

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2017-139945

(P2017-139945A)

(43) 公開日 平成29年8月10日(2017.8.10)

(5) Int.Cl.			F I	テーマコード (参考)
<b>HO2P</b>	<b>6/10</b>	<b>(2006.01)</b>	HO2P 6/10	5H505
<b>HO2P</b>	<b>27/06</b>	<b>(2006.01)</b>	HO2P 27/06	5H560
<b>HO2P</b>	<b>21/05</b>	<b>(2006.01)</b>	HO2P 21/05	

審査請求 未請求 請求項の数 11 O L (全 24 頁)

(21) 出願番号 特願2016-229230 (P2016-229230)  
 (22) 出願日 平成28年11月25日(2016.11.25)  
 (31) 優先権主張番号 特願2016-17405 (P2016-17405)  
 (32) 優先日 平成28年2月1日(2016.2.1)  
 (33) 優先権主張国 日本国(JP)

(71) 出願人 000004260  
 株式会社デンソー  
 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地  
 (71) 出願人 000101352  
 アスモ株式会社  
 静岡県湖西市梅田390番地  
 (74) 代理人 100121821  
 弁理士 山田 強  
 (74) 代理人 100139480  
 弁理士 日野 京子  
 (74) 代理人 100125575  
 弁理士 松田 洋  
 (74) 代理人 100175134  
 弁理士 北 裕介

最終頁に続く

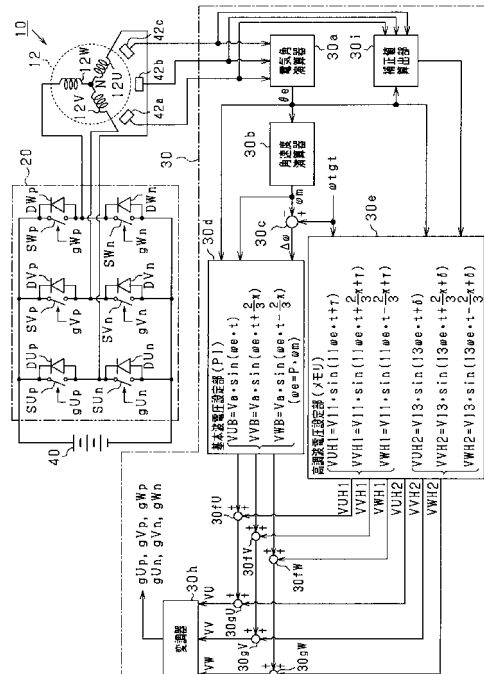
(54) 【発明の名称】 回転電機の制御装置

(57) 【要約】

【課題】ロータに作用する径方向の電磁力変動を低減できる回転電機の制御装置を提供する。

【解決手段】制御装置30は、巻線12U~12Wが巻回されたステータ12及び永久磁石が形成されたロータを有するモータ10と、巻線12U~12Wに駆動電流を流してモータ10を駆動するインバータ20とを備えるシステムに適用される。制御装置30は、永久磁石の磁束情報を取得し、巻線12U~12Wに基本波電流を流すための基本波指令値を設定する。制御装置30は、基本波指令値に重畳されて、かつ、上記電磁力変動低減用の高調波電流を巻線12U~12Wに流すための高調波指令値を、取得した磁束情報に基づいて設定する。制御装置30は、上記高調波電流を上記基本波電流に重畳した電流を駆動電流とし、基本波指令値及び高調波指令値に基づいて、駆動電流が巻線12U~12Wに流れるようにインバータ20を操作する。

【選択図】 図1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

巻線（12U～12W）が巻回された固定子（12）及び磁極（14a）が形成された回転子（14）を有する回転電機（10）と、前記回転電機に電氣的に接続され、前記巻線に駆動電流を流して前記回転電機を駆動する電力変換器（20）と、を備えるシステムに適用され、

前記磁極の磁束情報を取得する磁束情報取得部（30）と、

前記巻線に基本波電流を流すための基本波指令値を設定する基本波設定部（30）と、

前記回転子に作用する径方向の電磁力変動を低減するための高調波電流を低減電流とし、前記基本波指令値に重畳されて、かつ、前記低減電流を前記巻線に流すための高調波指令値を、前記磁束情報取得部により取得された磁束情報に基づいて設定する高調波設定部（30）と、

前記低減電流を前記基本波電流に重畳した電流を前記駆動電流とし、前記基本波設定部により設定された前記基本波指令値及び前記高調波設定部により設定された前記高調波指令値に基づいて、前記駆動電流が前記巻線に流れるように前記電力変換器を操作する操作部（30）と、を備える回転電機の制御装置。

10

## 【請求項 2】

前記回転電機の回転角を算出する回転角算出部（30）と、

前記回転角算出部により算出された回転角、及び前記磁束情報取得部により取得された磁束情報に基づいて、低減対象とする前記電磁力変動の角速度で変動する前記磁極の磁束成分を抽出する抽出部（30）と、を備え、

前記高調波設定部は、前記抽出部により抽出された磁束成分に基づいて前記高調波指令値を生成する高調波生成部を含み、

前記操作部は、前記基本波指令値と、前記高調波生成部により生成された前記高調波指令値とに基づいて、前記駆動電流が前記巻線に流れるように前記電力変換器を操作する請求項 1 に記載の回転電機の制御装置。

20

## 【請求項 3】

前記高調波指令値を予め記憶している記憶部（30）を備え、

前記高調波設定部は、前記磁束情報取得部により取得された磁束情報に基づいて前記記憶部に記憶されている前記高調波指令値を補正する補正部を含み、

前記操作部は、前記基本波指令値と、前記補正部により補正された前記高調波指令値とに基づいて、前記駆動電流が前記巻線に流れるように前記電力変換器を操作する請求項 1 に記載の回転電機の制御装置。

30

## 【請求項 4】

前記回転電機の回転角を算出する回転角算出部（30）と、

前記回転角算出部により算出された回転角、及び前記磁束情報取得部により取得された磁束情報に基づいて、低減対象とする前記電磁力変動の角速度で変動する前記磁極の磁束成分を抽出する抽出部（30）と、を備え、

前記補正部は、前記抽出部により抽出された磁束成分に基づいて、前記記憶部に記憶されている前記高調波指令値を補正する請求項 3 に記載の回転電機の制御装置。

40

## 【請求項 5】

前記磁束情報取得部により取得された磁束情報に基づいて、前記回転電機の回転角を算出する回転角算出部（30）を備え、

前記基本波設定部は、前記回転角算出部により算出された回転角に基づいて、前記回転電機の制御量をその指令値に制御するための前記基本波指令値を設定する請求項 1～4 のいずれか 1 項に記載の回転電機の制御装置。

## 【請求項 6】

前記回転子の回転中において前記巻線への通電を一時的に停止させる通電停止部（30）を備え、

前記磁束情報取得部は、前記通電停止部により前記巻線への通電が停止されている期間

50

において前記磁極の磁束情報を取得する請求項 1 ~ 5 のいずれか 1 項に記載の回転電機の制御装置。

【請求項 7】

前記システムには、前記磁極の磁束を検出する磁束検出部 ( 4 2 a ~ 4 2 c ) が備えられ、

前記磁束情報取得部は、前記磁束検出部により検出された磁束を前記磁束情報として取得する請求項 1 ~ 6 のいずれか 1 項に記載の回転電機の制御装置。

【請求項 8】

前記磁束検出部は、前記システムにおいて前記磁極の漏れ磁束を検出できる位置に配置されている請求項 7 に記載の回転電機の制御装置。

10

【請求項 9】

前記磁束検出部は、ホール素子、リニアホール IC、又はサーチコイルである請求項 7 又は 8 に記載の回転電機の制御装置。

【請求項 10】

前記回転電機は、前記磁極が永久磁石で形成された永久磁石同期機である請求項 1 ~ 9 のいずれか 1 項に記載の回転電機の制御装置。

【請求項 11】

前記回転電機は、アウトロータ型のものである請求項 1 ~ 10 のいずれか 1 項に記載の回転電機の制御装置。

【発明の詳細な説明】

20

【技術分野】

【0001】

本発明は、巻線が巻回された固定子及び磁極が形成された回転子を有する回転電機と、前記回転電機に電氣的に接続され、前記巻線に駆動電流を流して前記回転電機を駆動する電力変換器と、を備えるシステムに適用される回転電機の制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

この種の制御装置としては、下記特許文献 1 に見られるように、固定子鉄心に作用する電磁力の変動情報を記憶する記憶装置と、補正情報発生回路とを備えるものが知られている。補正情報発生回路は、回転子の磁極位置に応じて記憶装置から読み出した電磁力の変動情報に基づいて、この電磁力変動を補正する補正情報を発生する。ここで電磁力の変動情報は、固定子に作用する径方向の電磁力成分の変動情報である。制御装置は、上記補正情報に基づいて、固定子巻線に流す高調波電流波形を補正する。これにより、固定子に作用する径方向の電磁力変動の低減を図っている。

30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献 1】特許第 3 3 6 6 8 5 8 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

40

【0004】

本願発明者は、固定子に作用する径方向の電磁力変動とは別に、回転子に作用する径方向の電磁力変動に起因して、回転電機の振動や騒音が増大するといった問題に直面した。このため、回転子に作用する径方向の電磁力変動を低減する高調波電流を巻線に流すことにより、この電磁力変動を低減することも考えられる。ただし、回転電機の個体差に起因して、量産された回転電機毎に磁極の磁束特性がばらつく。磁束特性がばらつくと、径方向の電磁力変動を低減するための適正な高調波電流が回転電機毎に異なり得る。このため、径方向の電磁力変動を低減するためには、回転電機毎に適正な高調波電流を定めることが要求される。

【0005】

50

本発明は、上記課題を解決するためになされたものであり、その目的は、回転子に作用する径方向の電磁力変動を低減できる回転電機の制御装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明は、巻線(12U~12W)が巻回された固定子(12)及び磁極(14a)が形成された回転子(14)を有する回転電機(10)と、前記回転電機に電氣的に接続され、前記巻線に駆動電流を流して前記回転電機を駆動する電力変換器(20)と、を備えるシステムに適用され、前記磁極の磁束情報を取得する磁束情報取得部(30)と、前記巻線に基本波電流を流すための基本波指令値を設定する基本波設定部(30)と、前記回転子に作用する径方向の電磁力変動を低減するための高調波電流を低減電流とし、前記基本波指令値に重畳されて、かつ、前記低減電流を前記巻線に流すための高調波指令値を、前記磁束情報取得部により取得された磁束情報に基づいて設定する高調波設定部(30)と、前記低減電流を前記基本波電流に重畳した電流を前記駆動電流とし、前記基本波設定部により設定された前記基本波指令値及び前記高調波設定部により設定された前記高調波指令値に基づいて、前記駆動電流が前記巻線に流れるように前記電力変換器を操作する操作部(30)と、を備える。

10

【0007】

回転電機の個体差に起因して回転電機毎に磁極の磁束特性がばらつくと、回転子の回転中において、磁極磁束の変動角速度で変動する電磁力成分が回転電機毎にばらつく。このため、径方向の電磁力を低減するためには、磁極磁束の変動角速度で変動する電磁力成分を回転電機毎に把握することが要求される。

20

【0008】

ここで、磁極の磁束情報によれば、磁極磁束の変動角速度で変動する電磁力成分を把握できる。このため、回転電機の個体差に起因して回転電機毎に磁極の磁束特性がばらつく場合であっても、磁極の磁束情報によれば、回転子に作用する径方向の電磁力変動を低減する高調波電流である低減電流を、回転電機の個体差を反映して設定できる。

【0009】

そこで上記発明では、磁束情報取得部により取得された磁束情報に基づいて、巻線に基本波電流を流すための基本波指令値に重畳されて、かつ、上記低減電流を巻線に流すための高調波指令値が設定される。そして、基本波指令値及び高調波指令値に基づいて、高調波電流を基本波電流に重畳した電流である駆動電流が巻線に流れるように電力変換器が操作される。これにより、回転電機に個体差がある場合であっても、回転子に作用する径方向の電磁力変動を低減することができる。

30

【0010】

なお、上記発明における径方向の電磁力の変動角速度が磁極磁束の変動角速度と同じであるのに対し、上記特許文献1において低減対象とする固定子鉄心に作用する電磁力の変動角速度は、磁極及び巻線間の磁束の変動角速度の2倍となる。これは、上記特許文献1では巻線が巻回されたティース表面のサーチコイルで磁束を検出しており、サーチコイルで検出された磁束が、巻線への通電により発生する磁束と、磁極磁束とを含むものとなるためである。

40

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】第1実施形態に係るモータ制御システムの全体構成図。

【図2】モータの断面図。

【図3】ロータの共振モードを示す図。

【図4】高調波電流が重畳された基本波電流の推移を示す図。

【図5】高調波電圧の補正処理の手順を示すフローチャート。

【図6】第2実施形態に係るモータ制御システムの全体構成図。

【図7】高調波電圧の生成処理の手順を示すフローチャート。

【図8】磁束分布の一例を示す図。

50

【図 9】高調波電圧重畳前後の電磁力の変化を示す図。

【図 10】第 3 実施形態に係るモータ制御システムの全体構成図。

【図 11】第 4 実施形態に係るモータ制御システムの全体構成図。

【図 12】その他の実施形態に係るモータ制御システムの全体構成図。

【発明を実施するための形態】

【0012】

< 第 1 実施形態 >

以下、本発明にかかる制御装置を、車載空調装置を構成するブロワ用モータに適用した第 1 実施形態について、図面を参照しつつ説明する。

【0013】

図 1 に示すように、車載モータ制御システムは、モータ 10、電力変換器としての 3 相インバータ 20、及び制御装置 30 を備えている。モータ 10 は、インバータ 20 を介して、直流電源としてのバッテリー 40 に電氣的に接続されている。

【0014】

インバータ 20 は、上アームスイッチ  $S_{Up}$ 、 $S_{Vp}$ 、 $S_{Wp}$  及び下アームスイッチ  $S_{Un}$ 、 $S_{Vn}$ 、 $S_{Wn}$  の直列接続体を 3 つ備えている。U 相上、下アームスイッチ  $S_{Up}$ 、 $S_{Un}$  の接続点は、モータ 10 のステータ 12 (固定子) を構成する U 相ステータ巻線 12U の第 1 端に接続されている。V 相上、下アームスイッチ  $S_{Vp}$ 、 $S_{Vn}$  の接続点は、V 相ステータ巻線 12V の第 1 端に接続され、W 相上、下アームスイッチ  $S_{Wp}$ 、 $S_{Wn}$  の接続点は、W 相ステータ巻線 12W の第 1 端に接続されている。各ステータ巻線 12U、12V、12W の第 2 端同士は、中性点 N で接続されることによりスター結線されている。各スイッチ  $S_{Up}$ 、 $S_{Vp}$ 、 $S_{Wp}$ 、 $S_{Un}$ 、 $S_{Vn}$ 、 $S_{Wn}$  には、各フリーホイールダイオード  $D_{Up}$ 、 $D_{Vp}$ 、 $D_{Wp}$ 、 $D_{Un}$ 、 $D_{Vn}$ 、 $D_{Wn}$  が逆並列に接続されている。ちなみに、各スイッチとしては、例えば電圧制御形の半導体スイッチング素子を用いることができ、具体的には例えば、IGBT 又は MOSFET を用いることができる。

【0015】

なお本実施形態では、モータ 10 として、集中巻の永久磁石同期機を用いている。特に本実施形態では、モータ 10 として、図 2 に示すように、アウトロータ型のモータを用いている。ここで図 2 は、モータ 10 の軸方向、すなわちロータ 14 の回転軸方向と直交する面でモータ 10 を切断した横断面図を示している。なお、図 2 に示す中心点 O は、回転軸が通る点である。また、図 2 において、断面を表示するハッチングは省略している。

【0016】

図 2 に示すように、モータ 10 は、1 つのステータ 12 と、ステータ 12 に対して回転可能に配置された円環状のロータ 14 を備えている。ロータ 14 は、ロータ 14 及びステータ 12 の径方向において、ステータ 12 の外側にステータ 12 に対してギャップを有して配置されている。ロータ 14 は、複数の永久磁石 14a と、これら永久磁石 14a を連結する軟磁性体からなるバックヨーク 14b とを備えている。本実施形態において、ロータ 14 は、10 個の永久磁石 14a を備えている。これら永久磁石 14a のそれぞれは、互いに同一形状をなしており、1 つの磁極を構成している。永久磁石 14a は、ロータ 14 の径方向に着磁され、かつ、周方向に隣り合う永久磁石 14a の極性は、互いに異なる。つまり、S 極と N 極とが交互に出現するように永久磁石 14a が配置されている。なお、図 2 において、永久磁石 14a に記載されている矢印の矢の部分は N 極を示している。

【0017】

ステータ 12 は、複数のティース 12a を備えており、具体的には 12 個のティース 12a を備えている。これにより、ステータ 12 には、12 個のスロット 12b が形成されている。12 個のティース 12a は、スロット 12b を介してステータ 12 の周方向に等ピッチで配列されている。すなわち、本実施形態では、極対数 P が「5」で、スロット数 S が「12」のモータ 10 を採用している。

【0018】

図 1 の説明に戻り、制御装置 30 は、マイコンを主体として構成され、モータ 10 の制

10

20

30

40

50

御量をその指令値に制御すべくインバータ20を操作する。本実施形態において、制御量はモータ10の回転角速度であり、指令値は指令角速度  $tgt$  である。

【0019】

制御装置30は、インバータ20を構成する上、下アームスイッチ  $SUp$  ,  $SUn$  ,  $Svp$  ,  $Svn$  ,  $SWp$  ,  $SWn$  を操作すべく、上、下アーム操作信号  $gUp$  ,  $gUn$  ,  $gVp$  ,  $gVn$  ,  $gWp$  ,  $gWn$  を生成して上、下アームスイッチ  $SUp$  ,  $SUn$  ,  $Svp$  ,  $Svn$  ,  $SWp$  ,  $SWn$  に対して出力する。ここで、上アーム操作信号と、対応する下アーム操作信号とは、互いに相補的な信号となっている。すなわち、上アームスイッチと、これに直列接続された下アームスイッチとは、交互にオンされる。ちなみに、指令角速度  $tgt$  は、例えば、車両において制御装置30の外部に設けられ、制御装置30よりも上位の外部装置から出力される。

10

【0020】

制御装置30には、ロータ14の磁極位置を検出するための磁束検出部の検出信号が入力される。本実施形態において、磁束検出部は、磁気センサとしての第1, 第2, 第3ホール素子  $42a$  ,  $42b$  ,  $42c$  を含む。各ホール素子  $42a$  ,  $42b$  ,  $42c$  は、モータ10の機械角で  $60^\circ$  ずつずれた位置に配置されている。また、各ホール素子  $42a$  ,  $42b$  ,  $42c$  は、永久磁石14aからの主磁束及び漏れ磁束のうち漏れ磁束を検出可能な位置に配置されている。なお本実施形態では、モータ10がケース内に収容されており、そのケース内において、ステータ12及びロータ14のそれぞれに基板面を対向させて配置された基板上に各ホール素子  $42a$  ,  $42b$  ,  $42c$  が実装されている。これにより、漏れ磁束の検出が可能とされている。

20

【0021】

続いて、制御装置30によって実行されるモータ10の駆動制御について説明する。電気角演算器30aは、各ホール素子  $42a$  ,  $42b$  ,  $42c$  の検出信号に基づいて、モータ10の回転角を算出し、具体的には電気角  $e$  を算出する。なお本実施形態において、電気角演算器30aが回転角算出部に相当する。

【0022】

角速度算出部30bは、電気角演算器30aによって算出された電気角  $e$  に基づいて、モータ10の回転角速度  $m$  を算出する。本実施形態において、回転角速度  $m$  は、機械角速度である。偏差算出部30cは、角速度算出部30bによって算出された回転角速度  $m$  を指令角速度  $tgt$  から減算することにより、速度偏差  $\Delta$  を算出する。

30

【0023】

基本波電圧設定部30dは、速度偏差  $\Delta$  、電気角  $e$  及び回転角速度  $m$  に基づいて、回転角速度  $m$  を指令角速度  $tgt$  にフィードバック制御するための操作量として、下式( eq 1 )にて表される3相固定座標系における  $U$  ,  $V$  ,  $W$  相基本波電圧  $VUB$  ,  $VVB$  ,  $VWB$  を設定する。本実施形態において、基本波電圧設定部30dは、速度偏差  $\Delta$  に基づく比例積分制御によって  $U$  ,  $V$  ,  $W$  相基本波電圧  $VUB$  ,  $VVB$  ,  $VWB$  を算出する。より具体的には、上記比例積分制御により、電気角  $e$  1周期に渡る各基本波電圧  $VUB$  ,  $VVB$  ,  $VWB$  を設定する。ここでは、各基本波電圧  $VUB$  ,  $VVB$  ,  $VWB$  の変動角速度の算出に、電気角速度  $e$  が用いられる。電気角速度  $e$  は、入力された回転角速度  $m$  に極対数  $P$  を乗算した値として算出されればよい。基本波電圧設定部30dは、設定した各基本波電圧  $VUB$  ,  $VVB$  ,  $VWB$  を、入力された電気角  $e$  に対応させて出力する。各基本波電圧  $VUB$  ,  $VVB$  ,  $VWB$  は、波形形状が互いに同一であってかつ、電気角  $e$  で位相が互いに「 $2/3$ 」ずれた波形となっている。

40

【0024】

【数 1】

$$\left. \begin{aligned} V_{UB} &= V_a \cdot \sin(\omega_e \cdot t) \\ V_{VB} &= V_a \cdot \sin\left(\omega_e \cdot t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ V_{WB} &= V_a \cdot \sin\left(\omega_e \cdot t - \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \right\} \dots \text{(eq1)}$$

高調波電圧設定部 30e は、電気角  $\theta_e$  と指令角速度  $\omega_{gt}$  とに基づいて、3相固定座標系における第 1 U, V, W 相高調波電圧  $V_{UH1}$ ,  $V_{VH1}$ ,  $V_{WH1}$  と、第 2 U, V, W 相高調波電圧  $V_{UH2}$ ,  $V_{VH2}$ ,  $V_{WH2}$  とを算出する。本実施形態において、高調波電圧設定部 30e は、記憶部としてのメモリを備えている。メモリは、具体的には例えば不揮発性メモリである。各高調波電圧  $V_{UH1}$ ,  $V_{VH1}$ ,  $V_{WH1}$ ,  $V_{UH2}$ ,  $V_{VH2}$ ,  $V_{WH2}$  は、指令角速度  $\omega_{gt}$  及び電気角  $\theta_e$  と関係付けられてメモリに記憶されている。高調波電圧設定部 30e については、後に詳述する。

【0025】

なお本実施形態において、基本波電圧設定部 30d が基本波設定部に相当し、高調波電圧設定部 30e が高調波設定部に相当する。

【0026】

第 1 U, V, W 相重畳部 30fU, 30fV, 30fW は、U, V, W 相基本波電圧  $V_{UB}$ ,  $V_{VB}$ ,  $V_{WB}$  に、第 1 U, V, W 相高調波電圧  $V_{UH1}$ ,  $V_{VH1}$ ,  $V_{WH1}$  を加算する。第 2 U, V, W 相重畳部 30gU, 30gV, 30gW は、第 1 U, V, W 相重畳部 30fU, 30fV, 30fW から出力された電圧「 $V_{UB} + V_{UH1}$ 」, 「 $V_{VB} + V_{VH1}$ 」, 「 $V_{WB} + V_{WH1}$ 」に、第 2 U, V, W 相高調波電圧  $V_{UH2}$ ,  $V_{VH2}$ ,  $V_{WH2}$  を加算する。第 2 U, V, W 相重畳部 30gU, 30gV, 30gW の出力値が、U, V, W 相の指令電圧  $V_U$ ,  $V_V$ ,  $V_W$  となる。

【0027】

操作部としての変調器 30h は、インバータ 20 の U, V, W 相の出力電圧を、U, V, W 相指令電圧  $V_U$ ,  $V_V$ ,  $V_W$  とするための各操作信号  $g_{Up}$ ,  $g_{Un}$ ,  $g_{Vp}$ ,  $g_{Vn}$ ,  $g_{Wp}$ ,  $g_{Wn}$  を生成する。本実施形態では、各指令電圧  $V_U$ ,  $V_V$ ,  $V_W$  とキャリア信号との大小比較に基づく PWM 処理によって各操作信号  $g_{Up}$ ,  $g_{Un}$ ,  $g_{Vp}$ ,  $g_{Vn}$ ,  $g_{Wp}$ ,  $g_{Wn}$  を生成する。なお、キャリア信号としては、例えば三角波信号を用いることができる。

【0028】

ところで、モータ 10 の巻線 12U, 12V, 12W に電流が流れ、モータ 10 において回転磁界が生成されると、ロータ 14 に径方向の電磁力変動が作用する。この電磁力は、ロータ 14 の周方向の各位置において変動する力であり、ロータ 14 をステータ 12 の方に引き付ける吸引力、及びロータ 14 をステータ 12 から引き離す反発力として作用する。この電磁力は、弾性体であるロータ 14 を振動させる加振力となる。この電磁力の周波数が、ロータ 14 の円環モードの共振周波数と一致する場合、モータ 10 の騒音（磁気音）が増大するおそれがある。また、電磁力の周波数が上記共振周波数と一致する場合、モータ 10 の振動が増大することにより、モータ 10 に機械的に接続された車載機器の振動が増大し、その結果車載機器からの騒音が増大するおそれがある。以下、円環モードについて説明する。

【0029】

円環モードは、ロータ 14 の径方向に加わる加振力に起因して、ロータ 14 に生じる周期的な変動のモードである。図 3 に、円環モードの例として、0 ~ 5 次の円環モードを示す。図 3 は、ロータ 14 の鉛直断面の模式図である。図 3 において、破線は、ロータ 14 に加振力が作用していない状態におけるロータ 14 の形状（以下「原形状」という。）を示し、実線は、ロータ 14 に加振力が作用している状態におけるロータ 14 の形状を示す

。また、一点鎖線は、ロータ14に加振力が作用してロータ14が変位する状態で、互いにだけ離間する二つの節を結ぶ節線である。隣接する節同士の間中点が腹となる。節の部分においては、ロータ14に加振力が作用しても、ロータ14は原形状からほとんど変位しない。

【0030】

0次の円環モードは、原形状と相似な形状を維持しつつ、ロータ14が径方向に伸張及び収縮を繰り返すモードである。

【0031】

1次の円環モードは、ロータ14が、回リつつ1本の節線を基準として変位するモードである。詳しくは、1次の円環モードは、原形状に対して、1か所の腹が径方向に伸長するとともに、伸長する腹からだけ離間した1か所の腹が径方向に収縮するモードである。2次の円環モードは、ロータ14が、回リつつ2本の節線を基準として変位するモードである。詳しくは、2次の円環モードは、原形状に対して、互いにだけ離間した2か所の腹が径方向に伸長するとともに、伸長する2か所の腹から「 $\pi/2$ 」だけ離間した2か所の腹が径方向に収縮するモードである。

10

【0032】

3次の円環モードは、ロータ14が、回リつつ3本の節線を基準として変位するモードである。詳しくは、3次の円環モードは、原形状に対して、「 $2\pi/3$ 」間隔で離れた3か所の腹が径方向に伸長するとともに、伸長する3か所の腹から「 $\pi/3$ 」だけ離間した3か所の腹が径方向に収縮するモードである。4次の円環モードは、ロータ14が、回リつつ4本の節線を基準として変位するモードである。詳しくは、4次の円環モードは、原形状に対して、「 $\pi/2$ 」間隔で離れた4か所の腹が径方向に伸長するとともに、伸長する4か所の腹から「 $\pi/4$ 」だけ離間した4か所の腹が径方向に収縮するモードである。

20

【0033】

5次の円環モードは、ロータ14が、回リつつ5本の節線を基準として変位するモードである。詳しくは、5次の円環モードは、原形状に対して、「 $2\pi/5$ 」間隔で離れた5か所の腹が径方向に伸長するとともに、伸長する5か所の腹から「 $\pi/5$ 」だけ離間した5か所の腹が径方向に収縮するモードである。

【0034】

Xを自然数とすると、X次の円環モードを生じさせる加振力は、吸引力の増加する箇所と吸引力の減少する箇所との角度間隔が、「 $\pi/X$ 」となる力である。

30

【0035】

これらの円環モードは、それぞれ固有の共振周波数（共振角速度）を有している。そして、各円環モードを生じさせる加振力の周波数が、各円環モードの共振周波数近傍となることで、ロータ14の共振現象が生じる。加振力の実際の周波数が共振周波数近傍となる場合、モータ10の磁気音が増大し、可聴周波数帯域におけるノイズレベルが大きくなる等の問題が生じる。

【0036】

こうした問題に対処すべく、本実施形態では、制御装置30に高調波電圧設定部30eが備えられている。高調波電圧設定部30eには、磁気音の発生要因となる径方向の電磁力変動を抑制するための第1U、V、W相高調波電圧 $V_{UH1}$ 、 $V_{VH1}$ 、 $V_{WH1}$ と、第2U、V、W相高調波電圧 $V_{UH2}$ 、 $V_{VH2}$ 、 $V_{WH2}$ とが記憶されている。以下、電磁力変動を抑制するための高調波電圧について説明する。

40

【0037】

各相の基本波電流 $I_{UB}$ 、 $I_{VB}$ 、 $I_{WB}$ は、下式（eq2）によって表される。これら基本波電流 $I_{UB}$ 、 $I_{VB}$ 、 $I_{WB}$ は、電気角 $e$ で位相が互いに「 $2\pi/3$ 」ずれた波形となっている。

【0038】

【数 2】

$$\left. \begin{aligned} IUB &= B \cdot \cos(\omega_e \cdot t) + C \cdot \sin(\omega_e \cdot t) \\ IVB &= B \cdot \cos\left(\omega_e \cdot t + \frac{2}{3}\pi\right) + C \cdot \sin\left(\omega_e \cdot t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ IWB &= B \cdot \cos\left(\omega_e \cdot t - \frac{2}{3}\pi\right) + C \cdot \sin\left(\omega_e \cdot t - \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \right\} \dots \quad (eq2)$$

以下、U相を例にして説明する。モータ10を基本波電流IUB, IVB, IWBによって運転した場合の結果から、騒音抑制のためには、電磁力の6次成分を低減させることが要求される。6次成分とは、巻線12U, 12V, 12Wに流れる基本波電流の6倍の変動角速度を有する電磁力のことである。ここで、モータ10の径方向の電磁力(節点力)をFで表す。基本波電流を流すことにより、電磁力Fが発生するのであるから、電磁力Fは下式(eq3)によって表すことができる。

10

【0039】

【数 3】

$$F(\omega_e \cdot t) = G(\omega_e \cdot t) \times \{B \cdot \cos(\omega_e \cdot t) + C \cdot \sin(\omega_e \cdot t)\} \dots \quad (eq3)$$

電磁力Fの主要成分は、2次, 4次, 6次等の偶数次数の電磁力であることが知られている。このため、上式(eq3)におけるGは、奇数次数の周期関数として下式(eq4)によって表すことができる。

20

【0040】

【数 4】

$$G(\omega_e \cdot t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_{2n-1} \cdot \cos((2n-1)\omega_e \cdot t) + b_{2n-1} \cdot \sin((2n-1)\omega_e \cdot t)] \dots \quad (eq4)$$

ここで、通常、基本波電流を流すことにより大きな平均トルクが得られるようにモータが設計される。このことから、Gについて、低次のものほど係数を大きな値に設定する。このため、本実施形態では、上式(eq4)において、「n=1」とする。ここで、高調波電流を下式(eq5)で表す。

30

【0041】

【数 5】

$$IH = e \cdot \cos(\beta \cdot \omega_e \cdot t) + f \cdot \sin(\beta \cdot \omega_e \cdot t) \dots \quad (eq5)$$

上式(eq5)において、 $\beta$ は2以上の整数である。上式(eq4), (eq5)を上式(eq3)に代入することにより、高調波電磁力FHを下式(eq6)によって表すことができる。

【0042】

【数 6】

$$\begin{aligned} FH &= \left( \frac{a_1 \cdot e - b_1 \cdot f}{2} \right) \cos((1+\beta)\omega_e \cdot t) + \left( \frac{a_1 \cdot e + b_1 \cdot f}{2} \right) \cos((1-\beta)\omega_e \cdot t) \\ &+ \left( \frac{a_1 \cdot f + b_1 \cdot e}{2} \right) \sin((1+\beta)\omega_e \cdot t) + \left( \frac{b_1 \cdot e - a_1 \cdot f}{2} \right) \sin((1-\beta)\omega_e \cdot t) \dots \quad (eq6) \end{aligned}$$

40

ここで、「 $\beta = 6M - 1$ 」(Mは0以上の整数)とする場合、上式(eq6)は下式(eq7)となる。

【0043】

【数7】

$$FH = \left( \frac{a_1 \cdot e - b_1 \cdot f}{2} \right) \cos(6M \cdot \omega e \cdot t) + \left( \frac{a_1 \cdot e + b_1 \cdot f}{2} \right) \cos((6M - 2)\omega e \cdot t) \\ + \left( \frac{a_1 \cdot f + b_1 \cdot e}{2} \right) \sin(6M \cdot \omega e \cdot t) + \left( \frac{a_1 \cdot f - b_1 \cdot e}{2} \right) \sin((6M - 2)\omega e \cdot t) \dots \quad (eq7)$$

上式 (eq5), (eq7) は、「6M - 1」次の高調波電流を巻線 12U, 12V, 12W に流すと、「6M」次の電磁力と、「6M - 2」次の電磁力とがロータ 14 に作用することを表している。ここで、「6M」次の電磁力、高調波電流とは、「6M」と基本角速度との乗算値を変動角速度とする電磁力、高調波電流のことである。基本角速度とは、巻線 12U, 12V, 12W に流す基本波電流の変動角速度 e のことである。上式 (eq5), (eq7) は、「6M - 1」次の高調波電流を巻線 12U, 12V, 12W に流すことにより、「6M」次、「6M - 2」次の電磁力を制御できることを表している。本実施形態では、「6M - 2」次の電磁力を低減するように、上式 (eq7) の係数 e, f を調整する。ただし、この調整により、「6M」次の電磁力が増大する。

10

【0044】

一方、「 = 6M + 1」とする場合、上式 (eq6) は下式 (eq8) となる。

【0045】

【数8】

$$FH = \left( \frac{a_1 \cdot e - b_1 \cdot f}{2} \right) \cos((6M + 2)\omega e \cdot t) + \left( \frac{a_1 \cdot e + b_1 \cdot f}{2} \right) \cos(6M \cdot \omega e \cdot t) \\ + \left( \frac{a_1 \cdot f + b_1 \cdot e}{2} \right) \sin((6M + 2)\omega e \cdot t) + \left( \frac{a_1 \cdot f - b_1 \cdot e}{2} \right) \sin(6M \cdot \omega e \cdot t) \dots \quad (eq8)$$

20

上式 (eq5), (eq8) は、「6M + 1」次の高調波電流を巻線 12U, 12V, 12W に流すと、「6M」次の電磁力と、「6M + 2」次の電磁力とがロータ 14 に作用することを表している。すなわち、上式 (eq5), (eq8) は、「6M + 1」次の高調波電流を巻線 12U, 12V, 12W に流すことにより、「6M」次、「6M + 2」次の電磁力を制御できることを表している。本実施形態では、「6M - 1」次の高調波電流の重畳によって増大する「6M」次の電磁力を低減するように、上式 (eq8) の係数 e, f を調整する。ただし、この調整により、「6M + 2」次の電磁力が増大する。

30

【0046】

本実施形態では、10次の電磁力の変動角速度が2次の円環モードに応じた共振角速度近傍となる場合、騒音が増大する。このため、以上説明した事項に基づいて、「M = 2」とし、騒音の発生要因となる10次の電磁力を、11次の高調波電流の重畳によって12次の電磁力に変換する。ここで本実施形態では、12次の電磁力の変動角速度も共振角速度近傍となる。このため、さらに、12次の電磁力を、13次の高調波電流の重畳によって14次の電磁力に変換する。14次の電磁力の変動角速度は共振角速度から十分離間した値となる。このため、騒音の低減が可能となる。

40

【0047】

したがって、本実施形態では、ロータ 14 に作用する電磁力のうち、10次の電磁力を低減可能な11次の高調波電流（以下「第1高調波電流 I<sub>UH1</sub>, I<sub>VH1</sub>, I<sub>WH1</sub>」という。）と、11次の高調波電流の重畳によって増大する12次の電磁力を低減可能な13次の高調波電流（以下「第2高調波電流 I<sub>UH2</sub>, I<sub>VH2</sub>, I<sub>WH2</sub>」という。）とを、基本波電流 I<sub>UB</sub>, I<sub>VB</sub>, I<sub>WB</sub> に重畳する。図4には、U相の各高調波電流 I<sub>UH1</sub>, I<sub>UH2</sub> を基本波電流 I<sub>UB</sub> に重畳した場合の電流の推移を例示した。下式 (eq9) にU相の第1高調波電流 I<sub>UH1</sub> を示し、下式 (eq10) にU相の第2高調波電流 I<sub>UH2</sub> を示す。

50

【 0 0 4 8 】

【 数 9 】

$$IUH1 = e1 \cdot \cos((6M-1)\omega_e \cdot t) + f1 \cdot \sin((6M-1)\omega_e \cdot t) = e1 \cdot \cos(11\omega_e \cdot t) + f1 \cdot \sin(11\omega_e \cdot t) \dots (eq9)$$

【 0 0 4 9 】

【 数 1 0 】

$$IUH2 = e2 \cdot \cos((6M+1)\omega_e \cdot t) + f2 \cdot \sin((6M+1)\omega_e \cdot t) = e2 \cdot \cos(13\omega_e \cdot t) + f2 \cdot \sin(13\omega_e \cdot t) \dots (eq10)$$

第1高調波電流  $IUH1$  ,  $IVH1$  ,  $IWH1$  は、10次の電磁力を低減させるように、上式 ( eq 9 ) に示した高調波電流の位相及び振幅 ( 各係数  $e1$  ,  $f1$  ) が調整された波形となっている。U , V , W相の高調波電流  $IUH1$  ,  $IVH1$  ,  $IWH1$  は、波形形状が互いに同一であってかつ、電気角  $e$  で位相が互いに「2 / 3」ずれた波形となっている。第2高調波電流  $IUH2$  ,  $IVH2$  ,  $IWH2$  についても同様である。

10

【 0 0 5 0 】

第1高調波電流  $IUH1$  ,  $IVH1$  ,  $IWH1$  を巻線 12U , 12V , 12W に流すための第1高調波電圧  $VUH1$  ,  $VVH1$  ,  $VWH1$  と、第2高調波電流  $IUH2$  ,  $IVH2$  ,  $IWH2$  を巻線 12U , 12V , 12W に流すための第2高調波電圧  $VUH2$  ,  $VVH2$  ,  $VWH2$  とが高調波電圧設定部 30e のメモリに予め記憶されている。詳しくは、高調波電圧設定部 30e には、下式 ( eq 11 ) , ( eq 12 ) に示すように、適合された11 , 13次の高調波電圧  $VUH1$  ,  $VVH1$  ,  $VVW1$  が予め記憶されている。ここで、高調波電流から高調波電圧への変換は、例えば、モータ 10 に印加される相電圧と相電流とを関係付ける周知の電圧方程式に基づいて行うことができる。

20

【 0 0 5 1 】

【 数 1 1 】

$$\left. \begin{aligned} VUH1 &= V11 \cdot \sin(11\omega_e \cdot t + \gamma) \\ VVH1 &= V11 \cdot \sin\left(11\omega_e \cdot t + \frac{2}{3}\pi + \gamma\right) \\ VWH1 &= V11 \cdot \sin\left(11\omega_e \cdot t - \frac{2}{3}\pi + \gamma\right) \end{aligned} \right\} \dots (eq11)$$

30

【 0 0 5 2 】

【 数 1 2 】

$$\left. \begin{aligned} VUH2 &= V13 \cdot \sin(13\omega_e \cdot t + \delta) \\ VVH2 &= V13 \cdot \sin\left(13\omega_e \cdot t + \frac{2}{3}\pi + \delta\right) \\ VWH2 &= V13 \cdot \sin\left(13\omega_e \cdot t - \frac{2}{3}\pi + \delta\right) \end{aligned} \right\} \dots (eq12)$$

40

上式 ( eq 11 ) , ( eq 12 ) における  $V11$  ,  $V13$  は、上式 ( eq 1 ) の基本波電圧に対する位相差を示す。本実施形態では、上式 ( eq 11 ) における  $V11$  ,  $\gamma$  を第1振幅 , 第1位相差と称することとし、上式 ( eq 12 ) における  $V13$  ,  $\delta$  を第2振幅 , 第2位相差と称することとする。U , V , W相の第1高調波電圧  $VUH1$  ,  $VVH1$  ,  $VWH1$  は、10次の電磁力を低減させるように設定されている。具体的には、第1高調波電圧  $VUH1$  ,  $VVH1$  ,  $VWH1$  は、10次の電磁力を低減させるように、上式 ( eq 11 ) に示した第1位相差  $\gamma$  及び第1振幅  $V11$  が調整された波形となっている。また、本実施形態において、U , V , W相の第1高調波電圧  $VUH1$  ,  $VVH1$  ,  $VWH1$  は、波形形状が

50

互いに同一であってかつ、電気角  $e$  で位相が互いに「 $2/3$ 」ずれた波形となっている。また、 $U, V, W$ 相の第2高調波電圧  $V_{UH2}, V_{VH2}, V_{WH2}$  は、13次の電磁力を低減させるように設定されている。具体的には、第2高調波電圧  $V_{UH2}, V_{VH2}, V_{WH2}$  は、14次の電磁力を低減させるように、上式 (eq 12) に示した第2位相差  $\theta$  及び第2振幅  $V_{13}$  が調整された波形となっている。また、本実施形態において、 $U, V, W$ 相の第2高調波電圧  $V_{UH2}, V_{VH2}, V_{WH2}$  は、波形形状が互いに同一であってかつ、電気角  $e$  で位相が互いに「 $2/3$ 」ずれた波形となっている。

【0053】

本実施形態において、第1, 第2高調波電圧は、指令角速度  $\omega_{gt}$  及び電気角  $e$  と関係付けられて高調波電圧設定部 30e にマップデータとして記憶されている。高調波電圧設定部 30e は、都度 (例えば、制御装置 30 の制御周期毎に) 入力された指令角速度  $\omega_{gt}$  と電気角  $e$  とに基づいて、該当する各高調波電圧を選択し、各重畳部 30fU ~ 30fW、30gU ~ 30gW に出力する。これにより、基本波電流に第1, 第2高調波電流を重畳することができる。

10

【0054】

こうした構成によれば、実際の回転角速度  $m$  が共振角速度に近づくことにより、基本波電圧に第1, 第2高調波電圧が重畳されることとなる。そして、実際の回転角速度  $m$  が共振角速度から離れると、基本波電圧に重畳される第1, 第2高調波電圧が小さくなる又は0となる。

【0055】

ところで、モータ 10 の個体差に起因して、量産されたモータ 10 毎に永久磁石 14a の磁束特性が異なる。この場合、メモリに記憶されている高調波電圧が、11次, 13次の電磁力変動を低減するための適正な高調波電圧からずれ得る。この場合、出力トルクに寄与しないトルク変動成分が増加することにより、騒音が増加する懸念がある。

20

【0056】

そこで制御装置 30 は、図1に示す補正值算出部 30i を備えている。補正值算出部 30i は、メモリに記憶されている第1, 第2高調波電圧を補正する補正処理を行う。以下、補正処理について説明する。

【0057】

ロータ 14 の径方向の電磁力  $F$  は、下式 (eq 13) に示すように、ロータの永久磁石からの磁束  $m$  と、ステータ巻線に流れる電流  $I$  とに比例する。

30

【0058】

【数13】

$$F \propto \phi_m \cdot I \quad \dots \quad (eq13)$$

ここで、ロータ 14 が一定速度で回転している場合において、磁束  $m$  のうち、正弦波で表される磁束を正弦波磁束  $\phi_0$  とし、正弦波磁束  $\phi_0$  からの歪み成分を磁束歪み  $\Delta\phi$  とする。また、電流  $I$  のうち、正弦波で表される電流を正弦波電流  $I_0$  とし、正弦波電流  $I_0$  からの歪み成分を電流歪み  $\Delta I$  とする。この場合、上式 (eq 13) が下式 (eq 14) で表される。

40

【0059】

【数14】

$$\begin{aligned} F &\propto (\phi_0 + \Delta\phi)(I_0 + \Delta I) \\ &= \phi_0 \cdot I_0 + (\Delta\phi \cdot I_0 + \phi_0 \cdot \Delta I) + \Delta\phi \cdot \Delta I \\ &\cong \phi_0 \cdot I_0 + (\Delta\phi \cdot I_0 + \phi_0 \cdot \Delta I) \quad \dots \quad (eq14) \end{aligned}$$

上式 (eq 14) において、「 $\Delta\phi \cdot \Delta I$ 」は他の項と比較して非常に小さいため、無視している。上式 (eq 14) において、右辺第1項の「 $\phi_0 \cdot I_0$ 」はモータ 10 の出力トルクを示し、右辺第2項の「 $\Delta\phi \cdot I_0 + \phi_0 \cdot \Delta I$ 」は、磁気音を生じさせる加振

50

力を示す。第 1 , 第 2 高調波電流を流すことにより、右辺第 2 項の加振力を 0 とすることができれば、磁気音が低減できる。ただし、この加振力において、磁束歪み がモータ 10 の個体差によりばらつく。このため、磁束歪み を観測し、観測した磁束歪みに基づいて、下式 ( e q 1 5 ) を満たす電流歪み I を高調波電流として巻線に流すことにより、加振力を低減できる。

【 0 0 6 0 】

【 数 1 5 】

$$\Delta\phi \cdot I_0 + \phi_0 \cdot \Delta I = 0 \quad \dots \quad (eq15)$$

ちなみに、本実施形態において低減対象とする電磁力変動の次数は、永久磁石の磁束変動の次数と同じである。つまり、マクスウェルの応力の式により、ロータの径方向の電磁力 F e は、下式 ( e q 1 6 ) により表される。

【 0 0 6 1 】

【 数 1 6 】

$$Fe = \frac{B^2}{2\mu} S = \frac{\Phi^2}{2\mu S} \quad \dots \quad (eq16)$$

上式 ( e q 1 6 ) において、 $\mu$  は透磁率を示し、B は磁束密度を示し、 $S$  はティース 1 2 a と永久磁石 1 4 a との間の磁束を示す。ここで磁束  $\Phi$  は、下式 ( e q 1 7 ) に示すように、永久磁石 1 4 a の磁石磁束  $\phi_m$  と、巻線 1 2 U , 1 2 V , 1 2 W に電流が流れることにより発生する磁束  $\phi_e$  とからなる。

【 0 0 6 2 】

【 数 1 7 】

$$\Phi = \phi_m + \phi_e = \phi_m + L \cdot I \quad \dots \quad (eq17)$$

上式 ( e q 1 7 ) において、L は各巻線 1 2 U ~ 1 2 W のインダクタンスを示し、I は各巻線 1 2 U ~ 1 2 W に流れる電流を示す。上式 ( e q 1 7 ) を上式 ( e q 1 6 ) に代入すると、下式 ( e q 1 8 ) が導かれる。

【 0 0 6 3 】

【 数 1 8 】

$$\begin{aligned} Fe &= \frac{1}{2\mu S} (\phi_m + L \cdot I)^2 \\ &= \frac{1}{2\mu S} (\phi_m^2 + 2\phi_m \cdot L \cdot I + L^2 I^2) \quad \dots \quad (eq18) \end{aligned}$$

上式 ( e q 1 8 ) において、右辺第 2 項が磁気音を生じさせる加振力を示す。すなわち、本実施形態では、磁石磁束  $\phi_m$  を観測して電磁力 F e を低減するため、観測対象となる磁石磁束  $\phi_m$  の変動角速度と、低減対象とする電磁力 F e の変動角速度とが同じとなる。

【 0 0 6 4 】

これに対し、上記特許文献 1 に記載の技術では、磁束を検出するサーチコイルがティースに設けられている。この構成では、サーチコイルにより検出される磁束が、磁石磁束  $\phi_m$  及び電流が流れることにより発生する磁束  $\phi_e$  が合計された磁束  $\Phi$  となる。このため上記特許文献 1 に記載の技術では、上式 ( e q 1 6 ) に示すように、観測対象となる磁石磁束  $\phi_m$  の変動角速度の 2 倍の角速度が、低減対象とする電磁力 F e の変動角速度となる。このため、本実施形態で低減対象とする電磁力の変動角速度と、上記特許文献 1 で低減対象とする電磁力の変動角速度とは異なる。

【 0 0 6 5 】

図 5 に、補正值算出部 3 0 i により実行される補正処理の手順を示す。この処理は、工場における制御装置 3 0 の出荷前検査時や、モータ 1 0 の起動時に実行される。

【 0 0 6 6 】

10

20

30

40

50

この一連の処理によれば、まずステップ S 1 0 において、ロータ 1 4 が回転中であるか否かを判定する。

【 0 0 6 7 】

ステップ S 1 0 において肯定判定した場合には、ステップ S 1 2 に進み、巻線 1 2 U , 1 2 V , 1 2 W への通電を一時的に停止する。この処理は、永久磁石 1 4 a の磁束を把握しやすくし、演算処理の増加を回避するための処理である。つまり、巻線 1 2 U , 1 2 V , 1 2 W に通電されると、巻線 1 2 U , 1 2 V , 1 2 W に電流が流れることにより磁束が発生する。このため、各ホール素子 4 2 a ~ 4 2 c は、電流により発生した磁束と磁石磁束とが合計されたものを検出することとなる。この場合、第 1 , 第 2 高調波電圧を補正するためには、検出された磁束から、電流により発生した磁束を差し引く必要がある。その結果、補正処理における演算処理が増加する。これに対し、巻線 1 2 U , 1 2 V , 1 2 W への通電が停止されている期間における各ホール素子 4 2 a ~ 4 2 c の磁束検出値は、磁石磁束のみとなり、磁束検出値から電流により発生した磁束を差し引く必要がない。なお本実施形態において、本ステップの処理が通電停止部に相当する。

10

【 0 0 6 8 】

続くステップ S 1 4 では、ホール素子 4 2 a ~ 4 2 c により検出された磁束を電気角  $e$  と関係付けて取得する。電気角  $e$  と関係付けて磁石磁束を把握することにより、電気角  $e$  を独立変数とし、磁石磁束を従属変数とした磁束特性を適正に把握できる。なお、本ステップで用いられる磁束検出値は、各ホール素子 4 2 a ~ 4 2 c のうち少なくとも 1 つの磁束検出値であればよい。

20

【 0 0 6 9 】

続くステップ S 1 6 では、ステップ S 1 4 で取得された磁束検出値に基づいて、電気角  $e$  と関係付けた磁束検出値である磁束の空間分布を算出する。なお本実施形態において、ステップ S 1 4 , S 1 6 の処理が磁束情報取得部に相当する。

【 0 0 7 0 】

続くステップ S 1 8 では、算出した磁束の空間分布に基づいて、低減対象とする 1 1 次 , 1 3 次の磁束の振幅及び位相差を抽出する。ここで磁束の位相差は、例えば、上式 ( e q 1 ) で表される基本波電圧に対する位相差、又はモータ 1 0 の基準となる電気角に対する位相差とすればよい。そしてステップ S 1 8 では、抽出した 1 1 次の磁束の振幅及び位相差に基づいて、第 1 振幅  $V 1 1$  を補正するための第 1 振幅補正值、及び第 1 位相差 を補正するための第 1 位相補正值を算出する。具体的には、算出した 1 1 次の磁束の振幅及び位相差と、予めメモリに記憶されてかつ基準となる 1 1 次の磁束の振幅及び位相差とに基づいて、第 1 振幅補正值及び第 1 位相補正值を算出する。またステップ S 1 8 では、抽出した 1 3 次の磁束の振幅及び位相差に基づいて、第 2 振幅  $V 1 3$  を補正するための第 2 振幅補正值、及び第 2 位相差 を補正するための第 2 位相補正值を算出する。具体的には、算出した 1 3 次の磁束の振幅及び位相差と、予めメモリに記憶されてかつ基準となる 1 3 次の磁束の振幅及び位相差とに基づいて、第 2 振幅補正值及び第 2 位相補正值を算出する。

30

【 0 0 7 1 】

そしてステップ S 1 8 では、算出した第 1 , 第 2 振幅補正值に基づいて、第 1 , 第 2 振幅  $V 1 1$  ,  $V 1 3$  を補正し、算出した第 1 , 第 2 位相補正值に基づいて、第 1 , 第 2 位相差 , を補正する。具体的には例えば、第 1 高調波の補正を例に説明すると、第 1 振幅補正值を第 1 振幅  $V 1 1$  に乗算することにより第 1 振幅  $V 1 1$  を補正し、第 1 位相補正值を第 1 位相差 に加算することにより第 1 位相差 を補正すればよい。

40

【 0 0 7 2 】

なお、ステップ S 1 8 の処理の完了後、巻線 1 2 U , 1 2 V , 1 2 W への通電が再開される。そしてその後、高調波電圧設定部 3 0 e では、振幅及び位相差が補正された第 1 , 第 2 高調波電圧が設定される。

【 0 0 7 3 】

以上説明した本実施形態によれば、以下の効果を得られるようになる。

50

## 【 0 0 7 4 】

第 1 高調波電圧の第 1 振幅  $V_{11}$  及び第 1 位相差  $\theta_{11}$  を、第 1 高調波電圧の変動角速度で変動する磁石磁束成分に基づいて補正した。また、第 2 高調波電圧の第 2 振幅  $V_{13}$  及び第 2 位相差  $\theta_{13}$  を、第 2 高調波電圧の変動角速度で変動する磁石磁束成分に基づいて補正した。これにより、モータ 10 に個体差がある場合であっても、ロータ 14 に作用する径方向の電磁力変動を低減することができる。

## 【 0 0 7 5 】

メモリに記憶されている第 1 振幅  $V_{11}$  及び第 1 位相差  $\theta_{11}$  を、第 1 高調波電圧の変動角速度で変動する磁石磁束成分に基づいて補正した。また、メモリに記憶されている第 2 振幅  $V_{13}$  及び第 2 位相差  $\theta_{13}$  を、第 2 高調波電圧の変動角速度で変動する磁石磁束成分に基づいて補正した。この構成によれば、モータ 10 の個体差を反映させた第 1, 第 2 高調波電圧を 0 から生成する必要がないため、第 1, 第 2 高調波電圧を設定するための制御装置 30 の演算負荷を低減できる。

10

## 【 0 0 7 6 】

電気角  $e$  と関係付けて把握された磁石磁束  $m$  に基づいて、低減対象とする電磁力の変動角速度で変動する磁極磁束成分を抽出した。これにより、実際の磁石磁束分布を適正に把握でき、第 1, 第 2 高調波電圧の補正精度を向上できる。

## 【 0 0 7 7 】

各ホール素子 42a ~ 42c により検出された磁束情報を、モータ制御に用いる電気角  $e$  の算出に加え、第 1, 第 2 高調波電圧の補正のために流用した。このため、第 1, 第 2 高調波電圧を補正するための専用の磁束検出部を追加することなく、モータ 10 の個体差を反映して第 1, 第 2 高調波電圧を補正できる。

20

## 【 0 0 7 8 】

巻線 12U, 12V, 12W への通電が停止されている期間において磁極磁束を取得した。これにより、制御装置 30 の外部に設けられる外部装置を使用することなく磁極磁束成分の抽出を簡易に行うことができ、制御装置 30 の演算負荷の増大を回避できる。

## 【 0 0 7 9 】

モータ 10 の起動時に補正処理を行った。このため、モータ 10 の経年劣化の影響を反映させて第 1, 第 2 高調波電圧を補正することができる。なお、補正処理は、モータ 10 が起動されるたびに行われてもよいし、補正処理が前回行われてから所定期間経過した場合におけるモータ 10 の起動時に行われてもよい。

30

## 【 0 0 8 0 】

## &lt; 第 2 実施形態 &gt;

以下、第 2 実施形態について、上記第 1 実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。第 1 実施形態では、各高調波電圧  $V_{UH1} \sim V_{WH1}$ ,  $V_{UH2} \sim V_{WH2}$  がメモリに予め記憶されており、記憶された各高調波電圧  $V_{UH1} \sim V_{WH1}$ ,  $V_{UH2} \sim V_{WH2}$  に基づいて高調波電流が重畳される構成とした。本実施形態では、各高調波電圧  $V_{UH1} \sim V_{WH1}$ ,  $V_{UH2} \sim V_{WH2}$  がメモリに予め記憶されていない構成とする。このため、制御装置 30 は、高調波電圧設定部 30e 及び補正值算出部 30i に代えて、図 6 に示すように、高調波生成部 30j を備えている。なお図 6 において、先の図 1 に示した構成と同一の構成については、便宜上、同一の符号を付している。

40

## 【 0 0 8 1 】

高調波生成部 30j は、各ホール素子 42a ~ 42c の少なくとも 1 つの磁束検出値に基づいて、各高調波電圧  $V_{UH1} \sim V_{WH1}$ ,  $V_{UH2} \sim V_{WH2}$  を生成する。

## 【 0 0 8 2 】

図 7 に、高調波生成部 30j により実行される高調波電圧の生成処理の手順を示す。この処理は、工場における制御装置 30 の出荷前検査時、制御装置 30 が工場から出荷された後のモータ 10 の起動時、及びモータ 10 が起動された後のモータ 10 の駆動時に実行される。なお図 7 において、先の図 5 に示した処理と同一の処理については、便宜上、同一のステップ番号を付している。

50

## 【 0 0 8 3 】

この一連の処理では、ステップ S 1 6 の処理の完了後、ステップ S 2 0 に進む。ステップ S 2 0 では、ステップ S 1 6 で算出した磁束の空間分布に基づいて、低減対象とする 1 1 次、1 3 次の磁束の振幅及び位相差を抽出する。ここで磁束の位相差は、例えば、上式 ( e q 1 ) で表される基本波電圧に対する位相差、又はモータ 1 0 の基準となる電気角に対する位相差とすればよい。

## 【 0 0 8 4 】

そしてステップ S 2 0 では、抽出した 1 1 , 1 3 次の磁束の振幅及び位相差に基づいて、メモリに記憶された高調波電圧を用いることなく、第 1 U , V , W 相高調波電圧  $V_{UH1}$  ,  $V_{VH1}$  ,  $V_{WH1}$  と、第 2 U , V , W 相高調波電圧  $V_{UH2}$  ,  $V_{VH2}$  ,  $V_{WH2}$  とを生成する。

10

## 【 0 0 8 5 】

詳しくは、現在の電磁力の周波数をロータ 1 4 の円環モードの共振周波数からずらすことのできる磁束の空間分布が実現されるように、抽出した 1 1 次の磁束の振幅及び位相差に基づいて第 1 高調波電流  $I_{UH1}$  ,  $I_{VH1}$  ,  $I_{WH1}$  の振幅及び位相を算出するとともに、抽出した 1 3 次の磁束の振幅及び位相差に基づいて第 2 高調波電流  $I_{UH2}$  ,  $I_{VH2}$  ,  $I_{WH2}$  の振幅及び位相を算出する。ここで、磁束の空間分布とは、モータ 1 0 の機械角  $m$  と関係付けられた磁束の大きさの分布のことである。本実施形態では、電磁力の周波数が 2 次の円環モードに応じた共振周波数近傍となる場合に騒音が増大する。このため本実施形態では、現在の電磁力の周波数をロータ 1 4 の円環モードの共振周波数から

20

## 【 0 0 8 6 】

そして、算出した第 1 高調波電流  $I_{UH1}$  ,  $I_{VH1}$  ,  $I_{WH1}$  の振幅及び位相に基づいて第 1 高調波電圧  $V_{UH1}$  ,  $V_{VH1}$  ,  $V_{WH1}$  の第 1 振幅  $V_{11}$  及び第 1 位相差  $\theta_{11}$  を算出する。また、算出した第 2 高調波電流  $I_{UH2}$  ,  $I_{VH2}$  ,  $I_{WH2}$  の振幅及び位相に基づいて第 2 高調波電圧  $V_{UH2}$  ,  $V_{VH2}$  ,  $V_{WH2}$  の第 2 振幅  $V_{13}$  及び第 2 位相差  $\theta_{13}$  を算出する。ここで、高調波電流から高調波電圧への変換は、例えば、モータ 1 0 に印加される相電圧と相電流とを関係付ける周知の電圧方程式に基づいて行うことができる。

30

## 【 0 0 8 7 】

ステップ S 2 0 の処理の完了後、巻線 1 2 U , 1 2 V , 1 2 W への通電が再開される。そしてその後、高調波生成部 3 0 j は、第 1 , 第 2 高調波電圧を生成して出力する。

## 【 0 0 8 8 】

詳しくは、高調波生成部 3 0 j は、角速度算出部 3 0 b によって算出された回転角速度  $m$  に基づいて、電気角速度  $e$  を算出する。高調波生成部 3 0 j は、算出した第 1 振幅  $V_{11}$  及び第 1 位相差  $\theta_{11}$  に基づいて、算出した電気角速度  $e$  及び入力された電気角  $e$  に対応させて第 1 高調波電圧  $V_{UH1}$  ,  $V_{VH1}$  ,  $V_{WH1}$  を出力する。また、高調波生成部 3 0 j は、算出した第 2 振幅  $V_{13}$  及び第 2 位相差  $\theta_{13}$  に基づいて、算出した電気角速度  $e$  及び入力された電気角  $e$  に対応させて第 2 高調波電圧  $V_{UH2}$  ,  $V_{VH2}$  ,  $V_{WH2}$  を出力する。

40

## 【 0 0 8 9 】

図 9 に、上述した各高調波電圧  $V_{UH1}$  ,  $V_{VH1}$  ,  $V_{WH1}$  ,  $V_{UH2}$  ,  $V_{VH2}$  ,  $V_{WH2}$  が重畳されることにより、2 次の円環モードに対応する磁束の空間分布が 3 次の円環モードに対応する磁束の空間分布に変更される例を示す。磁束の空間分布が変更されることにより、電磁力の周波数成分が 2 次の円環モードに対応する周波数から 3 次の円環

50

モードに対応する周波数にシフトされる。その結果、モータ 10 に個体差がある場合であっても、ロータ 14 に作用する径方向の電磁力変動を低減することができる。

【0090】

また本実施形態によれば、メモリに記憶させる各高調波電圧を適合する作業を無くすことができるため、制御装置 30 を設計する際に要する労力を低減できる。

【0091】

< 第 3 実施形態 >

以下、第 3 実施形態について、上記第 1 実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。第 1 実施形態では、モータ 10 の固定座標系における高調波電圧  $V_{UH1} \sim V_{WH1}$  ,  $V_{UH2} \sim V_{WH2}$  を設定した。本実施形態では、モータ 10 の 2 相回転座標系である  $dq$  座標系における高調波電圧  $V_{UH1} \sim V_{WH1}$  ,  $V_{UH2} \sim V_{WH2}$  を設定する。

10

【0092】

図 10 に、本実施形態に係るシステム構成図を示す。なお図 10 において、先の図 1 に示した構成と同一の構成については、便宜上、同一の符号を付している。

【0093】

図 10 に示すように、制御システムは、電流検出部 21 を備えている。電流検出部 21 は、モータ 10 に流れる各相電流のうち、少なくとも 2 相分の電流を検出する。本実施形態では、電流検出部 21 は、 $U$  ,  $V$  ,  $W$  相電流を検出する。電流検出部 21 の検出値は、制御装置 30 に入力される。

20

【0094】

続いて、制御装置 30 によって実行されるモータ 10 の駆動制御について説明する。

【0095】

2 相変換部 30k は、電流検出部 21 により検出された相電流と、電気角演算器 30a によって算出された電気角  $e$  とに基づいて、3 相固定座標系における  $U$  ,  $V$  ,  $W$  相電流を  $dq$  座標系における  $d$  軸電流  $I_{dr}$  及び  $q$  軸電流  $I_{qr}$  に変換する。

【0096】

指令値設定部 30m は、指令角速度  $tgt$  に基づいて、2 相回転座標系における電流指令値である  $d$  軸指令電流  $I_{d*}$  と、 $q$  軸指令電流  $I_{q*}$  とを設定する。なお、 $d$  軸指令電流  $I_{d*}$  及び  $q$  軸指令電流  $I_{q*}$  は、例えば、指令角速度  $tgt$  と、 $d$  軸指令電流  $I_{d*}$  及び  $q$  軸指令電流  $I_{q*}$  とが関係付けられたマップ情報を用いて設定されればよい。

30

【0097】

基本波電流制御部 30n は、 $d$  軸電流  $I_{dr}$  を  $d$  軸指令電流  $I_{d*}$  にフィードバック制御するための操作量として、モータ 10 の  $d$  軸電圧成分である  $d$  軸基本波電圧  $V_{dB}$  を算出する。本実施形態において、 $d$  軸基本波電圧  $V_{dB}$  は  $dq$  座標系における直流成分である。また、基本波電流制御部 30n は、 $q$  軸電流  $I_{qr}$  を  $q$  軸指令電流  $I_{q*}$  にフィードバック制御するための操作量として、モータ 10 の  $q$  軸電圧成分である  $q$  軸基本波電圧  $V_{qB}$  を算出する。本実施形態において、 $q$  軸基本波電圧  $V_{qB}$  は  $dq$  座標系における直流成分である。なお本実施形態において、基本波電流制御部 30h が「基本波設定部」に相当する。

40

【0098】

高調波電圧設定部 30p は、指令角速度  $tgt$  に基づいて、 $d$  軸電圧成分である  $d$  軸高調波電圧  $V_{dh}$  と、 $q$  軸電圧成分である  $q$  軸高調波電圧  $V_{qh}$  とを算出する。本実施形態において、高調波電圧設定部 30p は、記憶部としてのメモリを備えている。 $d$  軸高調波電圧  $V_{dh}$  及び  $q$  軸高調波電圧  $V_{qh}$  は、指令角速度  $tgt$  と関係付けられてメモリに記憶されている。

【0099】

本実施形態では、10 次の電磁力を 14 次の電磁力にシフトさせるため、低減対象となる電磁力が、固定座標系において 11 , 13 次の電磁力となる。11 , 13 次の電磁力は、 $dq$  座標系において 12 次の電磁力に変換される。このため、 $d$  軸高調波電圧  $V_{dh}$  及

50

び q 軸高調波電圧  $V_{qh}$  は、d q 座標系において 1 2 次の高調波電圧となる。

【0100】

d 軸重畳部 30q は、d 軸基本波電圧  $V_{dB}$  に d 軸高調波電圧  $V_{dh}$  を加算して出力する。q 軸重畳部 30r は、q 軸基本波電圧  $V_{qB}$  に q 軸高調波電圧  $V_{qh}$  を加算して出力する。

【0101】

3 相変換部 30s は、d 軸重畳部 30q の出力値「 $V_{dB} + V_{dh}$ 」と、q 軸重畳部 30r の出力値「 $V_{qB} + V_{qh}$ 」と、電気角  $e$  とに基づいて、U, V, W 相の指令電圧  $V_U, V_V, V_W$  を算出する。算出された指令電圧  $V_U, V_V, V_W$  は、変調器 30h に入力される。

【0102】

制御装置 30 は、補正值算出部 30t を備えている。本実施形態に係る補正值算出部 30t は、先の図 5 のステップ S10 ~ S16 の処理を行った後、以下に説明する処理を行う。補正值算出部 30t は、ステップ S16 で算出した磁束の空間分布に基づいて、低減対象とする 1 1 次, 1 3 次の磁束の振幅及び位相差を抽出する。補正值算出部 30t は、抽出した 1 1, 1 3 次の磁束の振幅及び位相差に基づいて、d 軸高調波電圧  $V_{dh}$  及び q 軸高調波電圧  $V_{qh}$  のうち d 軸高調波電圧  $V_{dh}$  のみ、又は d 軸高調波電圧  $V_{dh}$  及び q 軸高調波電圧  $V_{qh}$  の双方を補正するための補正值を算出する。補正值算出部 30t は、算出した補正值に基づいて、d 軸高調波電圧  $V_{dh}$  及び q 軸高調波電圧  $V_{qh}$  のうち d 軸高調波電圧  $V_{dh}$  のみ、又は d 軸高調波電圧  $V_{dh}$  及び q 軸高調波電圧  $V_{qh}$  の双方を補正する。

【0103】

以上説明した本実施形態によっても、上記第 2 実施形態と同様の効果を得ることができる。

【0104】

< 第 4 実施形態 >

以下、第 4 実施形態について、上記第 3 実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。第 3 実施形態では、d, q 軸高調波電圧  $V_{dh}, V_{qh}$  がメモリに予め記憶されている構成とした。本実施形態では、d, q 軸高調波電圧  $V_{dh}, V_{qh}$  がメモリに予め記憶されていない構成とする。このため、制御装置 30 は、高調波電圧設定部 30p 及び補正值算出部 30t に代えて、図 11 に示すように、高調波生成部 30u を備えている。なお図 11 において、先の図 10 に示した構成と同一の構成については、便宜上、同一の符号を付している。

【0105】

高調波生成部 30u は、各ホール素子 42a ~ 42c の少なくとも 1 つの磁束検出値に基づいて、d, q 軸高調波電圧  $V_{dh}, V_{qh}$  を生成する。詳しくは、高調波生成部 30u は、先の図 7 のステップ S10 ~ S16 の処理を行った後、以下に説明する処理を行う。

【0106】

高調波生成部 30u は、ステップ S16 で算出した磁束の空間分布に基づいて、低減対象とする 1 1 次, 1 3 次の磁束の振幅及び位相差を抽出する。高調波生成部 30u は、抽出した 1 1, 1 3 次の磁束の振幅及び位相差に基づいて、d 軸高調波電圧  $V_{dh}$  及び q 軸高調波電圧  $V_{qh}$  を生成する。詳しくは、高調波生成部 30u は、現在の電磁力の周波数をロータ 14 の円環モードの共振周波数からずらすことのできる磁束の空間分布が実現されるように、抽出した 1 1 次の磁束の振幅及び位相差に基づいて第 1 高調波電流  $I_{UH1}, I_{VH1}, I_{WH1}$  の振幅及び位相を算出するとともに、抽出した 1 3 次の磁束の振幅及び位相差に基づいて第 2 高調波電流  $I_{UH2}, I_{VH2}, I_{WH2}$  の振幅及び位相を算出する。

【0107】

高調波生成部 30u は、算出した各高調波電流  $I_{UH1}, I_{VH1}, I_{WH1}, I_{UH}$

10

20

30

40

50

2,  $I_{VH2}$ ,  $I_{WH2}$  の振幅及び位相に基づいて、d 軸高調波電圧  $V_{dh}$  及び q 軸高調波電圧  $V_{qh}$  を算出する。その後、巻線 12U, 12V, 12W への通電が再開される。そしてその後、高調波生成部 30u は、d, q 軸高調波電圧  $V_{dh}$ ,  $V_{qh}$  を生成して出力する。

【0108】

以上説明した本実施形態によれば、メモリに記憶させる各高調波電圧を適合する作業を無くすることができるため、制御装置 30 を設計する際に要する労力を低減できる。

【0109】

(その他の実施形態)

なお、上記各実施形態は、以下のように変更して実施してもよい。

10

【0110】

・上記各実施形態において、巻線 12U, 12V, 12W へと通電されてモータ 10 が駆動されている期間において、磁石磁束を取得してもよい。より詳しくは、巻線 12U, 12V, 12W に電流が流れることにより発生する磁束と磁石磁束との合計磁束から、巻線 12U, 12V, 12W に電流が流れることにより発生する磁束を差し引くことにより、磁石磁束を取得すればよい。なおこの場合、磁石磁束を検出する各ホール素子 42a ~ 42c である第 1 磁束検出部に加え、ステータ 12 の鎖交磁束を検出する第 2 磁束検出部がシステムに備えられる場合、第 1, 第 2 磁束検出部の磁束検出値に基づいて、磁石磁束の取得処理が行われればよい。

【0111】

20

また、巻線 12U, 12V, 12W へと通電されてモータ 10 が駆動されている期間において、上記第 2 磁束検出部を用いることなく、上記第 1 磁束検出部を用いて磁石磁束を取得してもよい。これは、磁束検出部の設置位置によっては、巻線 12U, 12V, 12W に電流が流れることにより発生する磁束の影響が小さくなり、この影響を無視できることに基づくものである。以下、この構成において、先の図 1 の補正值算出部 30i により実行される処理の一例を図 12 に示す。なお図 12 において、先の図 5 に示した処理と同一の処理については、便宜上、同一のステップ番号を付している。

【0112】

この一連の処理では、ステップ S10 において肯定判定した場合には、ステップ S22 に進み、高調波電圧設定部 30e から各高調波電圧  $V_{UH1}$ ,  $V_{VH1}$ ,  $V_{WH1}$ ,  $V_{UH2}$ ,  $V_{VH2}$ ,  $V_{WH2}$  が出力されて各高調波電圧が重畳されているか否かを判定する。

30

【0113】

ステップ S22 において否定判定した場合には、ステップ S14 に進む。一方、ステップ S22 において肯定判定した場合には、ステップ S24 に進み、高調波電圧設定部 30e に対して、各高調波電圧  $V_{UH1}$ ,  $V_{VH1}$ ,  $V_{WH1}$ ,  $V_{UH2}$ ,  $V_{VH2}$ ,  $V_{WH2}$  の生成停止及び出力停止を指示する。この際、基本波電圧設定部 30d からの各基本波電圧  $V_{UB}$ ,  $V_{VB}$ ,  $V_{WB}$  の出力は停止しなくてもよい。ステップ S24 の処理が完了した場合には、ステップ S14 に進む。

【0114】

40

・上記第 2 実施形態において、検出した磁石磁束  $m$  に基づいて磁束歪み  $\theta$  が算出され、上式 (eq 15) の関係に基づいて第 1, 第 2 高調波電流が算出されてもよい。これにより、第 1, 第 2 高調波電圧を適合する工数を削減できる。なお、算出された第 1, 第 2 高調波電流は、モータ 10 の電圧方程式に基づいて、第 1, 第 2 高調波電圧に変換されればよい。

【0115】

・上記第 1 実施形態において、メモリに記憶される高調波指令値としては、第 1, 第 2 高調波電圧に限らず、第 1, 第 2 高調波電流であってもよい。この場合、例えば、設定した第 1, 第 2 高調波電流をモータ 10 の電圧方程式に基づいて第 1, 第 2 高調波電圧に変換し、変換した第 1, 第 2 高調波電圧を各重畳部 30fU, 30fV, 30fW, 30g

50

U, 30gV, 30gWに出力すればよい。なお、上記第3実施形態についても同様である。

【0116】

・本発明の適用対象としては、ロータ14の回転角を検出する回転角検出部が備えられるシステムに限らない。例えば、回転角検出部が備えられない位置センサレス制御が実施されるシステムに本発明を適用してもよい。

【0117】

・磁気センサとしては、ホール素子に限らず、例えば、リニアホールIC又は磁束に鎖交するように設置されたサーチコイルであってもよい。また磁気センサとしては、磁極の漏れ磁束を検出できる位置に配置されるものに限らず、モータ10を収容するケース内において磁極及びティース間の主磁束を検出できる位置に配置されるものであってもよい。

10

【0118】

・上記実施形態では、10次の電磁力を14次の電磁力に変換すべく、11次、13次の2つの高調波電流を基本波電流に重畳したがこれに限らない。例えば、1つ、又は3つ以上の高調波電流を基本波電流に重畳してもよい。具体的には例えば、共振角速度近傍の電磁力が4次の電磁力である場合、4次の電磁力を共振角速度から大きく離れた12次の電磁力に変換すべく、4次から12次までに含まれるすべての奇数次の高調波電流である5次、7次、9次、11次の4つの高調波電流を基本波電流に重畳すればよい。

【0119】

・上記第2実施形態において、高調波生成部30jは、ロータ14に作用する径方向の電磁力変動を低減するための高調波電圧を、高調波電圧を重畳しながら決定してもよい。詳しくは、高調波生成部30jは、図7のステップS20で算出した第1振幅V11及び第1位相差に基づいて、U, V, W相基本波電圧VUB, VVB, VWBに重畳する基本となる第1高調波電圧VUha, VVha, VWhaを算出する。また、高調波生成部30jは、ステップS20で算出した第2振幅V13及び第2位相差に基づいて、U, V, W相基本波電圧VUB, VVB, VWBに重畳する基本となる第2高調波電圧VUhb, VVhb, VWhbを算出する。高調波生成部30jは、基本となる第1高調波電圧VUha, VVha, VWhaの振幅及び位相を可変させて、かつ、基本となる第2高調波電圧VUhb, VVhb, VWhbの振幅及び位相を可変させることにより、ロータ14に作用する径方向の電磁力変動を最小化する各高調波電圧VUha, VVha, VWha, VUhb, VVhb, VWhbの振幅及び位相を決定する。

20

30

【0120】

・モータの回転角を検出する回転角検出部としては、ホール素子に限らず、例えば、エンコーダ又はレゾルバであってもよい。この場合、制御システムに磁束検出部が別途備えられればよい。

【0121】

また、制御システムとしては、回転角検出部が備えられないものであってもよい。この場合、ホール素子等の回転角検出部を用いない御である位置センサレス制御が実行される。なお、この場合、制御システムに磁束検出部が別途備えられればよい。

【0122】

・モータの制御量としては、回転角速度に限らず、例えばトルクであってもよい。この場合、例えば、図10において、指令角速度 t g t に代えて指令トルクが指令値設定部30mに入力されればよい。また、モータの制御量としては、例えば回転角度位置であってもよい。

40

【0123】

・モータとしては、集中巻きのものに限らず、分布巻きのものを用いてもよい。また、モータとしては、アウトロータ型のものに限らず、インナロータ型のものを用いてもよい。巻き方やロータ型が異なる場合であっても、ロータの共振現象によって騒音が生じるなら、本発明の適用が有効である。

【0124】

50

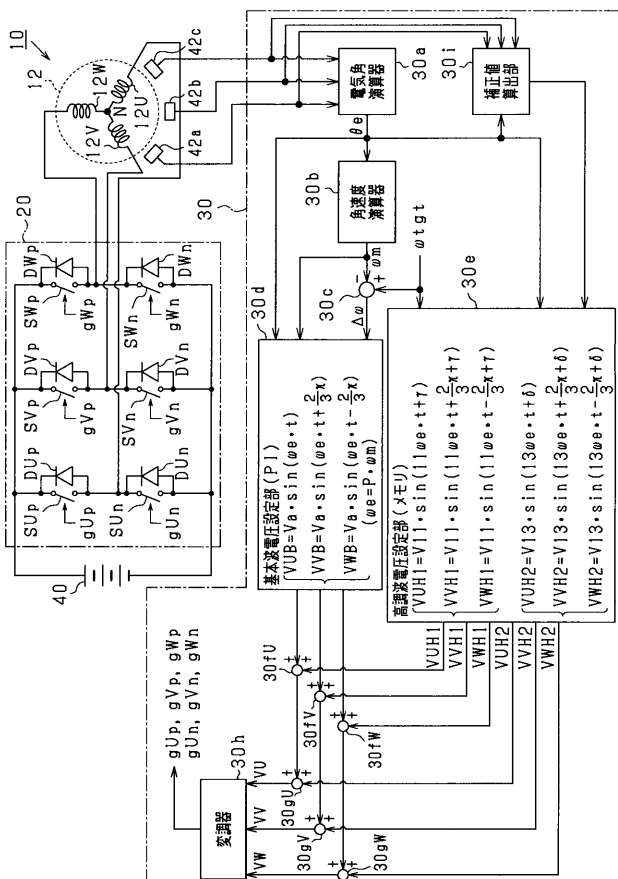
さらに、モータとしては、3相モータに限らず、4相以上の多相モータであってもよい。加えて、モータとしては、ロータに永久磁石を備える永久磁石界磁型同期機に限らず、例えば、ロータに界磁巻線を備える巻線界磁型同期機であってもよい。加えて、モータとしては、プロワ用のものに限らない。

【符号の説明】

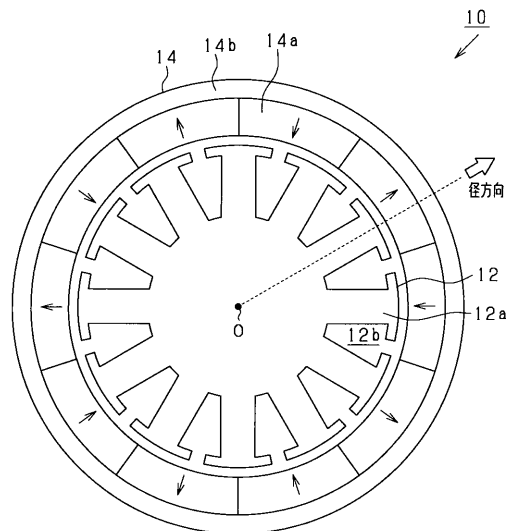
【0125】

10...モータ、20...インバータ、30...制御装置。

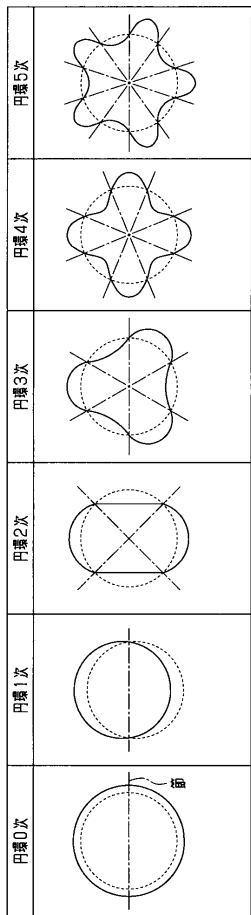
【図1】



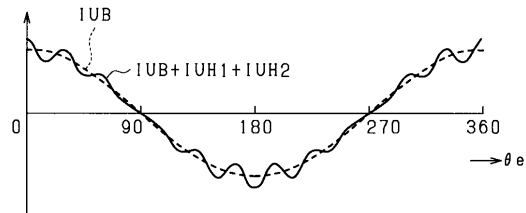
【図2】



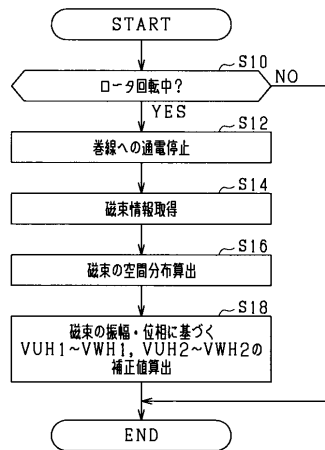
【 図 3 】



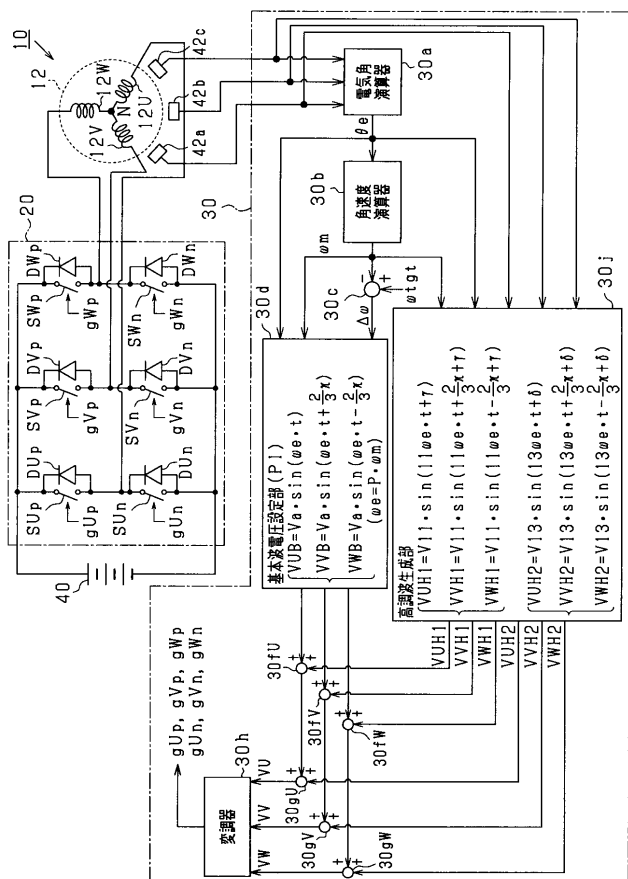
【 図 4 】



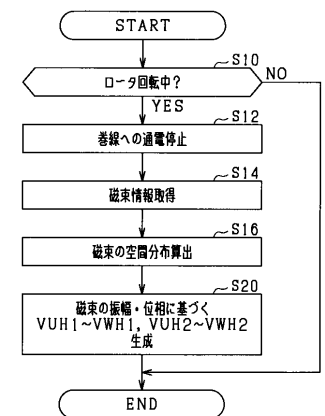
【 図 5 】



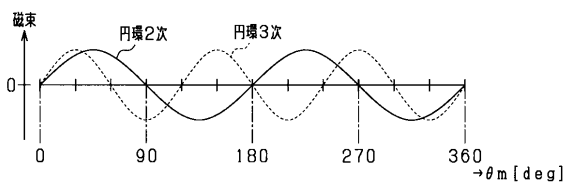
【 図 6 】



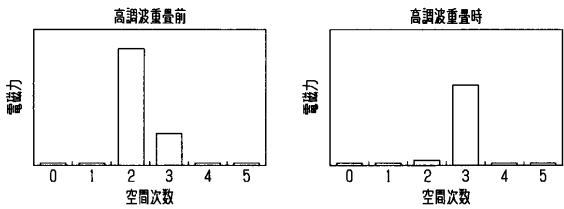
【 図 7 】



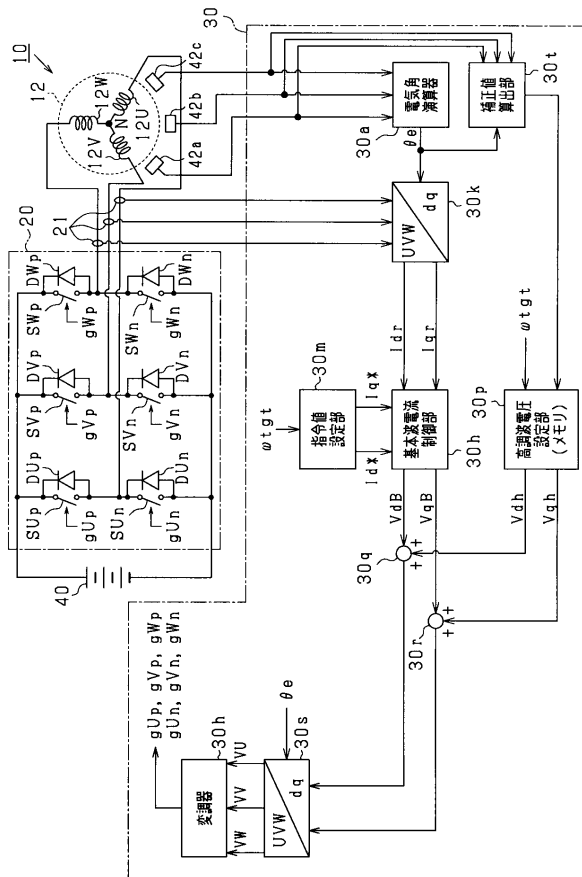
【 図 8 】



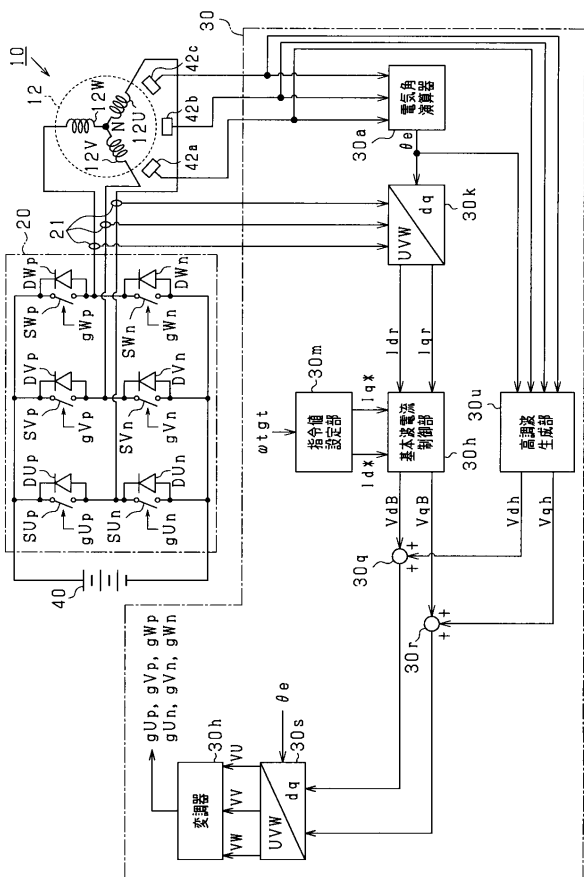
【図 9】



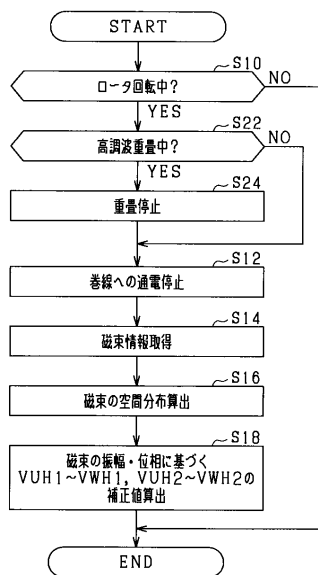
【図 10】



【図 11】



【図 12】



---

フロントページの続き

(72)発明者 秋松 龍之介

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

(72)発明者 内田 智裕

静岡県湖西市梅田390番地 アスモ株式会社内

Fターム(参考) 5H505 AA04 AA16 BB04 CC04 DD03 DD06 DD08 EE41 EE49 GG02  
GG04 HA09 HA10 HB01 JJ03 JJ17 JJ25 LL07 LL10 LL22  
LL32 LL39 LL41 LL58  
5H560 AA01 AA08 BB04 BB05 BB07 BB12 DA02 DA07 DA10 DA19  
DB20 DC01 DC12 DC14 EB01 JJ12 RR01 SS02 TT11 TT15  
UA05 UA06 XA02 XA04 XA12 XA13