

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5586798号  
(P5586798)

(45) 発行日 平成26年9月10日(2014.9.10)

(24) 登録日 平成26年8月1日(2014.8.1)

|                      |              |
|----------------------|--------------|
| (51) Int. Cl.        | F 1          |
| HO2P 27/04 (2006.01) | HO2P 5/408 H |
| HO2P 21/00 (2006.01) | HO2P 5/408 A |

請求項の数 6 (全 10 頁)

|               |                              |           |  |
|---------------|------------------------------|-----------|--|
| (21) 出願番号     | 特願2013-556462 (P2013-556462) | (73) 特許権者 | 000006013<br>三菱電機株式会社<br>東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 |
| (86) (22) 出願日 | 平成25年1月30日 (2013.1.30)       | (74) 代理人  | 100089118<br>弁理士 酒井 宏明                     |
| (86) 国際出願番号   | PCT/JP2013/052026            | (72) 発明者  | 吉本 拓史<br>東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三<br>菱電機株式会社内   |
| (87) 国際公開番号   | W02013/115240                | (72) 発明者  | 山下 良範<br>東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三<br>菱電機株式会社内   |
| (87) 国際公開日    | 平成25年8月8日 (2013.8.8)         | 審査官       | 塩治 雅也                                      |
| 審査請求日         | 平成26年3月31日 (2014.3.31)       |           |  |
| (31) 優先権主張番号  | 特願2012-17212 (P2012-17212)   |           |  |
| (32) 優先日      | 平成24年1月30日 (2012.1.30)       |           |  |
| (33) 優先権主張国   | 日本国(JP)                      |           |  |
| 早期審査対象出願      |                              |           |  |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

インバータによって駆動されるモータに流出入する電流をトルク電流と励磁電流に分けて、トルク指令より得られるトルク電流指令と励磁電流指令に基づいてそれぞれを個別に制御するモータ制御装置であって、

前記トルク電流指令と前記励磁電流指令とによる電流実効値が最小となる条件において前記トルク指令から最小電流二次磁束指令を演算する第1の演算部を有する二次磁束指令演算部と、

前記トルク指令と前記最小電流二次磁束指令とから前記トルク電流指令および前記励磁電流指令を生成し、前記トルク電流の検出値および前記励磁電流の検出値がそれぞれ前記トルク電流指令および前記励磁電流指令に一致するようにベクトル制御を行い、前記インバータに具備されるスイッチング素子をオン/オフさせる制御信号を生成するPWM信号生成部と、

を備えたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項2】

インバータによって駆動されるモータに流出入する電流をトルク電流と励磁電流に分けて、トルク指令より得られるトルク電流指令と励磁電流指令に基づいてそれぞれを個別に制御するモータ制御装置であって、

前記トルク電流指令と前記励磁電流指令とによる電流実効値が最小となる条件において前記トルク指令から最小電流二次磁束指令を演算する第1の演算部を有し、インバータ周

波数及び前記最小電流二次磁束指令に基づいて、前記モータの銅損と鉄損の合計損失が前記最小電流二次磁束指令を用いた場合よりも減少する二次磁束指令を演算する二次磁束指令演算部と、

前記トルク指令と前記二次磁束指令とから前記トルク電流指令および前記励磁電流指令を生成し、前記トルク電流の検出値および前記励磁電流の検出値がそれぞれ前記トルク電流指令および前記励磁電流指令に一致するようにベクトル制御を行い、前記インバータに具備されるスイッチング素子をオン/オフさせる制御信号を生成するPWM信号生成部と

を備えたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項3】

前記二次磁束指令演算部は、前記インバータ周波数に基づいて鉄損による損失を低減するような補償分を生成し、前記最小電流二次磁束指令から前記補償分を減算して前記二次磁束指令を演算すること

を特徴とする請求項2に記載のモータ制御装置。

【請求項4】

前記第1の演算部は、前記モータの二次インダクタンスおよび極対数ならびに前記トルク指令に基づいて前記最小電流二次磁束指令を演算すること

を特徴とする請求項1から3のいずれか1項に記載のモータ制御装置。

【請求項5】

前記スイッチング素子は、ワイドバンドギャップ半導体にて形成されること

を特徴とする請求項1から4のいずれか1項に記載のモータ制御装置。

【請求項6】

前記ワイドバンドギャップ半導体は、炭化ケイ素、窒化ガリウム系材料または、ダイヤモンドを用いた半導体であること

を特徴とする請求項5に記載のモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、モータ制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、誘導電動機（モータ）内で発生する全損失が最小となるような励磁電流指令値を表す数式を解析的に導出し、導出した励磁電流指令値を用いた電流制御により誘電モータを制御する方法が開示されている（例えば、下記特許文献1）。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特開平9-191700号公報（「0043」、（数16）式）

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

しかしながら、上記特許文献1にて導出される数式には、平方根の計算式内に平方根同士の除算や、三角関数の乗算および巾乗計算が含まれており、制御計算を簡易に行うことができないという問題点がある。

【0005】

また、モータ制御装置において、制御対象であるモータの回転速度を制御する場合、例えば起動から低速域または中速域までは電圧・周波数比を一定にするV/F一定制御を行うことが一般的である。一方、上記従来技術では、起動から高速域にわたる全速度領域において上記の数式を用いた演算処理を行うこととしており、必ずしも制御態様に応じた効

10

20

30

40

50

果的な制御が行われていないという問題点があった。

【0006】

また、V/F一定制御方式では、負荷に応じた値ではなくモータの回転速度指令に応じて電圧・周波数比が決定され、定格時に最適な特性が得られるように出力電圧特性が与えられることになる。このため、低速域または軽負荷の駆動領域では、過剰な電圧がモータに印加され、モータ損失が最適値よりも大きくなって必ずしも高効率な運転が行われていないという問題点があった。

【0007】

本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、V/F一定制御方式を用いるモータ制御装置において、特に、低速または軽負荷の駆動領域におけるモータ損失を低減して更なる効率の向上を可能とするモータ制御装置を提供することを目的とする。

10

【課題を解決するための手段】

【0008】

上述した課題を解決し、目的を達成するため、本発明に係るモータ制御装置は、インバータによって駆動されるモータに流出入する電流をトルク電流と励磁電流に分けて、トルク指令より得られるトルク電流指令と励磁電流指令に基づいてそれぞれを個別に制御するモータ制御装置であって、トルク電流指令と励磁電流指令とによる電流実効値が最小となる条件においてトルク指令から最小電流二次磁束指令を演算する、第1の演算部を有する二次磁束指令演算部と、トルク指令と最小電流二次磁束指令とから、トルク電流指令および励磁電流指令を生成し、トルク電流の検出値および励磁電流の検出値がそれぞれトルク電流指令および励磁電流指令に一致するようにベクトル制御を行い、インバータに具備されるスイッチング素子をオン/オフさせる制御信号を生成するPWM信号生成部と、を備えたことを特徴とする。

20

【発明の効果】

【0009】

本発明によれば、V/F一定制御方式を用いるモータ制御装置において、特に、低速域または軽負荷の駆動領域におけるモータ損失を更に低減してより高効率な運転が可能になるという効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

30

【0010】

【図1】図1は、実施の形態1に係るモータ制御装置の一構成例を示すブロック図である。

【図2】図2は、モータ定数とd q各軸電流との関係を説明する図である。

【図3】図3は、d q各軸電流とトルクとの関係を説明する図である。

【図4】図4は、実施の形態1に係る二次磁束指令演算部の一構成例を示すブロック図である。

【図5】図5は、二次磁束指令に対する損失曲線を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0011】

40

以下、添付図面を参照し、本発明の実施の形態に係るモータ制御装置について説明する。なお、以下に示す実施の形態により本発明が限定されるものではない。

【0012】

実施の形態1.

図1は、実施の形態1に係るモータ制御装置の一構成例を示すブロック図である。実施の形態1に係るモータ制御装置1は、インバータ11によって駆動されるモータ12に流出入する電流（1次電流）をトルク電流と励磁電流に分けてそれぞれを個別に制御するベクトル制御方式による制御装置であり、図示のように、トルク指令演算部4、二次磁束指令演算部5、モータ定数演算部6、座標変換部7、速度制御部8および、電圧指令としてのPWM信号を生成するPWM信号生成部9を備えて構成される。

50

## 【 0 0 1 3 】

モータ制御装置 1 には、図示しない外部の制御装置から出力されるノッチ指令および応荷重信号、インバータ 1 1 と電動機（モータ） 1 2 との間に設けられた電流検出器 1 4（1 4 U，1 4 V，1 4 W）によって検出される各相（U相、V相、W相）モータ電流  $I_U$ ， $I_V$ ， $I_W$ ならびに、モータ 1 2 に設けられたパルスジェネレータ（PG） 1 3 によって検出される PG パルス信号などが入力される。モータ制御装置 1 は、これらノッチ指令、応荷重信号、モータ電流  $I_U$ ， $I_V$ ， $I_W$  および PG パルス信号に基づき、最終段に位置する PWM 信号生成部 9 によってインバータ 1 1 を制御する電圧指令としての PWM 信号（U，V，W，X，Y，Z）を生成する。

## 【 0 0 1 4 】

つぎに、実施の形態 1 に係るモータ制御装置 1 の動作について説明する。まず、トルク指令演算部 4 には、ノッチ指令および応荷重信号ならびに、内部的に生成されたインバータ周波数  $F_{INV}$  が入力される。トルク指令演算部 4 は、図示のような速度が閾値以下ではトルクを一定とし閾値を超えるとトルクを減少させるトルク指令のパターン（トルクパターン）を有しており、ノッチ指令、応荷重信号およびインバータ周波数  $F_{INV}$  に応ずるトルク指令 PTR を生成して、二次磁束指令演算部 5 および PWM 信号生成部 9 に出力する。なお、インバータ周波数  $F_{INV}$  は、外部からの入力信号としてもよい。

## 【 0 0 1 5 】

モータ定数演算部 6 は、モータ 1 2 を等価回路モデルで表したときのモータ定数を演算する。モータ定数としては、一次抵抗、二次抵抗、一次インダクタンス、二次インダクタンス、相互インダクタンス、極対数などが代表的なものであるが、実施の形態 1 では、少なくとも二次インダクタンス  $L_{2R}$  および極対数  $P_m$  の値を二次磁束指令演算部 5 に出力する。なお、極対数  $P_m$  であるが、モータ 1 2 が極対数  $P_m$  を変更できない構造の場合、二次磁束指令演算部 5 に出力する極対数  $P_m$  は固定値である。一方、極対数  $P_m$  の変更が可能なモータ 1 2 の場合、その変化に応じた値が二次磁束指令演算部 5 に出力される。

## 【 0 0 1 6 】

電流検出器 1 4（1 4 U，1 4 V，1 4 W）が検出した各相モータ電流  $I_U$ ， $I_V$ ， $I_W$  は、座標変換部 7 に入力される。座標変換部 7 は、3 相座標系の電流検出値である各相モータ電流  $I_U$ ， $I_V$ ， $I_W$  を  $dq$  軸座標系の電流検出値に変換した  $d$  軸電流  $I_{1DF}$  および  $q$  軸電流  $I_{1QF}$  を生成する。これらの電流のうち、 $d$  軸電流  $I_{1DF}$  は、PWM 信号生成部 9 および二次磁束指令演算部 5 の双方に入力され、 $q$  軸電流  $I_{1QF}$  は、PWM 信号生成部 9 に入力される。なお、図 1 では、各相モータ電流  $I_U$ ， $I_V$ ， $I_W$  の全てを座標変換部 7 に入力する構成としているが、各相モータ電流  $I_U$ ， $I_V$ ， $I_W$  のうちの何れか 2 つの情報があれば  $d$  軸電流  $I_{1DF}$  および  $q$  軸電流  $I_{1QF}$  の算出が可能である。

## 【 0 0 1 7 】

インバータ周波数  $F_{INV}$ 、トルク指令 PTR、二次インダクタンス  $L_{2R}$ 、極対数  $P_m$  および  $d$  軸電流  $I_{1DF}$  は、二次磁束指令演算部 5 に入力される。二次磁束指令演算部 5 は、これらインバータ周波数  $F_{INV}$ 、トルク指令 PTR、二次インダクタンス  $L_{2R}$ 、極対数  $P_m$  および  $d$  軸電流  $I_{1DF}$  に基づき、二次磁束指令  $F_{2R}$  を生成して PWM 信号生成部 9 に出力する。なお、二次磁束指令演算部 5 の内部構成および更に詳細な動作については後述する。

## 【 0 0 1 8 】

パルスジェネレータ（PG） 1 3 が検出した PG パルス信号は、速度制御部 8 に入力される。速度制御部 8 は、PG パルス信号の周期や PG パルス信号に含まれる 1 周期あたりのパルス数などの情報に基づき、モータ 1 2 の回転周波数であるモータ周波数  $F_M$  を生成して PWM 信号生成部 9 に出力する。

## 【 0 0 1 9 】

このようにして、PWM 信号生成部 9 には、トルク指令 PTR、二次磁束指令  $F_{2R}$ 、 $d$  軸電流  $I_{1DF}$ 、 $q$  軸電流  $I_{1QF}$ 、モータ周波数  $F_M$  が入力される。これらの信号（情報）に加え、PWM 信号生成部 9 には、インバータ周波数  $F_{INV}$  および、インバータ

10

20

30

40

50

11の直流部側に設けられる図示しないフィルタコンデンサの電圧であるフィルタコンデンサ電圧EFCも入力される。PWM信号生成部9は、内部的にトルク指令PTRを出力するためのトルク電流指令および二次磁束指令F2Rを出力するための励磁電流指令を生成し、トルク電流の検出値であるq軸電流I1QFおよび励磁電流の検出値であるd軸電流I1DFがそれぞれトルク指令および励磁電流指令に一致するようにベクトル制御を行い、インバータ11内に具備されるスイッチング素子16をオン/オフ制御するためのPWM信号U, V, W, X, Y, Zを生成してインバータ11に出力する。なお、PWM信号U, V, W, X, Y, Zは、インバータ11が3相インバータである場合の一例であり、上アームを構成するスイッチング素子に対するスイッチング信号がU, V, Wに対応し、下アームを構成するスイッチング素子に対するスイッチング信号がX, Y, Zに対応する。

10

## 【0020】

つぎに、実施の形態1のモータ制御装置1に適用する演算式について、図2および図3の図面などを参照して説明する。図2は、モータ定数とdq各軸電流との関係を説明する図であり、図3は、dq平面におけるdq各軸電流とトルクとの関係を説明する図である。

## 【0021】

まず、ベクトル制御を行う制御装置において一般的に用いられるトルク電流指令I1QRおよび励磁電流指令I1DRは、図2にも示しているように、トルク指令PTR、二次インダクタンスL2R、二次磁束指令F2R、極対数Pm、相互インダクタンスMRおよび二次抵抗R2Rを用いて、次式および次々式のように表すことができる。

20

## 【0022】

$$I1QR = (PTR / F2R) \times (1 / Pm) \times (L2R / MR) \quad \dots (1)$$

$$I1DR = (F2R / MR) + (L2R / MR) \times (1 / R2R) \times d(F2R) / dt \quad \dots (2)$$

## 【0023】

ここで、V/F一定制御領域では、トルク指令PTRは略一定値に制御される。したがって、二次磁束指令F2Rの時間変化を表す(2)式の第2項は零と置くことができ、二次磁束指令F2Rは、励磁電流指令I1DRを用いて次式で表すことができる。

## 【0024】

$$F2R = I1DR \times MR \quad \dots (3)$$

30

## 【0025】

この(3)式を上記(1)式に代入すると、次式が得られる。

## 【0026】

$$PTR = (Pm / L2R) \times MR^2 \times I1QR \times I1DR \quad \dots (4)$$

## 【0027】

上記(4)式において、“(Pm / L2R) × MR<sup>2</sup>”は、モータ定数で決まる値であるため定数と考えることができる。したがって、トルク指令PTRは、トルク電流指令I1QRと励磁電流指令I1DRとの積、即ち図3にハッチングで示した長方形の部分の面積に比例する大きさとなる。このため、トルク指令PTRが与えられたとき、I1QR × I1DR = 一定という条件(面積一定(即ちトルク一定)の条件)を満足する任意の値のI1QRおよびI1DRを選択することができる。一方、任意の値のI1QRおよびI1DRのうち、電流実効値I1 = (I1DR<sup>2</sup> + I1QR<sup>2</sup>) / 3を最小にするのはI1QR = I1DRのとき、即ち図4に示すハッチング部が正方形になるときである。

40

## 【0028】

実施の形態1のモータ制御装置では、上記の考え方を利用する。I1QR = I1DRの条件と(3)式の条件とを(4)式に適用すると、励磁電流指令I1DRは、トルク指令PTRを用いて次式のように表すことができる。

## 【0029】

$$I1DR = \{ (L2R / Pm) \times PTR \} / MR \quad \dots (5)$$

## 【0030】

50

また、この(5)式を上記(3)式に代入すれば、二次磁束指令 $F_{2R}$ は、次式のように表される。

【0031】

$$F_{2R} = \{ (L_{2R} / P_m) \times P_{TR} \} \dots (6)$$

【0032】

この(6)式によれば、二次磁束指令 $F_{2R}$ は、トルク指令 $P_{TR}$ 、二次インダクタンス $L_{2R}$ および極対数 $P_m$ により求めることができる。そこで、図1に示した二次磁束指令演算部5を図4のように構成する。図4は、実施の形態1に係る二次磁束指令演算部5の一構成例を示すブロック図である。図示のように、二次磁束指令演算部5は、第1の演算部としての最小電流二次磁束指令演算部21、第2の演算部としての磁束指令補償演算部22、乗算器23および減算器24を備えて構成される。

10

【0033】

この二次磁束指令演算部5において、最小電流二次磁束指令演算部21には、トルク指令 $P_{TR}$ 、二次インダクタンス $L_{2R}$ および極対数 $P_m$ が入力される。最小電流二次磁束指令演算部21は、トルク指令 $P_{TR}$ 、二次インダクタンス $L_{2R}$ および極対数 $P_m$ に基づき、(6)式に示す演算処理を行い、その演算結果を最小電流二次磁束指令 $F_{2R1}$ として出力する。

【0034】

このように、最小電流二次磁束指令演算部21にて最小電流二次磁束指令 $F_{2R1}$ を生成する場合、トルク電流指令 $I_{1QR} = I_{1DR}$ の電流調整が行われ、同一のトルクを発生するのに必要な電流を最小にすることができる。モータ12での銅損は、電流の大きさに依存しており、電流が大きくなるほど損失も大きくなるから、電流を小さくすることにより、銅損も小さくなる。また、インバータ11のスイッチング素子16における損失も電流の大きさに依存するため、電流を最小とする制御により、インバータ11での損失も低減することができる。

20

【0035】

つぎに、磁束指令補償演算部22を設けた意義について説明する。図5は、二次磁束指令 $F_{2R}$ に対する損失曲線を示す図である。図5において、実線は銅損を表し、破線は鉄損を表している。モータで発生する損失は銅損と鉄損が支配的であるため、銅損と鉄損の和を最小にできれば、モータ損失をほぼ最小とすることができる。

30

【0036】

ところが、最小電流二次磁束指令演算部21にて最小電流二次磁束指令 $F_{2R1}$ を生成する場合、上記のように $I_{1QR} = I_{1DR}$ の電流調整を行って銅損を最小とする調整を行う。しかし、銅損が最小になる最小電流二次磁束指令値 $F_{2R1}$ は、鉄損も考慮すると、損失最小の磁束条件にはならない。インバータ周波数 $F_{INV}$ が小さく、モータに印加される電圧 $V$ が小さい場合は、鉄損が小さく、鉄損を無視しても問題ない。

【0037】

一方、インバータ周波数 $F_{INV}$ が大きくなり、モータに印加される電圧 $V$ が大きくなると、鉄損が無視できない大きさになる。その場合には、図5から分かるように、最小電流二次磁束指令値 $F_{2R1}$ から二次磁束指令値 $F_{2R}$ を僅かに減少させると、銅損の増加分よりも鉄損の減少分の方が大きく、銅損と鉄損の合計損失も減少する。つまり、銅損と鉄損の合計損失を最小にする二次磁束指令値 $F_{2R}$ は、 $F_{2R1}$ よりも小さくなる。そこで、実施の形態1の二次磁束指令演算部5では、図示のようにモータの周波数に基づいてモータの銅損と鉄損の合計損失が最小となる二次磁束指令値の最小電流二次磁束指令 $F_{2R1}$ からの補償分を求めるための磁束指令補償演算部22を設けると共に、乗算器23にて磁束指令補償演算部22の出力とd軸電流 $I_{1DF}$ とを乗算し、その乗算値を最小電流二次磁束指令演算部21の出力から減算するようにしている。

40

【0038】

磁束指令補償演算部22には、あらかじめ設計時のモータ特性より鉄損を演算する鉄損分考慮テーブルが備えられ、入力されたインバータ周波数 $F_{INV}$ に基づき、d軸電流 $I$

50

1 D F に対して鉄損による損失を低減するような最適な補償係数を生成して、乗算器 2 3 に出力する。

【 0 0 3 9 】

ここで、乗算器 2 3 の出力が零ではない場合、最小電流二次磁束指令 F 2 R 1 に乗算器 2 3 の出力である鉄損を考慮した補償分を減算したものが最終的な二次磁束指令 F 2 R として生成され、P W M 信号生成部 9 に出力される。

【 0 0 4 0 】

なお、乗算器 2 3 の出力が零もしくは最小電流二次磁束指令 F 2 R 1 に比して小さい場合（例えば d 軸電流 I 1 D F が小さい場合または、磁束指令補償演算部 2 2 が出力する補償係数が零もしくは小さい場合）、最小電流二次磁束指令演算部 2 1 が生成する最小電流二次磁束指令 F 2 R 1 がそのまま二次磁束指令 F 2 R として、前述した P W M 信号生成部 9 に出力される。

【 0 0 4 1 】

以上説明したように、実施の形態 1 のモータ制御装置によれば、電圧・周波数比を一定にし、且つ、トルク一定にて駆動する駆動領域でのトルク電流と励磁電流とによる電流実効値を最小とする二次磁束指令値を演算し、トルク電流の検出値および励磁電流の検出値がそれぞれトルク指令と最小電流二次磁束指令から演算されたトルク電流指令および励磁電流指令に一致するようにベクトル制御を行うこととしたので、銅損および鉄損も含めたモータ損失を低減することができ、より高効率な運転制御を可能とするモータ制御装置を実現することができる。

【 0 0 4 2 】

実施の形態 2 .

実施の形態 2 では、インバータ 1 1 に具備されるスイッチング素子 1 6 について説明する。インバータ 1 1 に用いられるスイッチング素子 1 6 としては、珪素 ( S i ) を素材とする半導体スイッチング素子 ( I G B T 、 M O S F E T など、以下「 S i - S W 」と略記) が一般的である。上記実施の形態 1 で説明した技術は、この一般的な S i - S W を用いて構成することができる。

【 0 0 4 3 】

一方、上記実施の形態 1 の技術は、この S i - S W に限定されるものではない。この珪素 ( S i ) に代え、近年注目されている炭化珪素 ( S i C ) を素材とする半導体スイッチング素子 ( 以下「 S i C - S W 」と略記) を上述したスイッチング素子 1 6 として用いることも無論可能である。

【 0 0 4 4 】

ここで、インバータ 1 1 における損失としては、スイッチング素子 1 6 のスイッチング損失および導通損失が主となる。特に、 S i C - S W を M O S F E T 構造とすれば、スイッチング損失を大幅に低減できることが期待される。また、 S i C - S W を M O S F E T 構造とする場合、 M O S F E T の導通損失は電流の 2 乗に比例して増加するので、 S i C - S W に流れる電流値を小さくすることにより、導通損失の低減が可能となる。

【 0 0 4 5 】

実施の形態 1 のモータ制御装置では、同一のトルクを発生するための電流を最小化することができるので、実施の形態 1 のインバータ 1 1 に具備されるスイッチング素子 1 6 を S i C - S W とすることにより、導通損失を大幅に低減することができる。これにより、インバータ 1 1 での損失を低減することができ、より高効率なモータ制御を可能とするモータ制御装置を実現することが可能となる。

【 0 0 4 6 】

また、従来より、電気車などの大容量の電動機を駆動する場合、インバータ 1 1 の出力周波数を多パルスモード、1パルスモードの複数の制御モードを順次切り替えて制御していたが、 S i C などのワイドバンドギャップ半導体によるスイッチング素子 1 6 では、全制御領域において非同期 P W M 制御が可能となる。そのため、本実施の形態のモータ制御

10

20

30

40

50

装置による損失低減効果も全領域にわたり、全領域で高効率なモータ制御が可能となる。特に、全領域非同期PWM制御とするために電流値を高く設定した場合の、モータに対する損失低減効果は非常に大きい。

【0047】

なお、SiCは、Siよりもバンドギャップが大きいという特性を捉えて、ワイドバンドギャップ半導体と称される半導体の一例である（これに対し、Siは、ナローバンドギャップ半導体と称される）。このSiC以外にも、例えば窒化ガリウム系材料または、ダイヤモンドを用いて形成される半導体もワイドバンドギャップ半導体に属しており、それらの特性も炭化珪素に類似した点が多い。したがって、炭化珪素以外の他のワイドバンドギャップ半導体を用いる構成も、本発明の要旨を成すものである。

10

【0048】

また、このようなワイドバンドギャップ半導体によって形成されたスイッチング素子は、耐電圧性が高く、許容電流密度も高いため、スイッチング素子の小型化が可能であり、これら小型化されたスイッチング素子を用いることにより、これらの素子を組み込んだ半導体モジュールの小型化が可能となる。

【0049】

また、ワイドバンドギャップ半導体によって形成されたスイッチング素子は、耐熱性も高いため、ヒートシンク等の冷却機構を必要とするスイッチング素子の場合、冷却機構の小型化が可能となり、スイッチング素子モジュールの更なる小型化が可能になる。

【0050】

なお、以上の実施の形態1, 2に示した構成は、本発明の構成の一例であり、別の公知の技術と組み合わせることも可能であるし、本発明の要旨を逸脱しない範囲で、一部を省略する等、変更して構成することも可能であることは言うまでもない。

20

【産業上の利用可能性】

【0051】

以上のように、本発明は、低速域または軽負荷の駆動領域におけるモータ損失を低減することができるモータ制御装置として有用である。

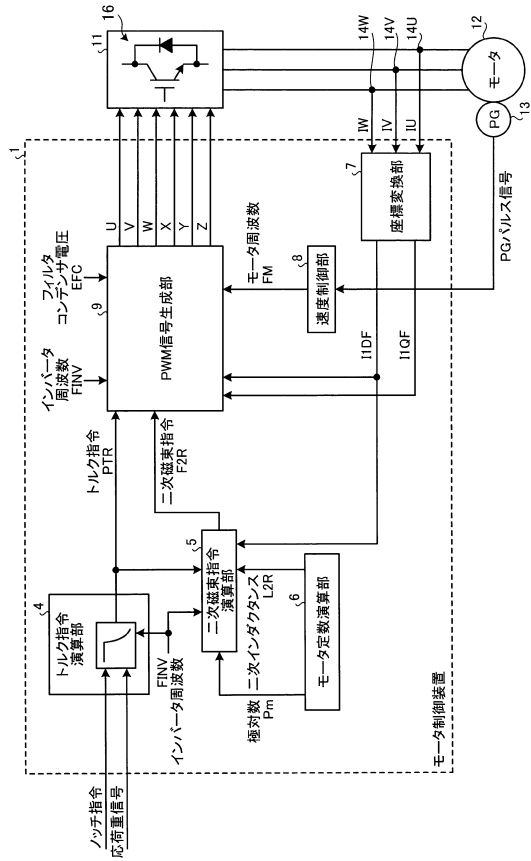
【符号の説明】

【0052】

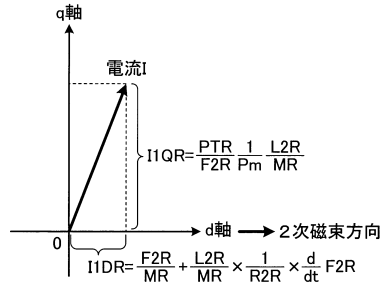
1 モータ制御装置、4 トルク指令演算部、5 二次磁束指令演算部、6 モータ定数演算部、7 座標変換部、8 速度制御部、9 PWM信号生成部、11 インバータ、12 モータ、13 パルスジェネレータ(PG)、14 電流検出器、16 スwitchング素子、21 最小電流二次磁束指令演算部、22 磁束指令補償演算部、23 乗算器、24 減算器。

30

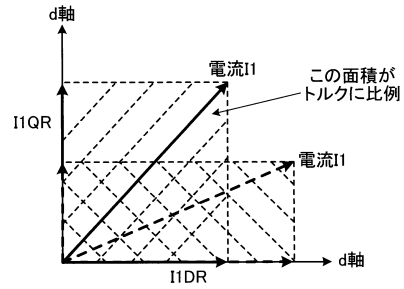
【図1】



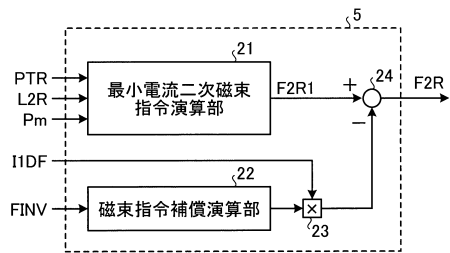
【図2】



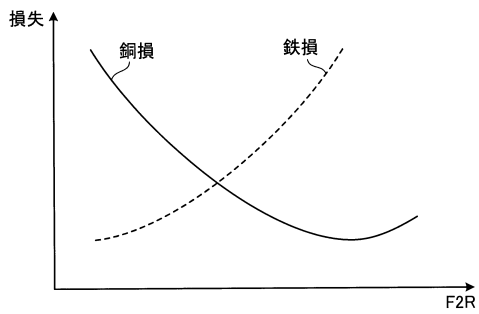
【図3】



【図4】



【図5】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特開2006-94646(JP,A)  
特開平3-218291(JP,A)  
特開平9-262000(JP,A)  
特開2011-91992(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H02P 27/04  
H02P 21/00