる。すなわち、測定回路 N 1 における利得が変更され且つほぼ同時に取得された測定回路 N 1 及び M からの測定値の対の新しい校正セットが収集されると、測定値処理部 1 9 はチャンネル N 1 とチャンネル M との間の新しい線形マッピングを判定できる。この新しい線形マッピングは、双方のチャンネル N 1 及び M における同等でない利得変化を反映する。

10

【 0 3 5 2 】

次のステップとして、測定回路 N 1 からの測定値が測定値処理部 1 9 によりセンサ出力の主高速更新のソースとして再度使用される。測定チャンネル M は固定モードのままであるが、今度は精余弦入力 2 + / 2 - からのセンサ信号を測定しているため、当該センサ入力に対する主センサ測定の実行から測定回路 N 2 を解放する。測定値処理部 1 9 は、測定回路 N 2 における利得を変更できる。測定回路 N 2 における利得が変更され且つほぼ同時に取得された測定回路 N 2 及び M からの測定値の対の新しい校正セットが収集されると、測定値処理部 1 9 はチャンネル N 2 とチャンネル M との間の新しい線形マッピングを判定できる。この新しい線形マッピングは、双方のチャンネル N 2 及び M における同等でない利得変化を反映する。

20

【 0 3 5 3 】

最後に、測定チャンネル M は、異なるセンサ入力を時分割多重化する（図 4 0 に示すように）主信号走査モードに戻され、測定回路 N 1 と測定回路 M との間の線形マッピング及び測定回路 N 2 と測定回路 M との間の線形マッピングの双方を継続的に更新するために上述したように使用され、更に、励起位相調整、オフセットの除去及び粗スケール出力のためのデータを提供する。

30

【 0 3 5 4 】

第 7 の実施形態

上述した第 6 の実施形態において、相対的に安価な 3 チャンネルデルタシグマ A D C が 3 つの測定回路からの測定値を変換するために使用された。当該 A D C はマイクロコントローラ 9 に内蔵された。第 7 の実施形態では、相対的に低速の 3 回路シグマデルタ A D C 1 3 を使用する代わりに、はるかに高速の単チャンネル A D C 1 3 が 3 つ全てのアナログ測定回路 N 1、N 2 及び M からの測定値を時間多重化して変換するために使用される。通常、そのような高速且つ高分解能の A D C 1 3 は、マイクロコントローラ 9 の一部を形成するのでなく外部回路として使用可能である。しかし、この構成の 1 つの問題は、A D C 1 3 の入力サンプルホールド容量において累積されている有限電荷により、連続する変換の間にクロストークが発生することである。

40

【 0 3 5 5 】

図 4 2 は、本問題を解決するために本実施形態において使用される例示的なサンプル切り替え回路網 1 5 を示すブロック図である。図 4 2 からわかるように、信号 A F _ o u t N 1 及び A F _ o u t _ N 2 （それぞれ、測定回路 N 1 及び N 2 から出力される）、並びに A F _ o u t M （測定回路 M から出力される）及び中間レール電圧が多重化スイッチ 1 5 7 - 6 に入力される。多重化スイッチ 1 5 7 - 6 からの出力は、測定回路 N 1、N 2 及び M からの信号の振幅を A D C 1 3 の測定範囲に一致させるために、オプションのプログラム可能利得増幅器（P G A）1 5 8 に入力される。多重化スイッチ 1 5 7 - 6 の位置は

50

sw__1 制御信号及び sw__2 制御信号により制御され、ADC13 は ADC__trigger 制御信号により変換を実行するようにトリガされる。増幅 / フィルタリング回路網 83 は低い出力抵抗を有するように設計されるため、多重化スイッチ 157 - 6 の入力容量の充電は相対的に速く、アナログ信号のサンプリングが ADC 制御器 13 においてトリガされる前に完全に終了する。

【0356】

図 43 は、本実施形態において使用される測定回路網 25 の動作を制御するために使用される種々の制御信号のタイミングを示すタイミングチャートである。図 43 に示すように、イネーブル制御信号(en__N1、en__N2 及び en__M) 及び polarity 制御信号は、第 6 の実施形態において使用されたのと同じである。sw__1 及び sw__2 制御信号は、polarity 制御信号の 2 倍の周波数を有する。sw__1 及び sw__2 が低い場合、測定回路 N1 からの信号がスイッチ 157 - 6 を通って ADC13 に出力され、sw__1 及び sw__2 が高い場合、測定回路 N2 からの信号がスイッチ 157 - 6 を通って ADC13 に出力される。sw__1 が低く且つ sw__2 が高い場合、測定回路 M からの信号がスイッチ 157 - 6 を通って ADC13 に出力され、sw__1 が高く sw__2 が低い場合、中間レールからの信号がスイッチ 157 - 6 を通って ADC13 に出力される。ADC は、ADC__trigger 制御信号の立ち上がりエッジにおいてトリガされ、ADC__trigger 制御信号は polarity 制御信号の 8 倍の周波数を有する。このように、polarity 制御信号の 1 つの検出周期は、実際は 8 つの間隔に分割される。信号 sw__1 及び sw__2 の位相は、対応する AF__out 信号が最大値又は最小値を通った直後に信号 AF__out N1、AF__out N2 及び AF__out M の切り替えが実行されるように揃えられる。

【0357】

第 1 の間隔 (i = 1 に対応する) の間、ADC13 は測定回路 M から取得された信号を変換する。当該間隔において、AF__out M 信号は、間隔 k = 1 の終端において polarity__M 制御信号が高値から低値に切り替えられた後の最小値に近い。従って、図 43 において「-」符号で示す。図 43 からわかるように、間隔「i」と対応する間隔「k」との間に遅延が存在する。この遅延は、測定回路 51 により導入される遅延に起因する。第 2 の間隔 (i = 2 に対応する) の間、ADC13 は測定回路 N2 から取得された信号を変換する。当該間隔において、AF__out N2 信号は、間隔 k = 2 の終端に polarity__N2 制御信号が高値から低値に切り替えられた後の最小値に近い。従って、図 43 において「-」符号で示す。第 3 の間隔 (i = 3 に対応する) の間、ADC13 はグローバル中間レール電圧レベルから取得された信号を変換する。この測定値は、以下に更に詳細に説明するように、PGA158 及び ADC13 により導入されたオフセット値を較正するために使用可能である。グローバル中間レール電圧は、名目上は Vcc と接地点との間の中間の電圧レベルである。第 4 の間隔 (i = 4 に対応する) の間、ADC13 は測定回路 N1 から取得された信号を変換する。当該間隔において、AF__out N1 信号は、間隔 k = 4 の終端に polarity__N1 制御信号が低値から高値に切り替えられた後の最大値に近い。従って、図 43 において「+」符号で示す。第 5 の間隔 (i = 5 に対応する) の間、ADC13 は測定回路 M から取得された信号を変換する。当該間隔において、AF__out M 信号は、間隔 k = 5 の終端に polarity__M 制御信号が低値から高値に切り替えられた後の最大値に近い。従って、図 43 において「+」符号で示す。第 6 の間隔 (i = 6 に対応する) の間、ADC13 は測定回路 N2 から取得された信号を変換する。当該間隔において、AF__out N2 信号は、間隔 k = 6 の終端に polarity__N2 制御信号が低値から高値に切り替えられた後の最大値に近い。従って、図 43 において「+」符号で示す。第 7 の間隔 (i = 7 に対応する) の間、ADC13 は中間レール電圧レベルから取得された信号を変換する。最後に、第 8 の間隔 (i = 8 に対応する) の間、ADC13 は測定回路 N1 から取得された信号を変換する。当該間隔において、AF__out N1 信号は、間隔 k = 8 の終端に polarity__N1 制御信号が高値から低値に切り替えられた後の最小値に近い。従って、図 43 において「-」符号で

示す。

【 0 3 5 8 】

A D C 1 3 を通る信号の切り替えの相対的タイミングは、A F _ o u t 信号が各自のピーク値において変換されるように制御される（図 3 9 に示すように）。間隔 $i = 3$ 及び $i = 7$ の間に取得された測定値は中間レール電圧レベルに対応し、P G A 1 5 8 及び A D C 1 3 により導入されたオフセットを測定するために使用される。P G A 1 5 8 により導入された新しいオフセット値の高速更新は、P G A 1 5 8 において利得を切り替える場合に特に有用であり、各測定チャンネルにおける中間レール電圧のローカル値を更新する際に使用可能である。すなわち、通常動作モードの間、P G A 1 5 8 の利得は固定され、ローカル中間レール電圧の値 $V_{midrail}^{N1}$ 、 $V_{midrail}^{N2}$ 及び $V_{midrail}^M$ は、上述した式（284）に従って計算される。同時に、グローバル中間レール電圧のレベル $V_{midrail}$ が $i = 3$ 及び $i = 7$ の間隔の間に A D C 1 3 により測定される。ローカル中間レール値とグローバル中間レール値との間の差分が計算され、3 つの独立した値である $V_{midrail}^{N1} = V_{midrail}^{N1} - V_{midrail}$ 、 $V_{midrail}^{N2} = V_{midrail}^{N2} - V_{midrail}$ 、 $V_{midrail}^M = V_{midrail}^M - V_{midrail}$ として平均される。何らかの時点で、測定値処理部 1 9 は P G A 1 5 8 の利得を調節すると決定する。本実施形態において、新しい利得設定は、間隔 $i = 3$ 又は $i = 7$ の間の中間レール電圧測定モードを選択する直前に導入され、従って、グローバル中間レール電圧 $V_{midrail}$ の新しい値は P G A 1 5 8 における利得の変更の直後に更新される。ローカル中間レール値 $V_{midrail}^{N1}$ 、 $V_{midrail}^{N2}$ 、及び $V_{midrail}^M$ の新しい値は、3 つの新しい測定値が各測定回路において A D C 1 3 により生成された後のみ、式（284）を使用して更新可能である。従って、P G A 1 5 8 の利得が変更される直前に計算されたローカル中間レール電圧の値を使用して式（285）を用いて各測定回路からの信号の振幅の計算が実行される期間が、P G A の利得調節直後に存在する。そのような古いローカル中間レールレベル値を使用することにより、小さいが望ましくない誤差が位置計算に生じる。そのような利得調節直後の短期間の誤差を回避するために、値 $V_{midrail}^{N1} = V_{midrail} + Gain_{new} / Gain_{old} * V_{midrail}^{N1}$ 、 $V_{midrail}^{N2} = V_{midrail} + Gain_{new} / Gain_{old} * V_{midrail}^{N2}$ 及び $V_{midrail}^M = V_{midrail} + Gain_{new} / Gain_{old} * V_{midrail}^M$ の新しいセットを式（285）において使用できる。十分な測定値が収集されると、式（284）を使用して、各測定回路におけるローカル中間レール電圧レベルを再度計算できる。そのような構成は、P G A 1 5 8 における利得の動的調節の間のセンサ出力の精度を向上する。測定回路 N 1 と測定回路 M との間のマッピング及び測定回路 N 2 と測定回路 M との間のマッピングは測定回路網の線形利得におけるコモンモードの変化の影響を依然として受けず、従って、P G A 1 5 8 における利得の動的調節の間に更なる変更を行うことなく、これらの線形マッピングの係数の更新を継続できる。

【 0 3 5 9 】

当然、本実施形態において、グローバル中間レール電圧が測定されるため、式（285）は、ローカル中間レール電圧の代わりに、測定されたグローバル中間レール電圧を使用して各測定回路における振幅を計算するように適合されてもよい。しかし、そのような処理は更に単純であるが、各測定回路 5 1 が実際の中間レール電圧に小さいオフセットを発生させる可能性が高く、グローバル中間レール電圧が式（285）において使用される場合、これらの小さいオフセットは補償されないため、小さい位置誤差が計算に生じる場合がある。

【 0 3 6 0 】

生成が容易な制御信号の周期性のため、間隔 $i = 3$ 及び $i = 7$ の間に取得される測定値が取得される。当然、サンプル切り替え回路網 1 5 が P G A 1 5 8 を含まない場合及びより複雑な制御信号が使用される場合、これらの更なる間隔からの測定値を使用せずにすむ。

10

20

30

40

50

【0361】

図43に示すように、ADC__trigger制御信号は、上記の各間隔の間にADCを2回トリガする。最初に、ADC13は、通常は数十pFの内部容量を有することができる内部サンプルホールドコンデンサを充電するためにトリガされる。2回目にトリガされる場合、ADC13は最終アナログ/デジタル変換を実行する。それらのデジタル測定値を用いて、測定値処理回路部19はターゲット5の位置を判定し、上述した第6の実施形態と同様の方法で利得及びブレイクスルーオフセットを補正できる。

【0362】

ADC13のサンプルホールド回路網の内部容量をはるかに効率的に充電することによって安価で且つ低周波数で動作する増幅器をPGA158において可能にする2重サンプリング方式により、測定回路N1、N2及びMの間で発生する可能性のあるクロストークは大幅に減少される。

10

【0363】

第7の実施形態を用いて現在入手可能なSAR（逐次近似）ADC13及びマイクロコントローラ9を使用することにより、精スケール位置測定値に対して500kHzの位置更新レート及び15ビットの分解能を提供することが現実的である。第5の実施形態は、同様の更新レート及び分解能を達成するために、8GHzで動作する収集/比較タイマを必要とする。これは、安価なマイクロコントローラではまだ実行不能であるため、第5の実施形態は、現時点では、100kHz未満の更新レートで動作するシステム等、必要とされる更新レートが低いシステムに対してのみ有用である。しかし、更に高速なマイクロコントローラが入手可能になれば、第5の実施形態は更新レートの速いシステムに対して低コストの解決策を提供できる。

20

【0364】

近接センサ

上述した全ての実施形態は、正弦検出コイル及び余弦検出コイルを使用する位置センサについて説明した。上述した処理回路及び処理技術は、近接センサ等の他の種類の位置センサにおいても使用可能である。例えば上述の実施形態は、主レシオメトリック測定値の1つのセットが生成されると仮定し、すなわち、精正弦/余弦検出コイル6からの信号を使用してターゲットの精位置が判定されると仮定した。センサに対する最良の技術仕様を達成するためには、それらは可能な限り最速の更新レートで測定される必要がある。そのような主検知信号の処理に加えて、補助測定値のセットが更に存在する。それらは同一の測定回路を介して測定される必要があるが、補助測定値に可能な限り最速の更新レートは求められない。上述したそのような補助測定値の例は、ターゲットのレシオメトリック粗位置（粗正弦検出コイル及び粗余弦検出コイルからの信号を使用して判定される）及び励起基準信号である。しかし、いくつかの種類のセンサにおいて、主信号測定値及び補助信号測定値の役割はターゲットの移動と共に動的に変化する。そのような状況において、測定値処理部19は、第1の対の信号を主測定値信号として追跡することから第2の対の測定値信号を主測定値信号として追跡することに容易に切り替わられるように構成される必要がある。

30

【0365】

そのような機能を必要とするセンサの特定の例は、誘導型ファクタ1センサとして構成される近接センサである。そのようなセンサにおいて、当技術では既知であるように、少なくとも1つの検出コイルは、ターゲット5が存在しない状態で励起コイルが通電される場合に信号が検出コイルにおいて誘導されないように、励起コイルに対して完全に均衡するように構成される。検出コイルの均衡により、ターゲット5が近接センサの検出コイルから遠くに位置する場合は非常に小さい信号のみが提供されるため、センサの感度が向上する。通常は金属プレートの形態であるターゲット5がセンサの測定範囲に移動すると、励起コイルに対する検出コイルの均衡が乱され、金属ターゲット5において誘導される渦電流により非ゼロ信号が測定される。誘導電圧の振幅は、実際は、ターゲットの材料の導電性及びその磁性に依存しない。

40

50

【 0 3 6 6 】

そのようなバランス検出コイルに対する応答の一般的な形態を図 4 4 a に電圧 V 1 として示す。図示されるように、検知電圧 V 1 は、ターゲット 5 とセンサコイルとの間の距離が長い場合に対してロングテールを有する。ターゲット 5 がセンサコイルに近付くと（ターゲット 5 とセンサコイルとの間の距離が減少すると）、検出コイルにおいて誘導される信号レベルはピークレベルに増加し、その後、再び 0 に向けて減衰する。この短距離（通称は、5 mm 未満）に伴う減衰は、金属ターゲットによるスクリーニングにより励起コイルと検出コイルとの間の相互電磁結合が失われることが原因である。この応答のロングテール区間は、金属ターゲットとセンサコイルとの間の距離が長い場合に、そのようなセンサの読み取り値に対して適切な感度を引き出す困難さを表す。

10

【 0 3 6 7 】

励起コイルからの信号に対して均衡していない検出コイルに対する応答の一般的な形態を図 4 4 a に電圧 V 2 として更に示す。図示されるように、距離が長い場合、このアンバランスコイルからの信号は、金属ターゲット 5 とセンサコイルとの間の距離に対する感度が大幅に低くなるが、ターゲット 5 がアンバランス検出コイルに近付くと、取得される信号は、比較的近いターゲット 5 の存在に対する感度が高くなる。以下に更に詳細に説明するように、電圧 V 1 はセンサの表面から約 5 mm の距離でピークになるが、電圧 V 1 と電圧 V 2 との間のレシオメトリック測定値がターゲット 5 と検出コイルとの間の距離の単調関数になるように検出コイルを設計できる。

【 0 3 6 8 】

20

図 4 5 は、励起コイル 2 0 2（図 4 5 a に示す）、アンバランス検出コイル 2 0 4（図 4 5 c に示す）及びバランス検出コイル 2 0 6（図 4 5 b に示す）を有する近接センサにおいて使用されてもよいセンサコイルの形態を示す。コイルは略平面コイルであり、通常は、プリント基板上の導電トラックとして形成される。図 4 5 a に示すように、励起コイル 2 0 2 は、直列接続され且つ矢印で示すように同一の向きに巻かれる 1 つ以上の同心円の内側の巻き 2 1 1 及び 1 つ以上の同心円の外側の巻き 2 1 3 を有する。図 4 5 b に示すように、バランス検出コイル 2 0 6 は、1 つ以上の同心円の内側の巻き 2 1 5 及び 1 つ以上の同心円の外側の巻き 2 1 7 を有する。内側の巻き 2 1 5 は、互いに直列接続され且つ同一の向きに巻かれ、外側の巻き 2 1 7 は、互いに直列接続され且つ同一の向きに巻かれる。内側の巻き 2 1 5 及び外側の巻きは、内側の巻き 2 1 5 が外側の巻き 2 1 7 と反対の向きに巻かれるように直列接続される。図 4 5 c に示すように、アンバランス検出コイル 2 0 4 は、直列接続され且つ同一の向きに巻かれる 1 つ以上の同心円の巻き 2 1 9 のみを備える。図 4 5 に示す各コイルにより使用される巻きの数は、これらのコイルが通常は多巻コイルであることを示すために示されるにすぎない。実際は、巻きの数は更に多くても少なくてもよい。

30

【 0 3 6 9 】

バランス検出コイル 2 0 6 の内側コイル及び外側コイルは、遠い雑音源からの磁束が検出コイル 2 0 6 内に小さい信号のみを生成するように構成される。これは、外側の巻き 2 1 7 の平均直径の平方根に外側の巻き 2 1 7 の数を乗算した値が内側の巻き 2 1 5 の平均直径の平方根に内側の巻き 2 1 5 の数を乗算した値にほぼ等しくなるように、内側の巻き 2 1 5 及び外側の巻き 2 1 7 の直径及び巻きの数を構成することにより達成可能である。例えばバランス検出コイル 2 0 6 が 4 つの外側の巻きを有し且つ外側の巻きの内径が 5 7 mm である場合、検出コイル 2 0 6 を均衡させるためには、内径が 3 6 mm である 1 0 個の内側の巻きを使用できる。

40

【 0 3 7 0 】

バランス検出コイル 2 0 6 は更に、励起コイル 2 0 2 の内側の巻き及び外側の巻きの数、並びにバランス検出コイル 2 0 6 の内側の巻き及び外側の巻きに対する励起コイル 2 0 2 の内側の巻き及び外側の巻きの位置を調節することにより、図 4 5 a に示す励起コイル 2 0 2 に対して均衡される。例えば励起コイル 2 0 2 は、4 つの外側の巻き 2 1 3 を有してもよく、外側の巻き 2 1 3 の外径は 5 5 mm であり（バランス検出コイル 2 0 1

50

の外側の巻き 2 1 7 の内径に非常に近い)、外経が 1 8 m m である 1 1 個の内側の巻き 2 1 1 を有してもよい。本構成を用いる場合、励起コイル 2 0 2 の外側の巻き 2 1 3 は、検出コイル 2 0 6 の外側の巻き 2 1 7 との相互インダクタンスが非常に大きく、検出コイル 2 0 6 の内側の巻き 2 1 5 との相互インダクタンスはその約 2 分の 1 である。励起コイル 2 0 2 の内側の巻きは逆の方法で動作し、すなわち、検出コイル 2 0 6 の内側の巻き 2 1 5 との相互インダクタンスが大きく、検出コイル 2 0 6 の外側の巻き 2 1 7 との相互インダクタンスはその約 2 分の 1 である。従って、検出コイル 2 0 6 の内側の巻き 2 1 5 及び外側の巻き 2 1 7 は逆向きに巻かれるため、励起コイル 2 0 2 の異なる部分とバランスド検出コイル 2 0 6 の異なる部分とが相互結合し、2 つのコイル間の総磁気結合はほぼ 0 になる。

10

【 0 3 7 1 】

検出コイル 2 0 4 及び 2 0 6 と励起コイル 2 0 2 との間の相互インダクタンスは導電性ターゲット 5 が存在する場合に変更され、それにより、ターゲット 5 の導電性材料において誘導される渦電流により励起コイル 2 0 2 によって生成される電磁場が変更される。その結果、全ての相互インダクタンスが減少し始めるが、検出コイル 2 0 6 の外側の巻き 2 1 7 と励起コイル 2 0 2 の外側の巻き 2 1 3 との間の相互インダクタンスは、他の全ての相互インダクタンス項より小さい割合で減少し(それらが互いに非常に近接するため)、そのため、ターゲットがセンサコイルに向けて(センサコイルを示す図面に対して垂直に)移動し始めた時に、大きい不均衡電圧がバランスド検出コイル 2 0 6 内に発生する。しかし、導電性ターゲット 5 とセンサコイルとの間の距離が非常に短い地点で、検出コイル 2 0 6 において誘導される不均衡電圧 (V 1) は図 4 4 a に示すようにピークになり、ターゲット 5 がセンサの表面に更に近付くと減少し始める。上記の例において、電圧 V 1 のピークは、ターゲット 5 とセンサの表面との間の距離が約 3 m m である時に達成される。

20

【 0 3 7 2 】

上述した設計例において、アンバランスド検出コイル 2 0 4 は、8 つの導体巻きを有し、外径は約 1 0 m m である。このアンバランスド検出コイルにおいて誘導される信号 (V 2) は、主に励起コイル 2 0 2 の内側の巻き 2 1 1 との相互インダクタンスにより生じ、図 4 4 a からわかるように、信号 V 1 が最大値に到達する距離の周辺の領域において、ターゲット 5 とセンサコイルとの間の距離に対する強い依存を示す。V 1 電圧値は非単調に変化するが、 $\theta = \arctan (V 1 / V 2)$ の値は妥当な単調関数のままであるため、 θ の値を測定することにより、距離が短い場合でもターゲット 5 とセンサコイルとの間の距離を適切な分解能で判別できる。当然、必ずしも逆正接関数を使用しなくてもよく、距離と共に単調に変化する信号を提供するために、2 つの電圧の比率のあらゆる関数を使用できる。

30

【 0 3 7 3 】

上述したように、測定回路網 2 5 及び測定値処理部 1 9 は、そのような検出コイルからそのようなレシオメトリック関数を計算するように設計される。従って、上記の回路網は、本実施形態の近接センサにおいても使用可能である。特に、2 つの検出コイル 2 0 4 及び 2 0 6 が上記の実施形態のいずれかにおいて説明した測定回路網 2 5 の入力 1 + / 1 - 及び 2 + / 2 - に接続される場合、測定値処理部 1 9 は、上記の実施形態におけるターゲットの精位置情報の判定時に以下の位相測定値を判定する。

40

【 数 2 1 4 】

$$\varphi_0 = \arctan \left(\frac{V_1}{V_2} \right) \quad (320)$$

【 0 3 7 4 】

しかし、図 4 4 b に示す位相グラフからわかるように、ターゲットの距離に対する感度は、ターゲットの距離が遠い場合に大幅に減少する(上記の設計例において、通常は 1 6 m m より遠い場合)。この問題を解決するために、検知電子機器は、以下の値を測定する

50

ように更に構成可能である。

【数 2 1 5】

$$\phi_1 = \arctan \left(\frac{10 \times V_1}{V_2} \right) \quad (321)$$

【0 3 7 5】

これを実現する最も単純な方法は、アンバランスド検出コイル 2 0 4 の出力に 1 : 1 0 抵抗型分波器 2 2 0 を設け、測定回路網 2 5 の 4 + / 4 - 入力に分波器 2 2 0 の出力を接続し（従って、測定回路網 2 5 は $V_2 / 10$ を測定する）、バランスド検出コイル 2 0 6 からの出力を測定回路網 2 5 の 3 + / 3 - 入力にも印加することである。測定回路網 2 5 のこれらの入力に対する 2 つの検出コイル 2 0 4 及び 2 0 6 の接続を図 4 5 b 及び図 3 3 c に示す。このように、測定値処理部 1 9 が粗位置情報を測定した場合、本実施形態において、これは上記の ϕ_1 の値を測定する。

【0 3 7 6】

この第 2 の位相測定値 (ϕ_1) がターゲット 5 と検出コイル 2 0 4、2 0 6 との間の距離と共に変化する様子を図 4 4 b に更に示す。図からわかるように、この第 2 の位相測定値は、長い距離（本設計例では最大で約 3 5 mm）においてセンサ感度を 1 0 倍向上するが、第 2 の位相測定値 (ϕ_1) は 9 0 度の値で飽和するため、短い距離での良好な感度を維持できない。しかし、2 つの位相測定値を組み合わせると、広範囲のターゲット距離にわたり適度に安定した感度を提供することが可能である。すなわち、短い距離（本設計例では約 1 4 mm 未満）に対して第 1 の測定値 (ϕ_0) を使用し、長い距離（本設計例では約 1 6 mm 以上）に対して第 2 の位相測定値 (ϕ_1) を使用し、移行領域（本設計例では、約 1 4 mm ~ 約 1 6 mm）では第 1 の位相測定値 (ϕ_0) 及び第 2 の位相測定値 (ϕ_1) の双方が使用される必要がある。

【0 3 7 7】

異なる測定を実行するように測定回路 2 5 を構成する最も容易な方法を図 4 6 に示す。図中、上述した測定回路 N 及び M は、第 1 の位相値 ϕ_0 の測定（入力 1 + / 1 - 及び 2 + / 2 - からの信号を使用する）又は第 2 の位相値 ϕ_1 の測定（入力 3 + / 3 - 及び 4 + / 4 - からの信号を使用する）のいずれかのみを行う。本例において、測定回路 N は第 1 の位相値 (ϕ_0) を測定するように構成され、測定回路 M は第 2 の位相値 (ϕ_1) を測定するように構成される。測定回路 N における信号 V_1 及び V_2 の同時測定又は測定回路 M における信号 V_3 (= V_1) 及び V_4 (= $V_2 / 10$) の同時測定に対する感度を最良にするために、各チャネルにおける増幅は動的利得調節を使用して更に制御可能である。

【0 3 7 8】

バランスド検出コイル 2 0 6 から測定された信号の振幅は、ターゲット 5 が存在しない状態で観察されるバランスド検出コイルにおける非ゼロオフセットに対して更に補正可能である。センサが設置された後に金属ターゲット 5 が近接センサの表面から遠くに除去された状態で実行される較正手順の間に、以下の値が測定され、マイクロコントローラ 9 の不揮発性メモリに格納される。

$$O^N = V_1 / V_2 \quad (322) \quad 40$$

$$O^M = V_3 / V_4 \quad (323)$$

その後、主動作モードの間、値は以下のように補正可能である。

【数 2 1 6】

$$\phi_0^{Corr} = \arctan \left(\frac{V_1}{V_2} - O^N \times A(separation) \right) \quad (324)$$

【数 2 1 7】

$$\varphi_1^{Corr} = \arctan \left(\frac{V3}{V4} - O^M \times A(separation) \right) \quad (325)$$

式中、 $A(separation)$ は、先行の測定値更新の間に取得されたパラメータ「 $separation$ (距離)」をルックアップテーブルに対する指標として使用してルックアップテーブルから取得される値である。距離の値が大きい場合のルックアップテーブル内の値は 1 に近いが、短い距離に対して減少される。そのような依存性は、図 4 4 a に示す距離に対する $V2$ の値の依存性と同様である。ルックアップテーブルのエントリは、センサコイルに近接する金属物体により導入されるオフセットの種々の値を用いて、同種類の近接センサに対して実行されるテスト較正を実行することにより取得可能である。

10

【0 3 7 9】

オプションとして、ターゲット 5 が検出コイル 2 0 2 及び 2 0 6 との間で高速移動できるシステムにおいて、異なる測定値が取得される時間の間の移動を補償するために、上述した動的補正技術を実施形態においても使用できる。結果として得られる位相測定値 (φ_0^{Comp} 及び φ_1^{Comp}) を各々のルックアップテーブルに適用して、各位相値を対応する距離に変換できる。

【数 2 1 8】

$$s_0 = B_0(\varphi_0^{Comp}) \quad (326)$$

20

$$s_1 = B_1(\varphi_1^{Comp}) \quad (327)$$

【0 3 8 0】

ルックアップテーブル B_0 及び B_1 は、センサの較正処理から判定される。距離値 s_0 及び s_1 は必ずしも一致せず、更なる手順を使用して、重み関数 w_0 及び w_1 を使用して最終的な解 ($separation$) を計算できる。

【数 2 1 9】

$$separation = \frac{s_0 \times w_0(s_0) + s_1 \times w_1(s_1)}{w_0(s_0) + w_1(s_1)} \quad (328)$$

30

【0 3 8 1】

本実施形態において使用される重み関数 w_0 及び w_1 の形態を図 4 7 に示す。重み関数 w_0 及び w_1 は、短い距離に対する s_0 の値と長い距離に対する s_1 の値との間の距離 s_w (本設計例では、15 mm に等しい) 周辺において、判定された $separation$ が徐々に変化するようにする。

【0 3 8 2】

本ステップにおいて計算された $separation$ の値は、ホストインタフェース 2 1 に対して解を更新するために使用され、次の計算ステップにおいて、測定システム内の非ゼロのブレイクスルーオフセットの更に正確な除去を補助するために使用されるルックアップテーブルの係数 $A(separation)$ を選択するために更に使用される。

40

【0 3 8 3】

図 4 6 に従う完全に独立した測定値を生成する代わりに、第 5 の実施形態の構成において上述した処理技術を使用して、2 つの測定値の更に複雑な切り替えが達成可能である。この新しい本実施形態と第 5 の実施形態との間の主な相違点は、測定回路網 2 5 及びマイクロコントローラ 9 が最後に判定された $separation$ 値に依存して 2 つの測定モードの間で切り替わる必要があることに関する。これを図 4 8 に示す。図 4 8 は、「主」測定値として使用される必要のあるレシオメトリック測定値 (φ_0 又は φ_1) 及び補助測定値として使用できる測定値をマイクロコントローラ 9 が選択できることを示す。特に、

50

図 4 8 は、切り替え点 s_{s_w} 周辺において、どちらの測定値が主測定値として使用されるかの判定が一方の測定値から他方の測定値へ切り替えられることを示す。不安定な動作を回避するために、図 4 8 に示すように、オプションとして少量のヒステリシスを判定処理に導入できる。

【 0 3 8 4 】

図 4 9 は、判定された位相測定値 ϕ_0 及び ϕ_1 を主測定結果として切り替えられるようにするために、第 5 の実施形態において使用された処理技術が当該近接センサシステムにおいて使用される方法を示すタイミングチャートである。図 4 9 は、 s_{s_w} を下回るターゲット 5 の距離に対して ϕ_0 値を主測定値として測定するために使用される制御信号のタイムラインを示す。この動作モードにおいて、この測定チャンネルのみに対して測定された速度パラメータを更に較正するために、 $i = 10$ に対応する時間間隔の間の補助データ（図 4 9 では、入力 3 + / 3 - 及び 4 + / 4 - から判定される位相 ϕ_1 ）の測定の間に更なる時間間隔が提供される。これにより、ターゲット 5 の移動に対して値 ϕ_1 を非常に正確に補償できる。図中、値 ϕ_0 の測定値は、上述した第 5 の実施形態において説明したように、可能な限り最速の更新レートで継続的に更新される。

【 0 3 8 5 】

チャンネル 1 + / 1 - 及び 2 + / 2 - が測定回路 N を介して測定される場合、ターゲット 5 が存在しない状態でのバランス検出コイル 206 における非ゼロオフセットの補正は、以下のように行われる。

【 数 2 2 0 】

$$\frac{V1}{V2} = \tan(\phi^N) \quad (329)$$

$$\phi_0^{Corr} = \arctan\left(\frac{V1}{V2} - O_0^N \times A(separation)\right) \quad (330)$$

$$s_0 = B_0(\phi_0^{Corr}) \quad (331)$$

【 0 3 8 6 】

チャンネル 3 + / 3 - 及び 4 + / 4 - が測定回路 M を介して測定される場合、ターゲット 5 が存在しない状態でのバランス検出コイル 206 における非ゼロオフセットの補正は、以下のように行われる。

【 数 2 2 1 】

$$\frac{V3}{V4} = \tan(\pi/2 - \phi^M) \quad (332)$$

$$\phi_1^{Corr} = \arctan\left(\frac{V3}{V4} - O_1^M \times A(separation)\right) \quad (333)$$

$$s_1 = B_1(\phi_1^{Corr}) \quad (334)$$

【 0 3 8 7 】

図 4 9 に示すタイミングを使用することに関する 1 つの問題は、 s_0 の測定（入力 1 + / 1 - 及び 2 + / 2 - における）が可能な限り最速の更新レートで実行される場合に距離 s_1 の測定（入力 3 + / 3 - 及び 4 + / 4 - における）の更新レートが遅いことである。これに対処するために、最後の時間間隔（時間間隔 t_{10} ）の間、測定回路 N において、同一の polarity 変調信号が使用される 2 つの連続する検出間隔（ t_9 及び t_{10} ）が存在するように polarity - 変調信号を使用して、 s_1 の追加の測定値

が取得される。これにより、測定値処理部 19 は、測定回路 N において検出間隔 t_g 及び t_{10} から取得された s_1 値を使用して、ターゲット 5 の第 1 の速度測定値を判定できる。測定値処理部 19 が *polarity* - 変調信号を使用して隣接する検出間隔において s_0 を繰返し測定しているため、測定値処理部 19 は、測定回路 M において検出間隔 t_g 及び t_{10} から取得された s_0 の測定値を使用して、ターゲット 5 の第 2 の速度測定値を更に判定する。その後、2 つの速度測定値を使用して、測定回路 N において取得された s_1 の値及び測定回路 M において同一の検出間隔に取得された s_0 の値を共通の時点（隣接する変調周期 T_{dc} のエッジ等）に同期させる。動的補正を使用して信号を同期する同様の手順は第 5 の実施形態において上述したため、更に詳細に説明しない。

【0388】

s_0 及び s_1 の値が共通の時点を基準とした後、測定値処理部 19 は、以下の補正値を判定する。

【数 222】

$$\Delta s = s_1 - s_0 \quad (335)$$

これは、オプションとして、雑音を低減するために多くの検出サイクル T_{dc} にわたり平均される。その後、測定値処理部 19 が生成した s_0 値の高速更新毎に、測定値処理部 19 は「推量 (should-be)」値 s_1^{eff} を以下のように更に計算する。

【数 223】

$$s_1^{eff} = s_0 + \Delta s \quad (336)$$

【0389】

その後、測定値処理部 19 は、 s_1^{eff} のこの値を使用して、距離に対する最終的な解を計算する。

【数 224】

$$separation = \frac{s_0 \times w_0(s_0) + s_1 \times w_1(s_1^{eff})}{w_0(s_0) + w_1(s_1^{eff})} \quad (337)$$

そのような手順により、測定値処理部 19 は、 s_0 の値の計算の更新レートに対応する可能な限り最速の更新レートで距離を計算できる。ターゲット 5 が移動すると、マイクロコントローラ 9 は、判定された *separation* が s_{sw} の値と交差するため主測定モードを入力 1 及び 2 からの信号 (s_0) の処理から入力 3 及び 4 からの信号 (s_1) の処理に切り替える必要がある時を識別する。これは、検出サイクル T_{dc} のエッジにおいて制御信号 *in2_N* 及び *in2_M* の極性を単に反転させることにより達成可能である。図 50 は、切り替えイベントの瞬間を示し、システムが更新レートを低下させずに測定を継続して、 s_1 の値に正確な動的補正を適用する機能を失うことなく最速の更新レートで新しい距離値 (s_1) を主データとして出力できることを更に示すタイミングチャートである。特に、 s_1 が主測定値の場合、測定値処理部 19 は、上述のように各速度測定値を判定した後、補正値 s_0^{eff} を判定する。その後、測定値処理部 19 が生成する s_1 値の高速更新毎に、測定値処理部 19 は「推量 (should-be)」値 s_0^{eff} を以下のように更に計算する。

【数 225】

$$s_0^{eff} = s_1 - \Delta s \quad (338)$$

【0390】

測定値処理部 19 は、 s_0^{eff} のこの値を使用して、距離に対する最終的な解を計算する。

【数 2 2 6】

$$separation = \frac{s_0 \times w_0(s_0^{eff}) + s_1 \times w_1(s_1)}{w_0(s_0^{eff}) + w_1(s_1)} \quad (339)$$

【0391】

これにより、切り替え点において微変動を生じさせることなく、 s_0 に基づく解と s_1 値に基づく解とを平滑に移行できる。

【0392】

代替例及び変更

10

多くの位置センサ、並びに検出コイルから取得された信号を処理するために使用される異なる処理回路網及び処理技術の詳細な説明を上述した。当業者には理解されるように、本発明の範囲から逸脱せず多くの変更を上記の実施形態に行うことができ、そのような多くの変更を以下に説明する。

【0393】

上記の実施形態において、polarity制御信号は、選択された検出コイルから取得された信号に印加された（信号と乗算された）。大部分の実施形態において、このpolarity制御信号は復調スイッチ56により印加された。別の実施形態において、polarity制御信号は、励起導体5に印加される前の励起信号に印加されてもよい。

【0394】

20

上記の実施形態において、平面センサコイルが使用され、ターゲット5はセンサコイルの上方の平行面を移動した。これは本発明に必須でなく、要望に応じて、センサコイルは3次元コイルであってもよい。

【0395】

上記の実施形態において、略平面センサコイルが線形センサを形成するために使用され、ターゲット5はセンサコイルの上方の平行面を線形センサの長さに沿って移動した。これは本発明に必須でなく、センサコイルは、回転センサを形成する円形パスを含むあらゆるパスに沿って延在でき、ターゲット5はセンサコイルの上方の平行面において回転する。

【0396】

30

上述した主な実施形態において、全てのセンサ入力は双方の測定回路に接続された。これは必須ではない。各測定回路は、全てのセンサ入力のサブセットをそれぞれ受信してもよく、その場合、サブセットは通常は重複し、各測定回路は少なくとも主センサ信号（上記の実施形態における精検出コイルからのセンサ信号等）を受信する。

【0397】

上述した近接センサにおいて、図45に示すセンサコイルの構成は、遠方の雑音源（バックグラウンド磁束又は磁場）からの磁束に対する検出コイル206の均衡及び検出コイル206と励起コイル202との間の略ゼロ総磁気結合を達成する可能な構成の1つにすぎない。遠方の雑音源からの磁束に対する均衡は、コイル206において、外側の巻き217を介する磁束が内側の巻き215における反対の磁束により実質的に相殺されるように、内側の巻き215と外側の巻き217（互いに逆向きに巻かれる）との間の直径及び巻き数を構成することにより達成される。検出コイル206の内側の巻き及び外側の巻きは、励起コイル202の内側の巻き及び外側の巻きに対して相互インダクタンスを有する。全体として、相互インダクタンスを説明する次の4つの項が存在する。i) 巻き215と巻き211との間の相互インダクタンス（L51）、ii) 巻き215と巻き213との間の相互インダクタンス（L53）、iii) 巻き217と巻き211との間の相互インダクタンス（L71）、iv) 巻き217と巻き213との間の相互インダクタンス（L73）。従って、検出コイル206と励起コイル202との間の総磁気結合は、これらの4つの相互インダクタンス項の同系により説明される。

40

【0398】

50

$$L_{62} = L_{51} + L_{53} - L_{71} - L_{73}$$

式中、相互インダクタンス項 L_{71} 及び L_{73} は負の符号で含まれ、巻き 217 及び 215 の巻きが逆向きであることを反映する。項 L_{51} 及び L_{71} の符号は、励起コイル 202 の外側の巻き 213 に対する内側の巻き 211 の巻き方向を変更することにより、項 L_{53} 及び L_{73} の符号に対して調節可能である。図 45a の例において、内側の巻き 211 は外側の巻き 213 と同一の向きで巻かれるが、いくつかの実施形態において、外側の巻き 213 の巻き方向は逆にされてもよく、従って、総相互インダクタンスの式は以下のように変化する。

【0399】

$$L_{62} = L_{51} - L_{53} - L_{71} + L_{73}$$

各相互インダクタンス項の振幅は、励起コイル 202 の内側の巻き及び外側の巻きの数、並びに検出コイル 206 の内側の巻き及び外側の巻きに対するそれらの正確な配置を調節することにより更に調節可能である。これにより、検出コイル 206 と励起コイル 202 との間の総相互インダクタンスは、金属ターゲットが存在しない状態で均衡される（0 である）。

【0400】

金属ターゲットの存在に対する近接センサの感度を向上するために、相互インダクタンス L_{62} における項のうちの 1 つの金属ターゲットの存在に対する感度を他の項より低下させる必要がある。このように、金属ターゲットが存在する状態において、総相互インダクタンス L_{62} は不均衡になり、その結果、電圧 V_1 が検出コイル 206 において誘導される。対応する 2 つの巻きの組み合わせを物理的に互いに近接して配置することにより、4 つの相互インダクタンス項のうちの 1 つの金属ターゲットの存在に対する感度を低下させることができる。図 45b に示す例において、励起コイル 202 の外側の巻き 213 及び検出コイルの外側の巻き 217 は非常に近接して配置され（他の巻きの組み合わせの間の距離と比較して）、そのため、相互インダクタンス L_{73} は、残りの 3 つの相互インダクタンス項 L_{51} 、 L_{53} 及び L_{71} と比較して、金属ターゲットの存在に対する感度が低下する。図 45b に示す特定のセンサの性能の場合、励起コイル 202 の外側の巻き 213 の直径は検出コイル 206 の外側の巻き 217 の直径より若干小さくされたが、これは必須でなく、外側の巻き 213 の直径が外側の巻き 217 の直径より若干大きくされてもよい。あるいは、励起コイル 202 の内側の巻き 211 の直径を検出コイル 206 の内側の巻き 215 の直径とほぼ同一にしてもよい。この場合、励起コイル 202 の外側の巻きと検出コイル 206 の外側の巻きとの間の相互インダクタンスの金属ターゲットの存在に対する感度が非常に高くなるように、外側の巻き 213 及び 217 の直径を大きく異なるようにする必要がある。

【0401】

上述した全ての実施形態において、センサコイルは固定され、ターゲット 5 がセンサコイルに対して移動した。別の実施形態において、センサコイル及びターゲット 5 が移動してもよく、あるいは、センサコイルのみが移動してターゲット 5 が固定されてもよい。

【0402】

上記のセンサ設計において、センサコイルはプリント基板上の導体トラックとして形成された。当業者には理解されるように、センサコイルは、適切な基板上にプリント可能な導電性インク又は適切な方法で巻かれた導線等のあらゆる導電性材料を使用して形成可能である。更に、励起コイル及び検出コイルが同一の部材に搭載されることは必須でない。例えば 2 つの別個のプリント基板が提供され、一方が励起コイルを担持し且つ他方が検出コイルを担持してもよい。

【0403】

上述した実施形態の多くにおいて、ターゲット 5 は、励起コイルを駆動することにより通電される共振器を含み、センサボードに対するターゲットの位置と共に変化する信号が検出コイルにおいて生成された。当業者には理解されるように、そのような共振器の使用

10

20

30

40

50

は必須でない。他の電磁装置が使用されてもよい。例えば短絡コイル、金属スクリーン又はフェライトが使用されてもよい。

【0404】

上述したセンサシステムは、センサPCB上の励起コイルから動力供給されるターゲットを使用した。励起コイルが測定位置にわたりターゲットに動力供給する限り、励起コイルの正確な形態は重要でない。あるいは、例えばワイヤ又はスリップリングによって処理電子機器により電流がターゲットに直接流されてもよい。あるいは、ターゲットは自己動力供給型であってもよく、検出コイルにより検出されるターゲット磁界を直接生成してもよい。この場合、励起コイルは不要であり、基準励起信号を検知する必要もなく、ブレークスルーオフセットを判定する必要もない。

10

【0405】

上記の実施形態において、測定値処理部は、測定回路から受信した信号のピーク間電圧を判定した。それらのピーク間電圧は、励起コイルから検出コイルへの直接ブレークスルーを補償するために使用された。当然、測定値処理部は、そのようなブレークスルー補正のために、ピーク間電圧でなくピーク電圧を判定してもよい。しかし、測定された電圧の比率が取得されるため、いずれの場合もピーク間電圧はピーク電圧の単純に2倍であり、解は同じである。従って、異なる電圧に対して同一の測定値が計算される限り、結果は同じである。

【0406】

上述した主な実施形態は、粗検出コイル4の周期毎に4つの反復を有する精検出コイル6-1及び6-2を使用した。同様の設計方法があらゆる反復数に適用されてもよい。同様に、粗検出コイル4-1及び4-2は、センサの測定範囲において1周期を有した。これは必須でなく、粗コイルの反復が精検出コイルの反復と異なり、マイクロコントローラ9が精検出コイルからの測定値と粗検出コイルからの測定値とを組み合わせることで明確な位置測定値を判定できる限り、粗検出コイルは多反復コイルであってもよい。

20

【0407】

上述した主な実施形態は、ターゲットとセンサコイルとの間の誘導結合を使用した。当業者には理解されるように、そのような誘導結合の使用は処理電子機器の動作に必須でない。あらゆるレシオメトリック型センサからの信号を処理するために、上述したのと同じの処理電子機器を使用できる。例は、容量性レシオメトリックセンサ、光学レシオメトリックセンサ、ホール効果レシオメトリック回転センサ、GMRレシオメトリック回転センサ等を含むが、それらに限定されない。

30

【0408】

上述した主な実施形態は、励起信号の位相の微調整を使用した。当業者には理解されるように、励起信号の位相を調整する代わりに、測定電子機器は、復調クロックの位相を微調整するように構成可能である。例えば復調クロックex__0及びex__90を使用した上述の実施形態において、図13を参照して上述したのと同じの方法で、励起クロックの周波数より4倍高い周波数を有する新しいクロック信号ex__quadが生成され、フィルタリングされ、比較器91においてDACレベルと比較されてもよい。第1のラッチ95を通過した後、比較器91からの信号の周波数は2分の1に減少され、ラッチ95のQ出力において50%のデューティサイクルのクロックex__double__0になり、ラッチ95のQ-出力において180度シフトされた信号ex__double__180になる。更なるラッチを介してex__double__0信号の周波数を分割し且つ更なるラッチを介してex__double__180信号の周波数を分割することにより、2つの更なる信号ex__0及びex__90が生成される。これら双方の信号(ex__0及びex__90)の位相は、比較器91に印加されるDACからのアナログ電圧のレベルにより微調整される。しかし、それらの間の位相差は90度に非常に近く、それらを生成するため使用される2つの更なるラッチのパラメータの相違のみを原因として、正確な値から若干ずれる場合がある。

40

【0409】

50

上述した主な実施形態は、マイクロコントローラ 9 の励起 / 制御信号論理 11 ブロックにおいて生成される励起信号クロック `ex__clock` を使用した。当業者には理解されるように、励起クロックをマイクロコントローラ 9 において生成することは必須でない。例えば励起クロックは、別個の非同期電子機器により生成され、センサの励起チャンネルに別個に印加されてもよい。この場合、同期のために、位相及び周波数が外部の励起クロック信号に同期される励起基準 `TTL` 対応論理信号がマイクロコントローラ 9 に提供される必要がある。オプションとして、基準励起クロックの周波数と比較して周波数が 4 倍高い `ex__quad` 信号を生成するために、乗算位相同期ループ (PLL) を使用できる。そのような PLL は、分割された周波数信号を乗算 PLL のフィードバックパスにおいて使用するために一組のラッチと共に使用される 4 分割デジタル分周器を有する。その場合、`ex__quad` 信号は、前段落で説明したように、位相を完全に調節できる 2 つの更なる復調クロック信号 `ex__0` 及び `ex__90` を生成するために使用可能である。全ての制御信号は `ex__quad` 信号から導出可能であり、そのエッジに同期可能である。主高周波数非同期収集 / 比較タイマ 115 - 1 及び 115 - 2 により達成される測定結果に対する較正を提供するために、更なる収集 / 比較タイマ 115 が提供される必要がある。新しい収集 / 比較タイマ 115 - 3 は、`period__ref` クロックの立ち上がりエッジによりリロードされ、`period__ref` クロックの立ち下がりエッジにより停止される。これにより、測定値処理部は、検出サイクル `Tmod` の半周期又は位相 に対応するカウント数を判定できる。従って、収集 / 比較タイマ 115 - 1 及び 115 - 2 からのカウント結果は、それらの収集 / 比較タイマ 115 を制御するために使用される高周波数クロックの非同期性に関わらず、位相 1、2、3 及び 4 に正確に再計算可能である。

【0410】

第 5 の実施形態の測定アルゴリズムは、増幅 / フィルタリング回路網の出力における信号の振幅を ADC によりサンプリングするステップを用いずに達成可能である。これは、増幅回路網の利得の動的調節又はブレイクスルーの補正が不要である場合に当てはまる。図 21 に示すように、ADC による信号 `AF__out` のサンプリングは、収集 / 比較レジスタ 115 - 1 及び 115 - 2 によりメモリ 17 - 1 に記録された位相測定値のセットを解釈するために使用された。ADC を使用する代わりに、上記の図 21 を参照して説明したのと同じ ADC `trigger` 信号により定義された瞬間に比較器 113 の出力をサンプリングできる。比較器 113 の出力における 0 値は、`AF__out` 信号の最小値 (中間レール電圧以下) に対応し、レールに近い値 (1 の論理値) は、`AF__out` 信号の最大値 (中間レール電圧以上) に対応する。従って、ADC `trigger` 信号により判定された瞬間に比較器 113 の出力において記録された論理値 0 及び 1 のセットにより、図 21 を参照して実施形態に対して説明したように立ち上がりゼロ交差イベント及び立ち下がりゼロ交差イベントに関連する値 1、2、3 及び 4 を別々に分類するために、メモリ 17 - 1 に記録された値を明確に解釈できる。更に別の実施形態において、第 5 の実施形態で ADC `trigger` 信号を生成するために使用された図 21 に示すタイマ 105 __1 は、`polarity__ref` 信号によりリロードされ且つ比較器 113 の出力の立ち上がりエッジにより停止されるように構成される追加の収集 / 比較タイマとして使用可能である。そのような収集 / 比較タイマ 105 __1 からの出力は、比較器 113 の出力の立ち上がりエッジに関連する記録を識別するために、別個のメモリ 17 __3 に格納され、収集 / 比較タイマ 115 __1 及び 115 __2 によりメモリ 17 __1 に記録されたシーケンスと共に使用される必要がある。このように、立ち上がりゼロ交差イベント及び立ち下がりゼロ交差イベントに関連する値 1、2、3 及び 4 を別々に分類できる。多くの位置センサ及びそのような位置センサに対する処理回路を上述した。処理回路は、各々が少なくとも 1 つの共通センサ信号を処理する第 1 の測定回路及び第 2 の測定回路を含む。測定値処理回路網は、測定値処理回路網が一方の測定回路からの測定値を使用している間に、他方の測定回路から取得された測定値を使用して、当該測定回路から取得される後続の測定値を較正するために使用できる較正値を判定するように、各測定回路からの測定値を通常は時間インターリーブして使用するように構成される。

【 0 4 1 1 】

上記の実施形態において、共通センサ入力は複数の測定回路に接続される。回路は、何らかの所定の時間において、当該共通センサ入力からの信号が測定回路のうちの1つのみを通るように構成された。パッファ増幅器がセンサ入力と測定回路との間に提供される場合、共通センサ入力からの信号は複数の測定回路を通ることができる。しかし、回路網に更なるコストが生じるため、これは好ましくない。

【 0 4 1 2 】

上述した第6の実施形態は、相対的に低速の3チャンネルシグマデルタADCを使用した。その代わりに、多くの現在のマイクロコントローラに組み込まれる分解能がはるかに低いが高速度の3チャンネルSAR ADCを使用できる。この場合、図39に示すADC__trigger信号の半周期の間に、複数の測定値(64個と多い測定値が好ましい)を生成できる。そのような測定値の全ては、図36に示すサンプルホールドコンデンサC1又はC2のアナログ電圧に対応する。ADC変換に間に存在する少量の内部ランダム雑音により、複数の測定値の全ては互いに1カウント又は2カウント若干ずれる。それらの測定値を平均することにより、高速SAR ADCの元の分解能より数ビット高い分解能を有する測定値を取得できる。

【 0 4 1 3 】

上述した第6の実施形態において、3つの測定回路が提供され、2つの測定回路の各々がセンサ信号のうちの異なる1つを入力として受信した。この実施形態の変更例において、2つの測定回路のみが提供されてもよく、測定回路Mは第6の実施形態と同一であり、新規の測定回路Nは入力1+/1-及び2+/2-からセンサ信号を受信してもよい。この場合、測定回路Nは、それらの2つのセンサ入力から受信したセンサ信号を時分割多重化し、測定値処理部は、較正/補正のためにそれらを測定回路Mにマッピングする。そのような一実施形態は、測定回路Nが粗検出コイル(入力3+/3-及び4+/4-)及び励起基準入力5+/5-からセンサ信号を受信しないことを除いて、第1の実施形態と同様である。

【 0 4 1 4 】

上述した主な実施形態において、励起信号の位相は継続的に調節された。当業者には理解されるように、励起信号の位相を調整(調節)する機能は、センサヘッドに非常に近接する任意の金属物体の位置の制御が制限される用途において使用される共振ターゲットセンサにとって重要である。そのようなセンサの一例は、検知面が外部環境に対してオープンである通常の線形センサである。それに対して、通常の回転センサはターゲットと共に金属筐体に収納されるため、はるかに制御された環境で動作する。従って、そのような制御された環境において動作するセンサの場合、励起信号の位相の微調整は重要度が低く、上述した励起信号の能動位相制御を実現しないことにより、電子機器のコストを削減できる。代わりに、次式を使用することにより、ブレークスルー信号の除去の間に基準信号の位相の測定値(ϕ^{Ref})を使用できる。

【 数 2 2 7 】

$$V_{corr}^{FS} = V^{FS} - O^{FS} \times V^{EX} \times \cos(\phi^{Ref} - \phi_{offset}^{FS}) \quad (340)$$

$$V_{corr}^{FC} = V^{FC} - O^{FC} \times V^{EX} \times \cos(\phi^{Ref} - \phi_{offset}^{FC}) \quad (341)$$

式中、 V^{EX} は基準信号の大きさであり、 ϕ_{offset}^{FS} 及び ϕ_{offset}^{FC} は、較正段階の間に測定された基準信号とブレークスルーオフセット信号との間の位相角であり、係数 O^{FS} 及び O^{FC} は、較正段階の間に測定されたブレークスルーオフセット信号の大きさと基準信号の大きさとの比率である。上記の式340及び式341は、センサ信号におけるブレークスルーオフセットを補正するために使用可能であり、上述した式7、式8、式9、式10、式88、式89、式92、式93、式156、式157、式276、式277、式316及び式317の代わりに使用される。

Fig. 1

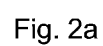
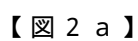
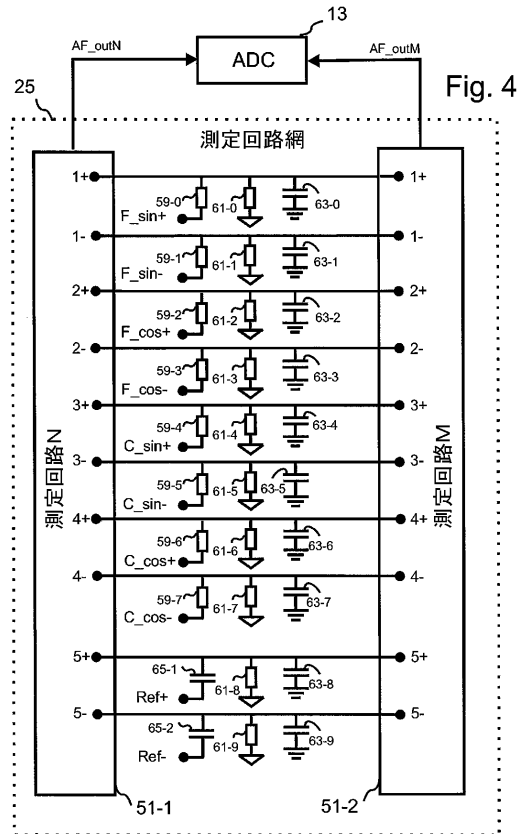


Fig. 2b

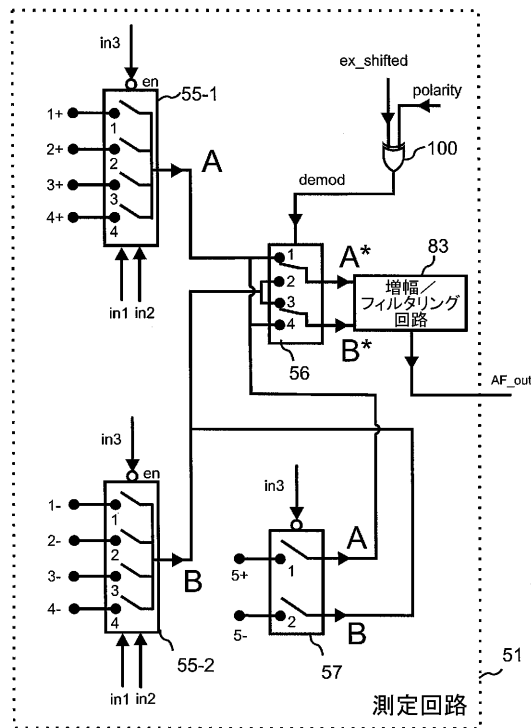
Fig. 3

【図 4】

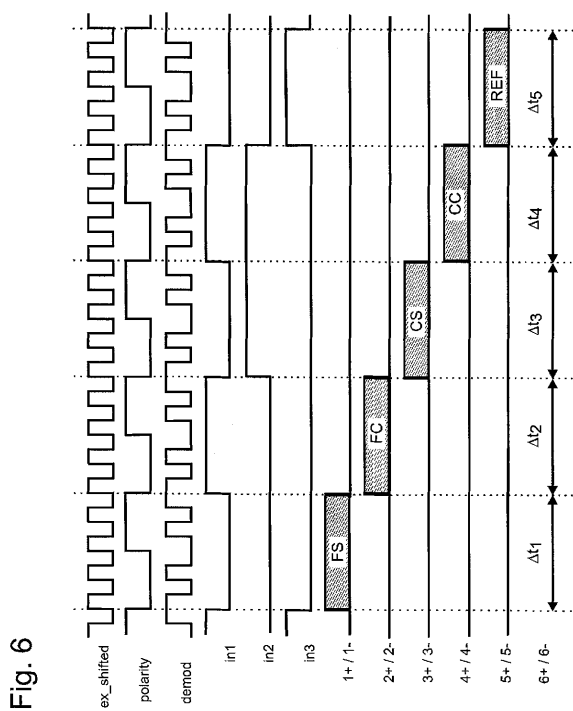


【図 5】

Fig. 5

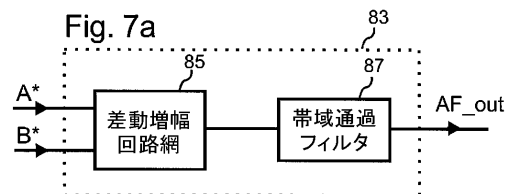


【図 6】



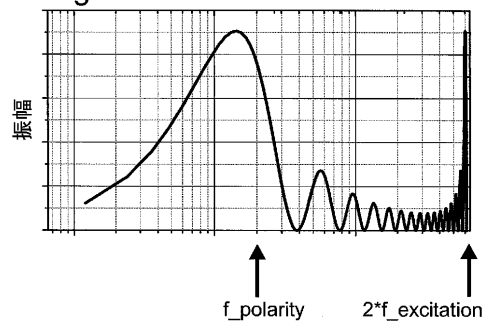
【図 7 a】

Fig. 7a

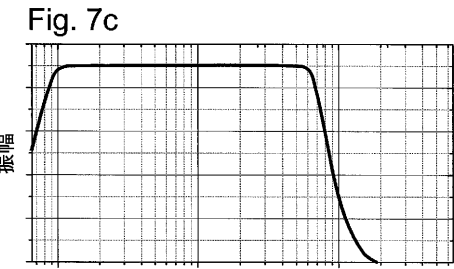


【図 7 b】

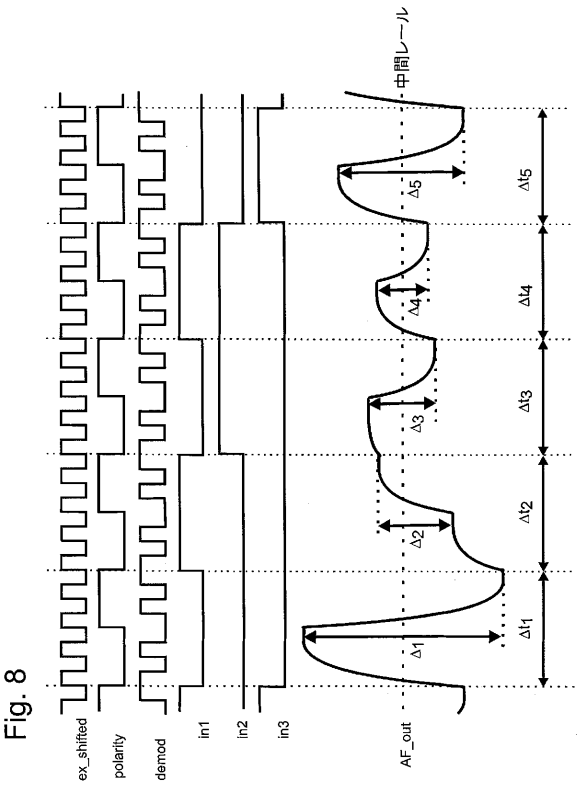
Fig. 7b



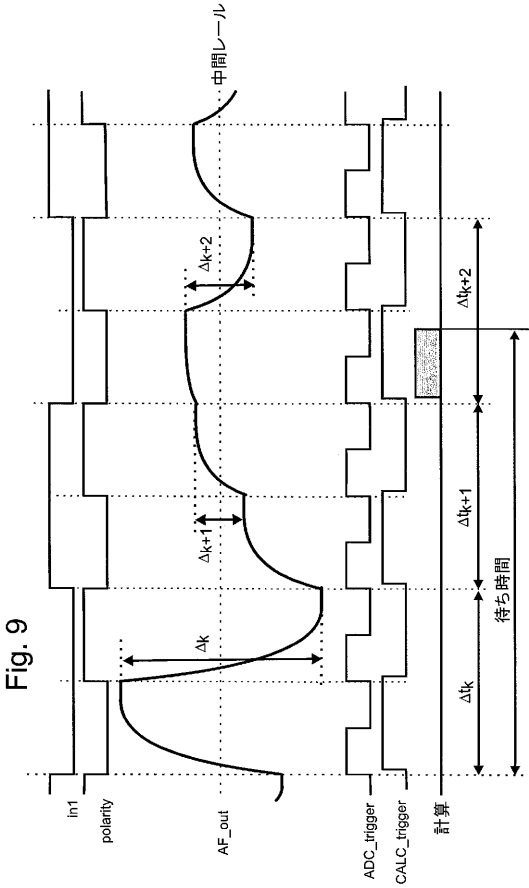
【図 7 c】



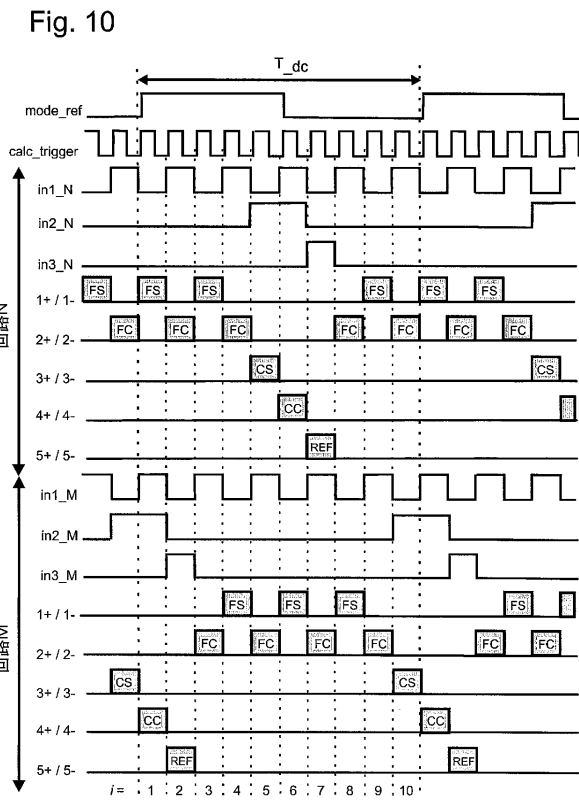
【図 8】



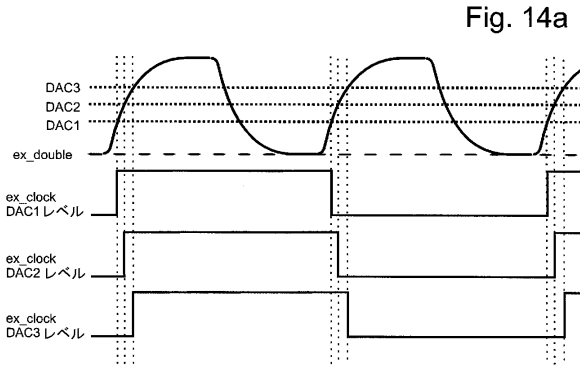
【図 9】



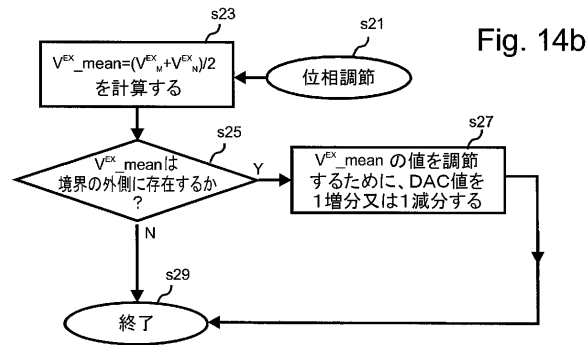
【図 10】



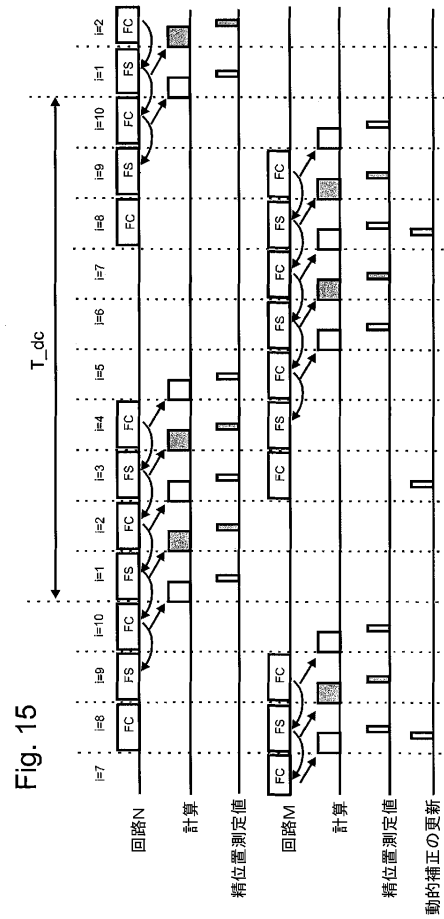
【図14a】



【図14b】

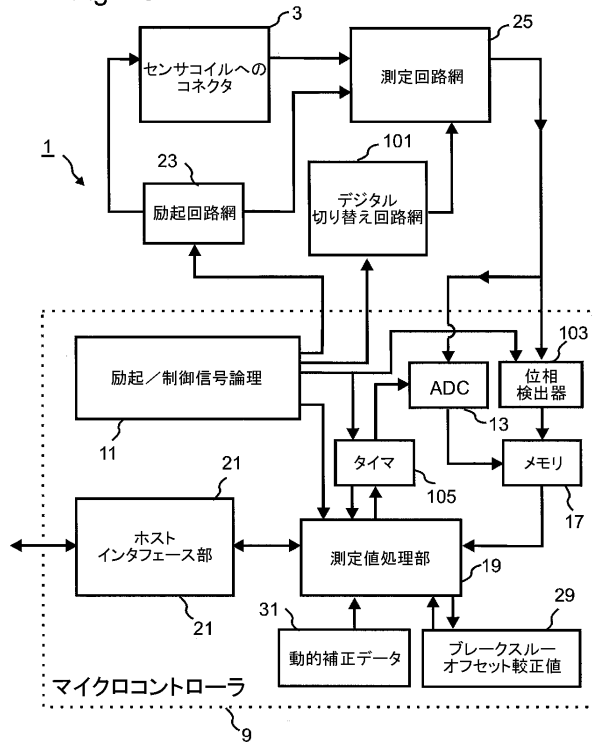


【図15】

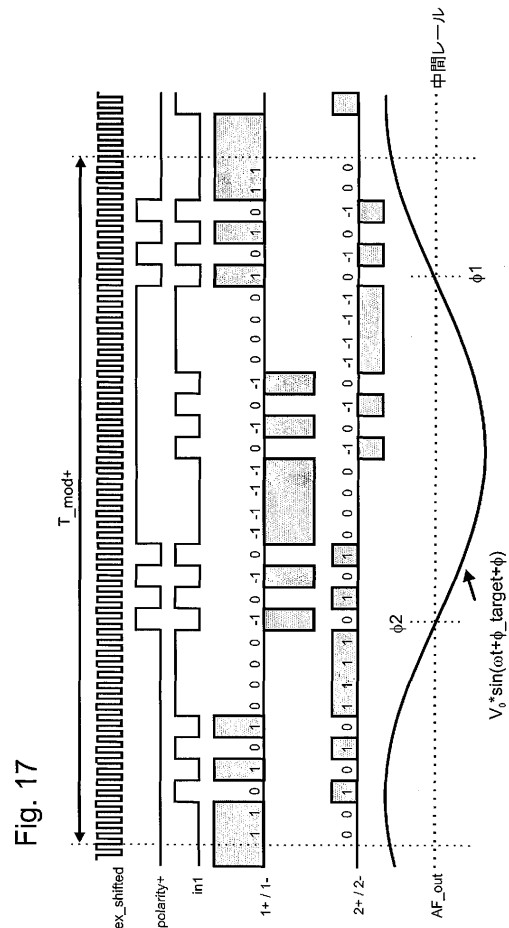


【図16】

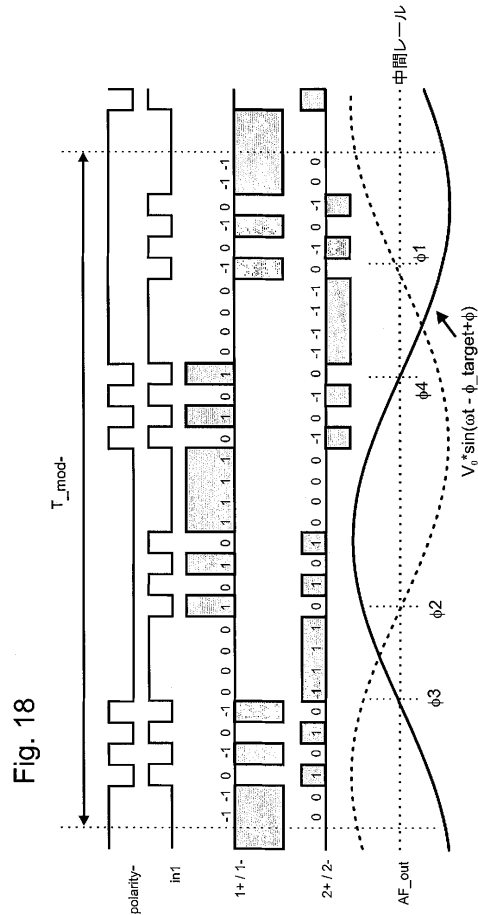
Fig. 16



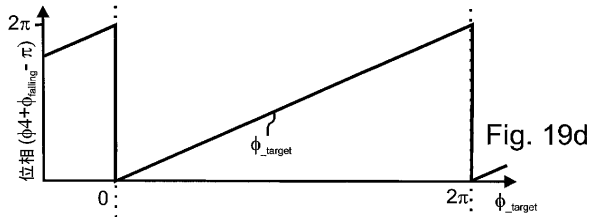
【図17】



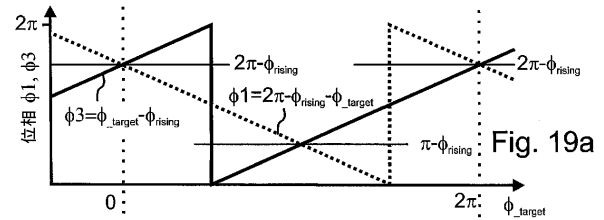
【図 18】



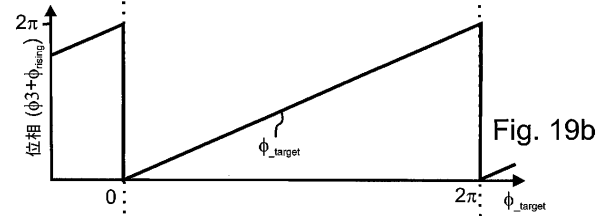
【図 19 d】



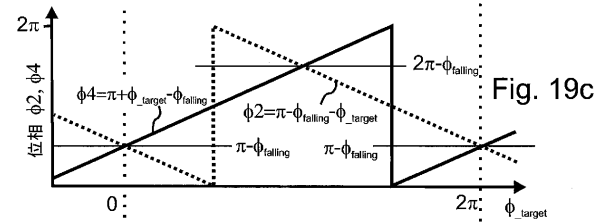
【図 19 a】



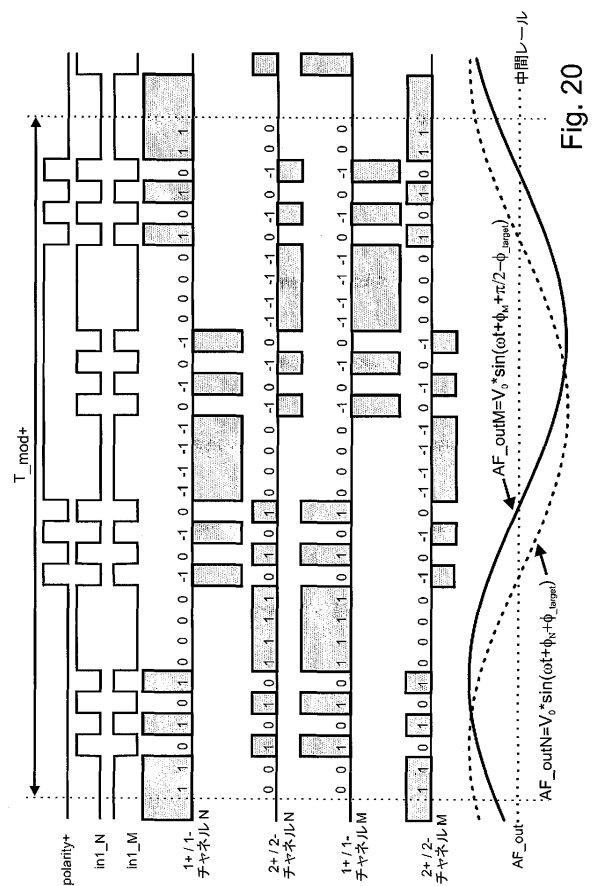
【図 19 b】



【図 19 c】

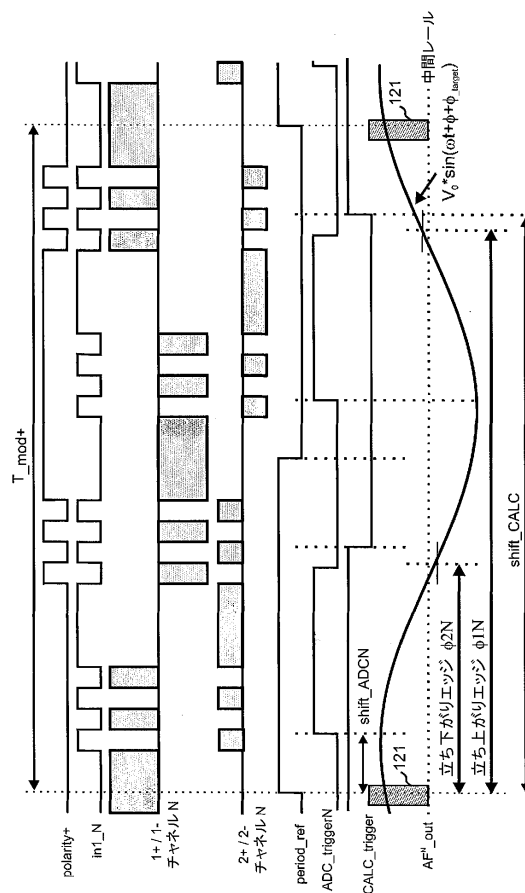


【図 20】



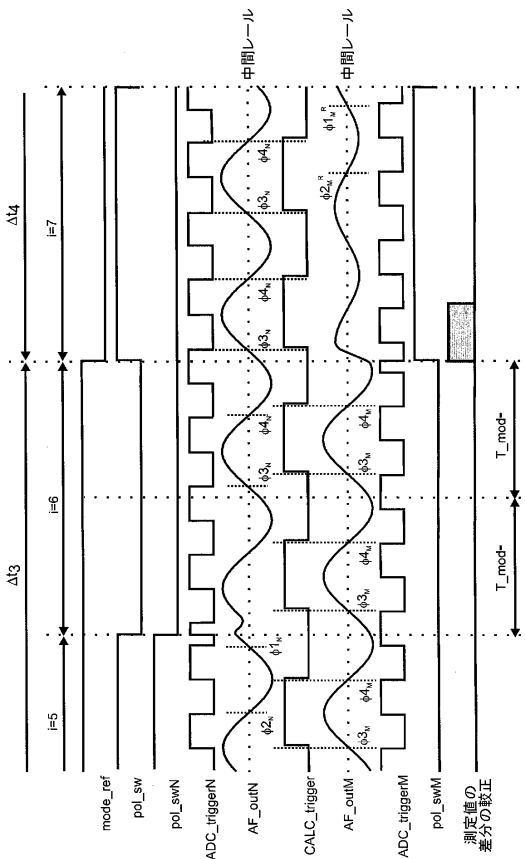
【圖 2 2】

Fig. 22



【 ㄨ 2 4 】

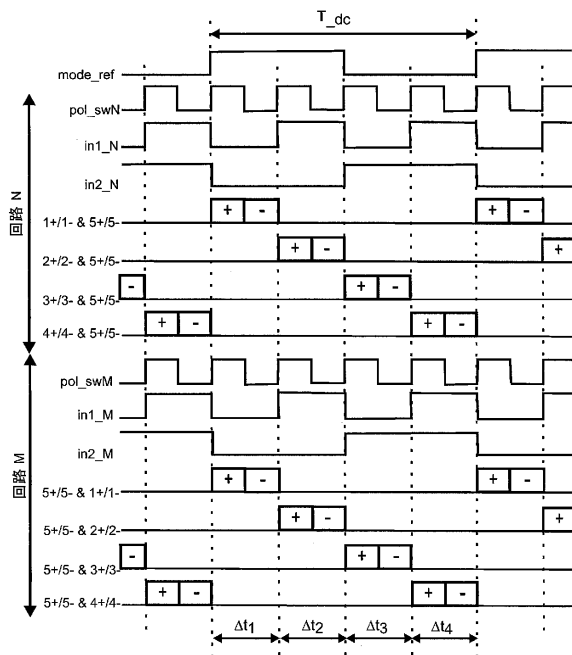
Fig. 24



【図 25】

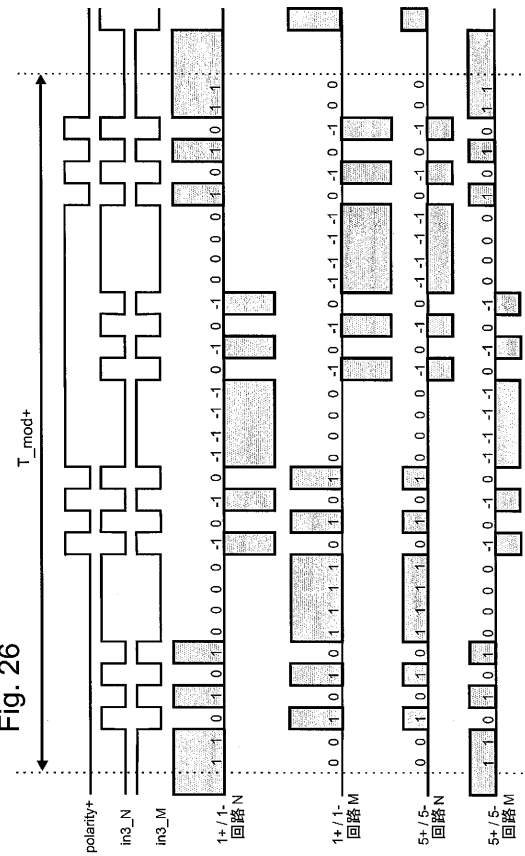
Fig. 25

ブレイクスルーオフセット校正モード



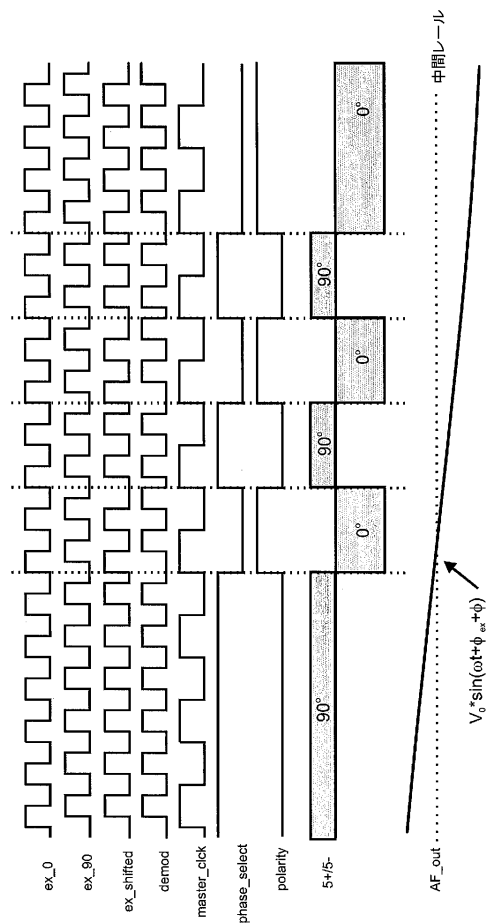
【図 26】

Fig. 26



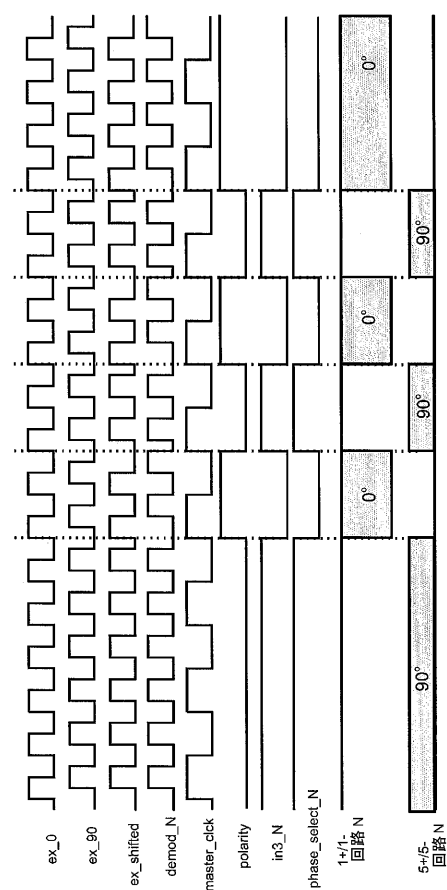
【図 27】

Fig. 27

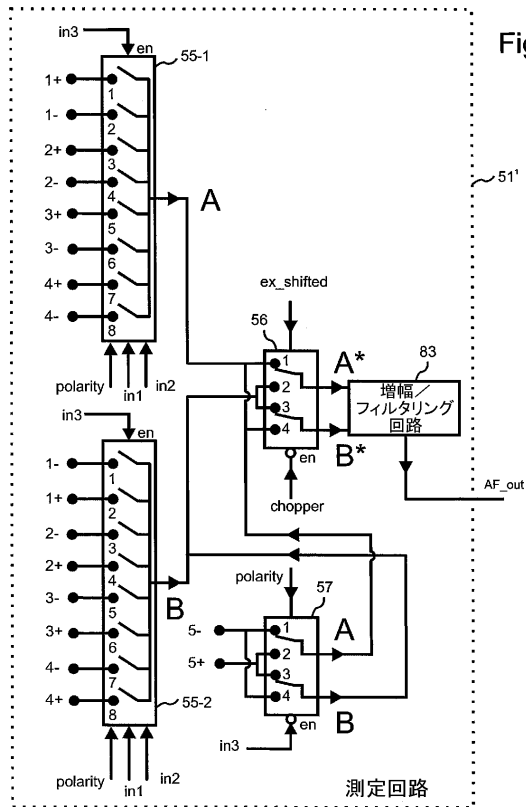


【図 28】

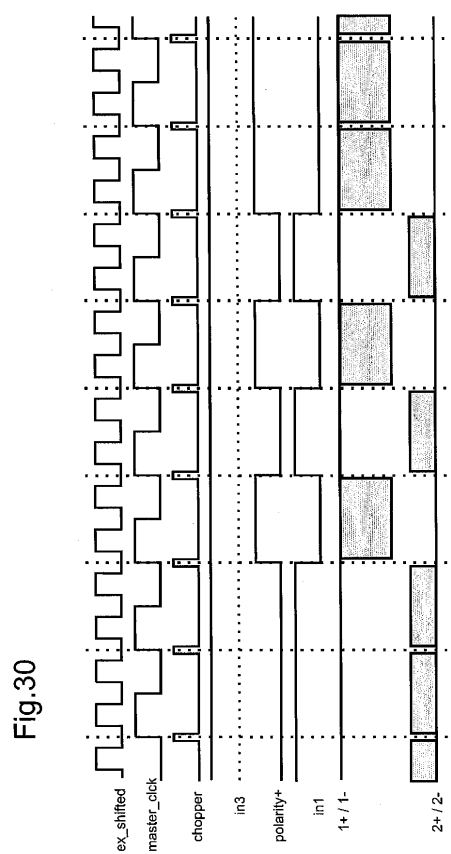
Fig. 28



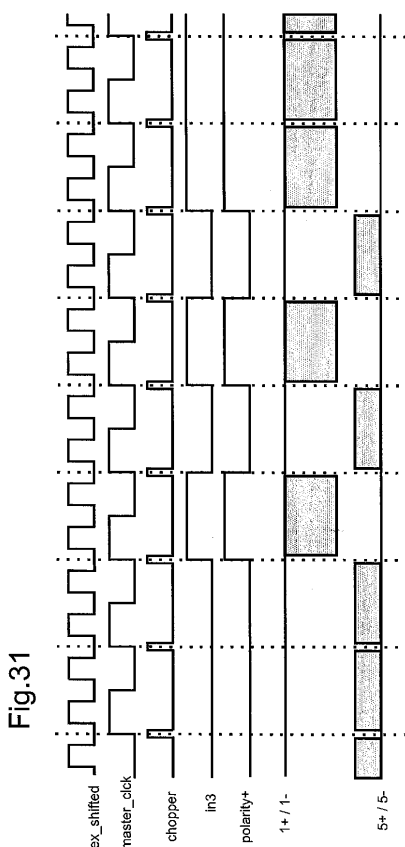
【図 29】



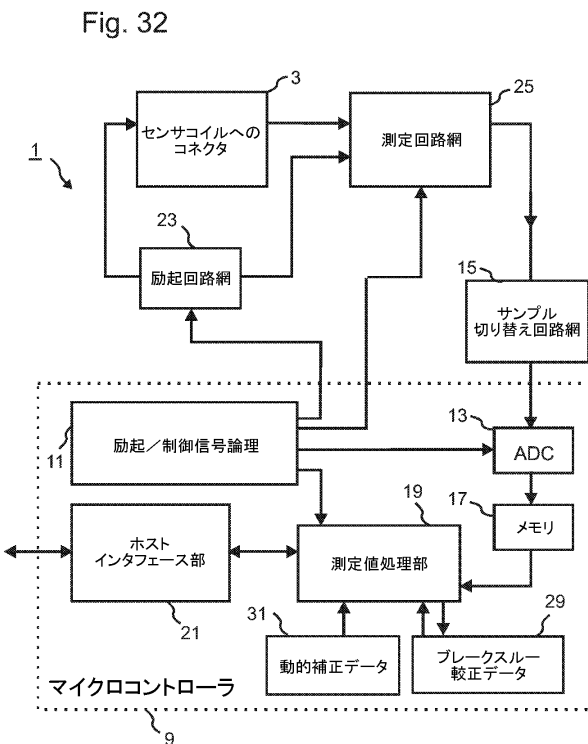
【図 30】



【図 31】



【図 32】



【図 3 3】

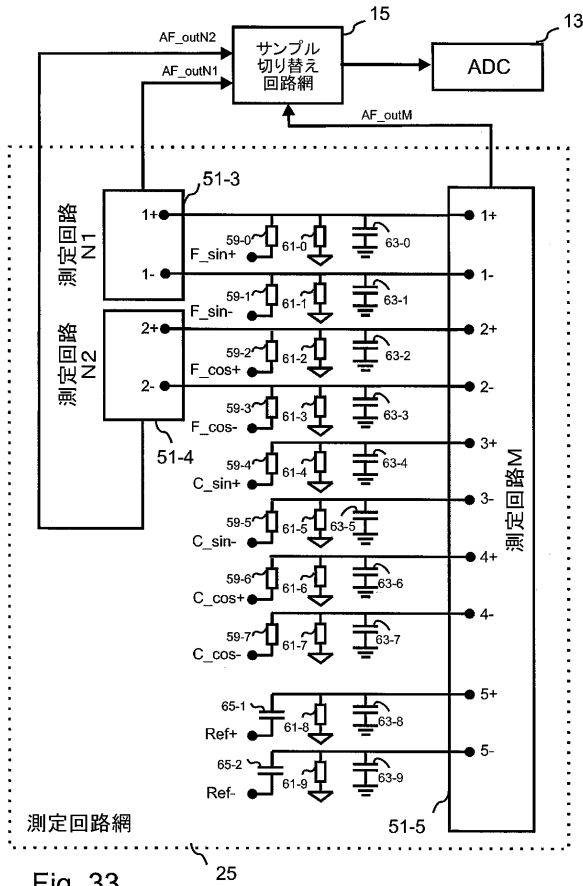


Fig. 33

【図 3 4】

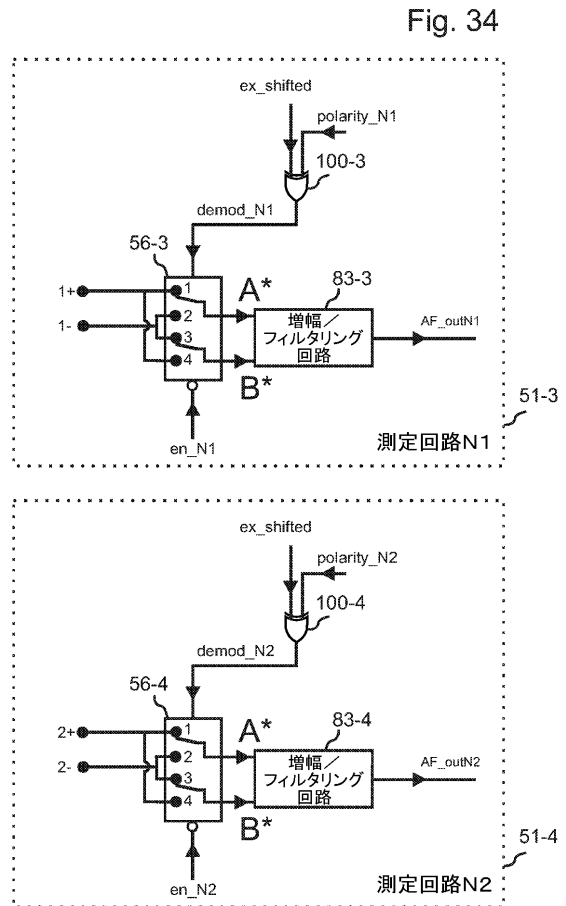


Fig. 34

【図 3 5】

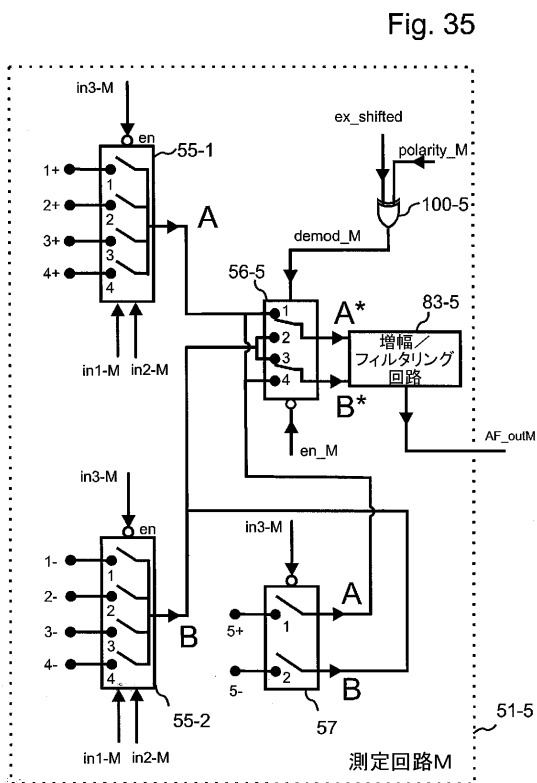


Fig. 35

【図 3 6】

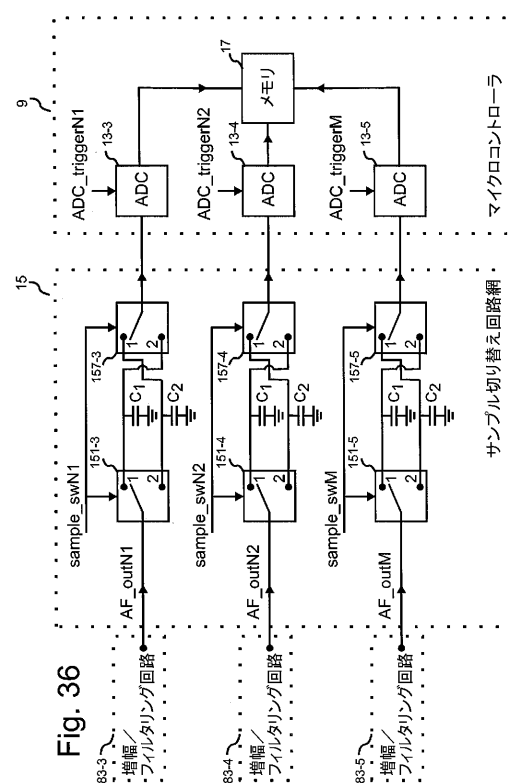
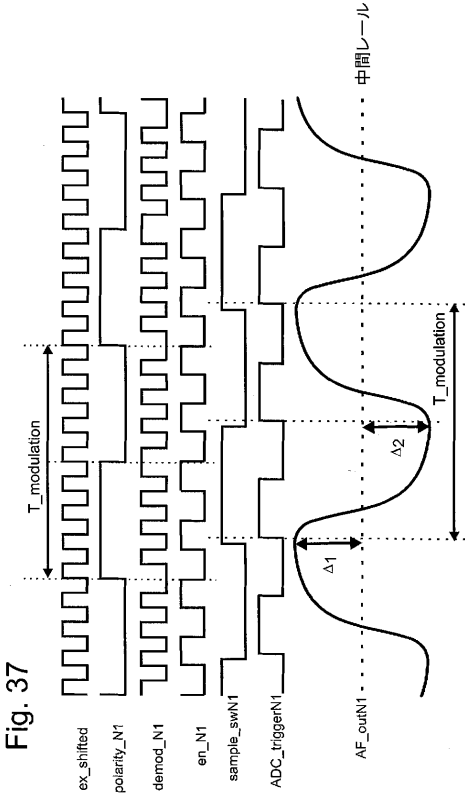
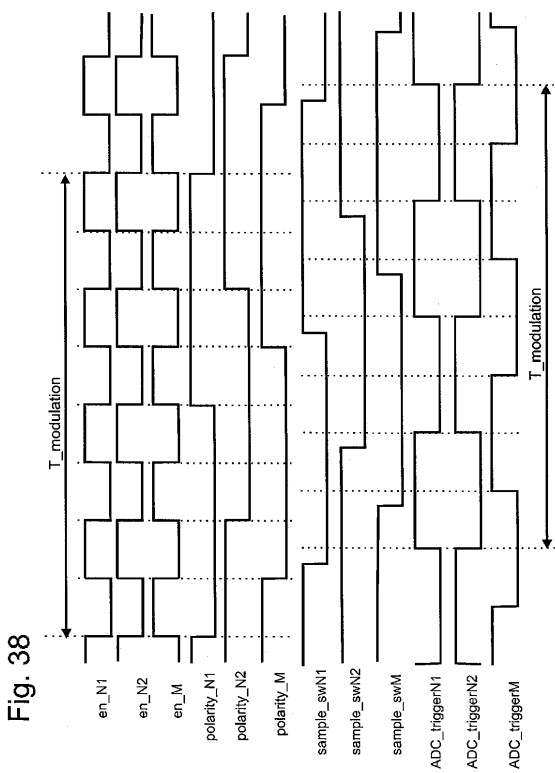


Fig. 36

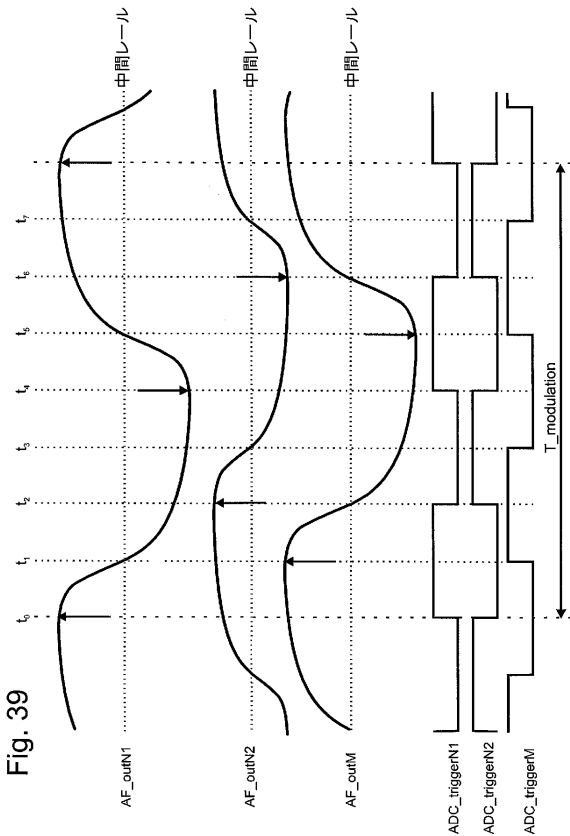
【図 37】



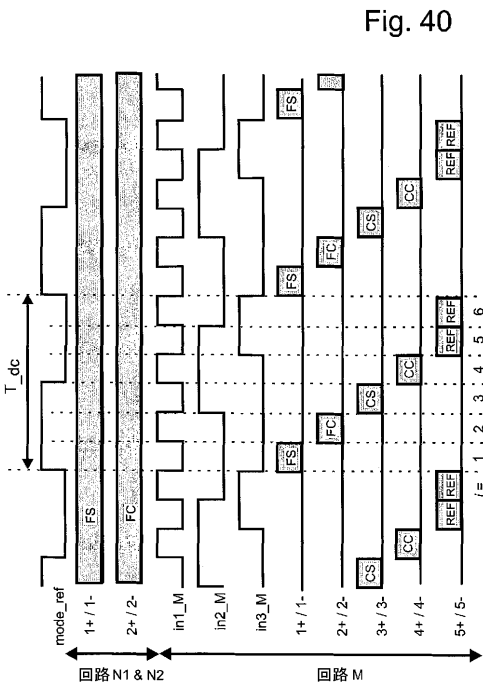
【図 38】



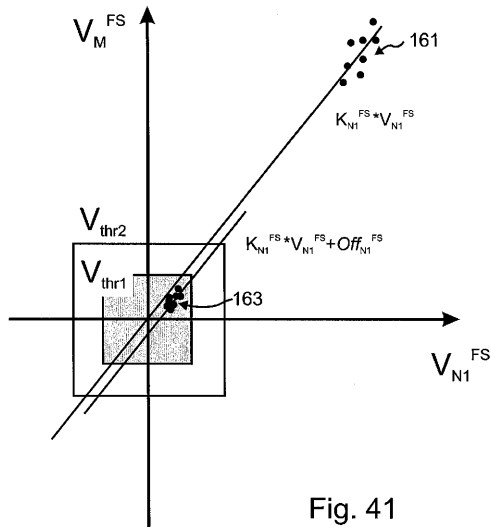
【図 39】



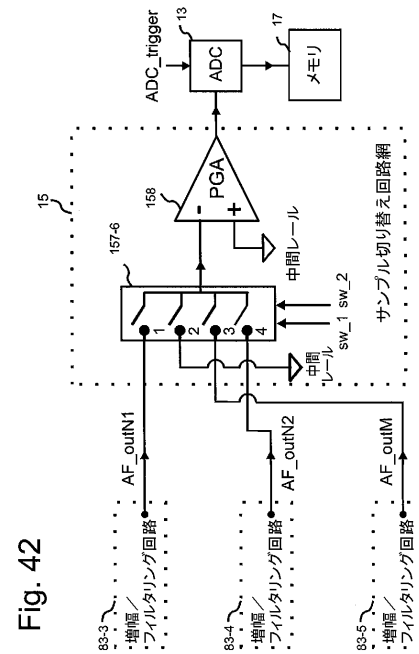
【図 40】



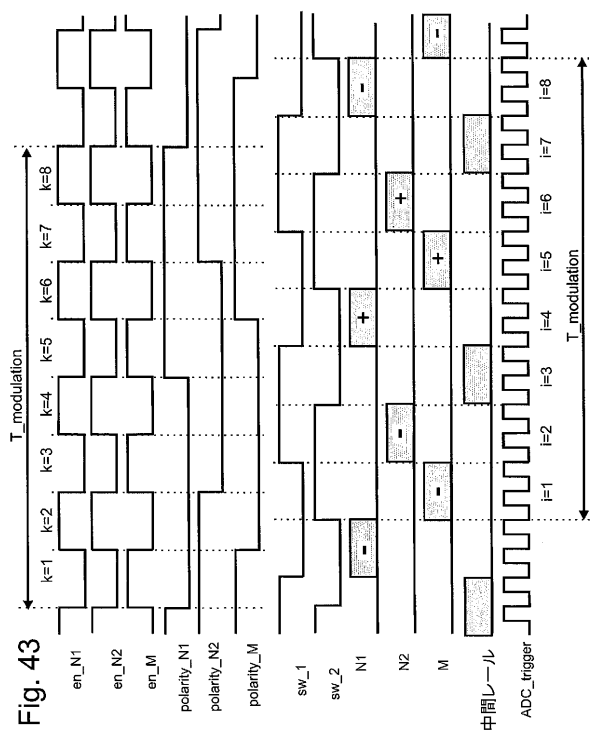
【図 4 1】



【図 4 2】

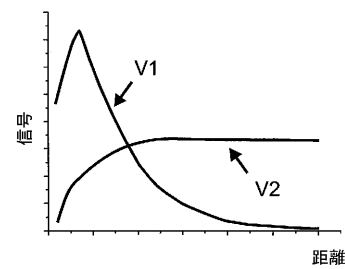


【図 4 3】



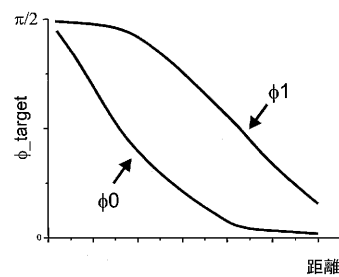
【図 4 4 a】

Fig.44a

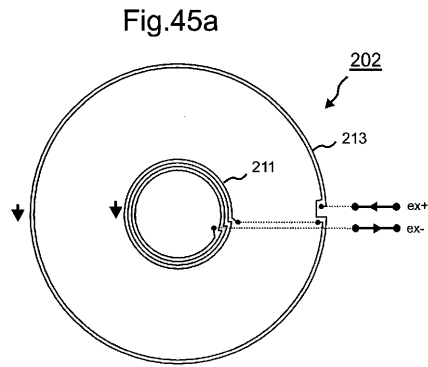


【図 4 4 b】

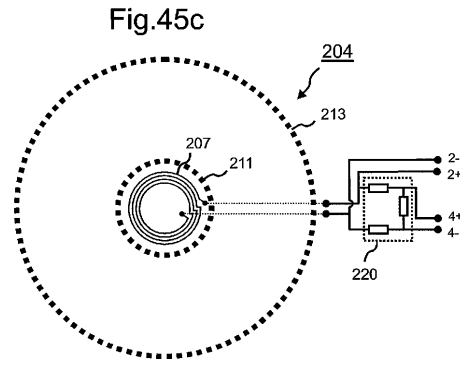
Fig.44b



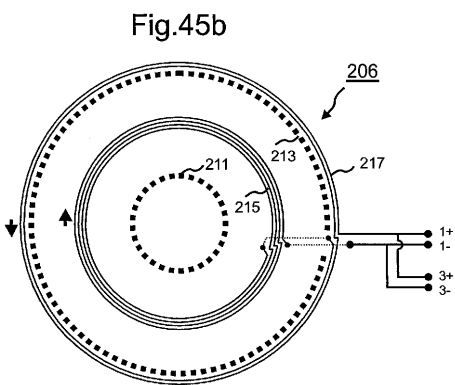
【図 4 5 a】



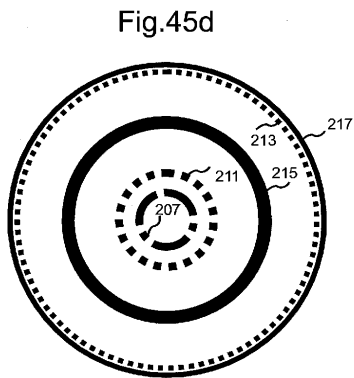
【図 4 5 c】



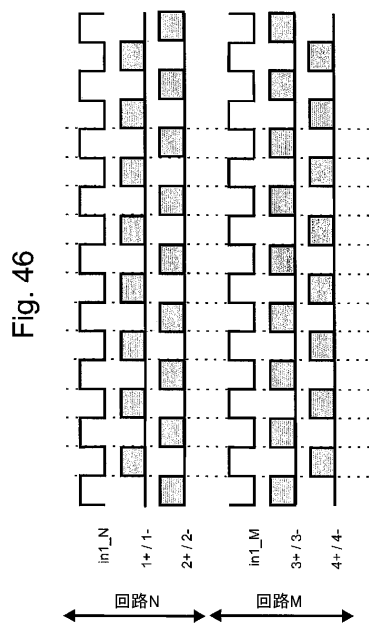
【図 4 5 b】



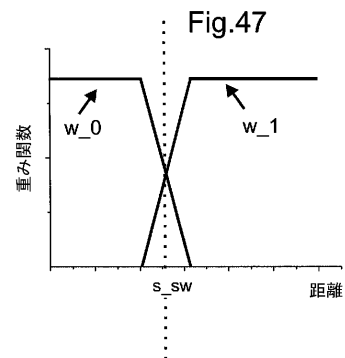
【図 4 5 d】



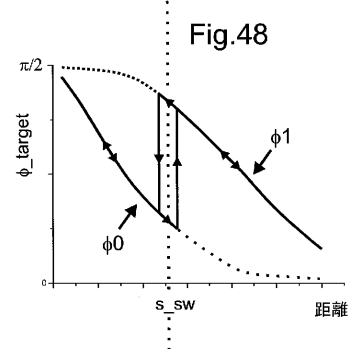
【図 4 6】



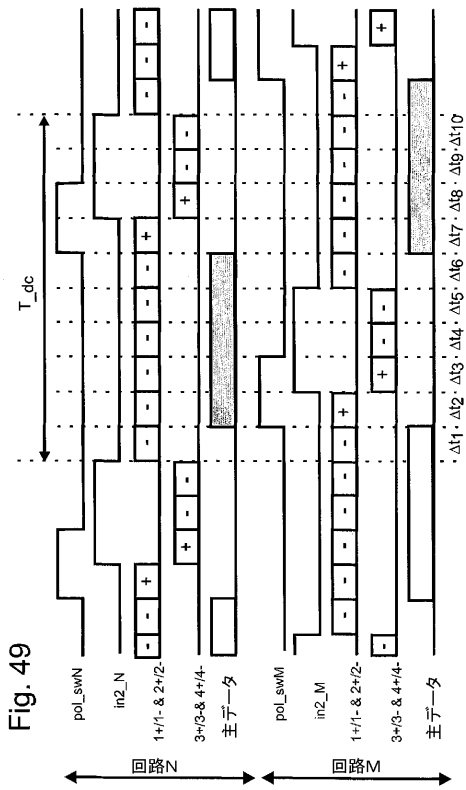
【図 4 7】



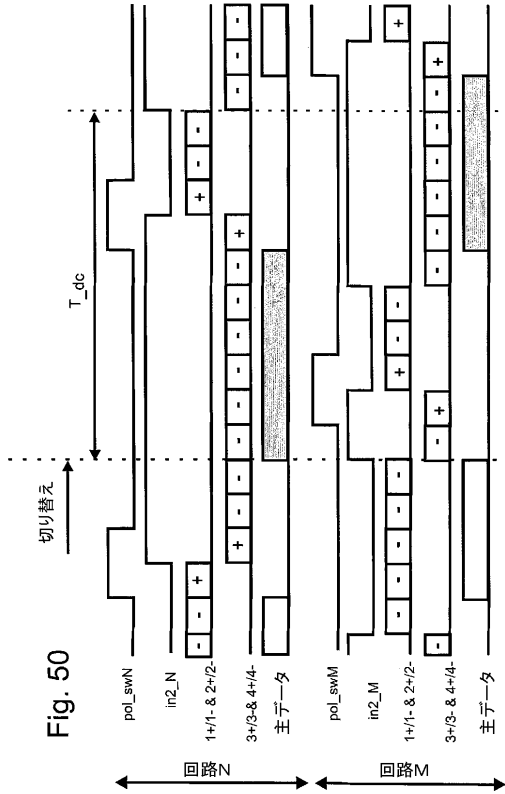
【図 4 8】



【図 49】



【図 50】



フロントページの続き

- (74)代理人 100115071
弁理士 大塚 康弘
- (74)代理人 100112508
弁理士 高柳 司郎
- (74)代理人 100116894
弁理士 木村 秀二
- (74)代理人 100130409
弁理士 下山 治
- (74)代理人 100199277
弁理士 西守 有人
- (72)発明者 ジトームルスキー, ビクター
イギリス国 ケンブリッジシャー シービー2 9エヌビー, ケンブリッジ, トランピントン
, シェルフォード ロード 77エー, ジーディーイー テクノロジー リミテッド内

審査官 吉田 久

- (56)参考文献 特開2004-205456(JP,A)
特開2009-58291(JP,A)
特表2012-529028(JP,A)
特開2013-109731(JP,A)
特表2008-524588(JP,A)
特開2010-185756(JP,A)
米国特許第4644355(US,A)
米国特許第5066912(US,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01D 5/00-5/252
G01B 7/00-7/34
G01P 3/00-3/80
G08C 13/00-25/04