

(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2016-149882

(P2016-149882A)

(43) 公開日 平成28年8月18日(2016.8.18)

(51) Int.Cl.
H02P 6/08 (2016.01)F I
H02P 6/02 351 Jテーマコード (参考)
5H560

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願2015-25979 (P2015-25979)
(22) 出願日 平成27年2月13日 (2015.2.13)(71) 出願人 000006013
三菱電機株式会社
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(74) 代理人 100073759
弁理士 大岩 増雄
(74) 代理人 100088199
弁理士 竹中 岑生
(74) 代理人 100094916
弁理士 村上 啓吾
(74) 代理人 100127672
弁理士 吉澤 憲治
(72) 発明者 渡部 一喜
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三
菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流モータ駆動装置

(57) 【要約】

【課題】騒音の抑制だけでなく、交流モータへ電力を供給するインバータ部を構成するスイッチング素子の発熱に伴う温度上昇を低減させることができる交流モータ駆動装置を提供することを目的としている。

【解決手段】交流モータ駆動装置1は、直流母線6の電圧値Vdcを検出する電圧検出部2と、直流電力を三相交流に変換して交流モータ4に供給するインバータ部3と、交流モータ4の回転位置を検出するエンコーダ41と、電圧値Vdc、角周波数指令値(回転数) ω_{ref} およびエンコーダ41からの位置信号dに基づいてインバータ部3のスイッチング素子をオン/オフ制御する制御信号Gsを出力する制御部5と、で構成されている。角周波数指令値に相電流の3倍の周波数の高調波指令値を重畳することで、騒音の抑制だけでなく、スイッチング素子の発熱に伴う温度上昇を低減させることができる。

【選択図】図1

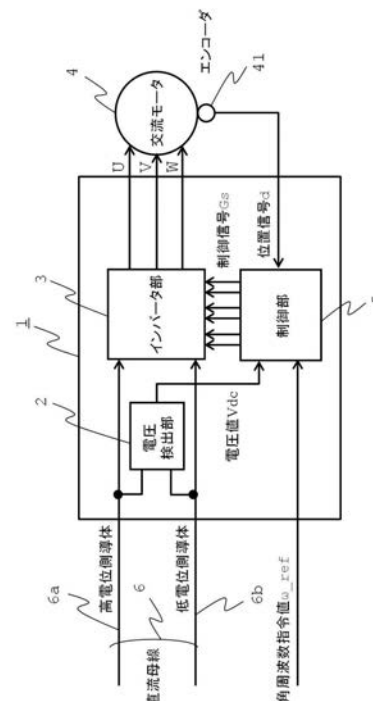


図1

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

供給される直流電力の電圧値を検出する電圧検出部と、
内蔵するスイッチング素子を通電パターンに従ってオン/オフ制御することで前記直流電力を交流電力に変換して交流モータに供給するインバータ部と、

前記電圧値と、前記交流モータからの前記交流モータの回転軸の位置信号と、前記交流モータへの角周波数指令値と、に基づいて前記通電パターンを生成して制御信号として出力する制御部と、
を備え、

前記制御部は、

前記位置信号に基づいて算出される前記交流モータの角周波数と、前記位置信号および前記交流モータの極数とに基づいて算出される前記交流電力の相電流の位相信号と、を生成する角周波数・位相信号生成部と、

前記角周波数指令値と前記電圧値と前記角周波数と前記位相信号とに基づいて、前記相電流の周波数と同じ周波数を有する前記交流モータの各相に対する主指令値を生成する主指令値生成部と、

前記位相信号に基づいて、前記相電流の周波数の 3 倍の周波数を有する付加指令値を生成する付加指令値生成部と、

前記主指令値と前記付加指令値とを加算した加算値を出力する加算器と、

前記加算値に基づいて前記通電パターンを生成し、前記インバータ部に前記制御信号として出力する通電パターン生成部と、
で構成されることを特徴とする交流モータ駆動装置。

10

20

【請求項 2】

供給される直流電力の電圧値を検出する電圧検出部と、
内蔵するスイッチング素子を通電パターンに従ってオン/オフ制御することで前記直流電力を交流電力に変換して交流モータに供給するインバータ部と、

前記交流電力のうち少なくとも 1 相の電流値を検出する電流検出部と、

前記電圧値と、前記電流値と、前記交流モータへの角周波数指令値と、に基づいて前記通電パターンを生成して制御信号として出力する制御部と、
を備え、

前記制御部は、

前記電流値に基づいて算出される前記交流モータの角周波数と、前記電流値および前記交流モータの極数とに基づいて算出される前記交流電力の相電流の位相信号と、前記電流値に基づいて算出される前記電流値の基準となる時刻を示す基準時刻と、前記電流値の周期に同期した同期位相信号と、を生成する角周波数・位相信号生成部と、

前記角周波数指令値と前記電圧値と前記角周波数と前記位相信号とに基づいて、前記相電流の周波数と同じ周波数を有する前記交流モータの各相に対する主指令値を生成する主指令値生成部と、

前記基準時刻と前記同期位相信号とに基づいて前記電流値の周波数の 3 倍の周波数を有する付加指令値を生成する付加指令値生成部と、

前記主指令値と前記付加指令値とを加算した加算値を出力する加算器と、

前記加算値に基づいて前記通電パターンを生成し、前記インバータ部に前記制御信号として出力する通電パターン生成部と、
で構成されることを特徴とする交流モータ駆動装置。

30

40

【請求項 3】

前記付加指令値生成部は、

前記位相信号から基準時刻と、前記相電流の周波数に同期した 0° および 180° で値が変化する 2 値の同期位相信号と、を生成する $0^\circ / 180^\circ$ 位相信号生成部と、

前記同期位相信号と後述する分周器の出力である分周信号の位相信号とを比較し位相差信号を出力する位相比較器と、

50

前記位相差信号に対して高調波成分を除去するローパスフィルタ処理を施して位相差電圧に変換するループフィルタと、

前記位相差電圧に基づいて電圧制御発振器により発振周波数が増加するクロック信号を生成するクロック信号生成部と、

正整数 N に対して前記クロック信号を $3N$ 分周した前記分周信号を生成する前記分周器と、

相電流に対して規定の位相差が格納された位相差格納部と、

前記基準時刻において前記位相差格納部から出力される位相差を初期値とし、かつ、 N を時間分解能として前記クロック信号に対応した正弦波を出力する正弦波発生部と、

規定の振幅値が格納された振幅値格納部と、

前記正弦波に前記振幅値を乗じて出力する乗算器と、

で構成されていることを特徴とする請求項 1 に記載の交流モータ駆動装置。

【請求項 4】

前記付加指令値生成部は、

前記同期位相信号と後述する分周器の出力である分周信号の位相信号とを比較し位相差信号を出力する位相比較器と、

前記位相差信号に対して高調波成分を除去するローパスフィルタ処理を施して位相差電圧に変換するループフィルタと、

前記位相差電圧に基づいて電圧制御発振器により発振周波数が増加するクロック信号を生成するクロック信号生成部と、

正整数 N に対して前記クロック信号を $3N$ 分周した前記分周信号を生成する前記分周器と、

相電流に対して規定の位相差が格納された位相差格納部と、

前記基準時刻において前記位相差格納部から出力される位相差を初期値とし、かつ、 N を時間分解能として前記クロック信号に対応した正弦波を出力する正弦波発生部と、

規定の振幅値が格納された振幅値格納部と、

前記正弦波に前記振幅値を乗じて出力する乗算器と、

で構成されていることを特徴とする請求項 2 に記載の交流モータ駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、PWM 制御により直流電力から交流電力に変換して駆動する交流モータ駆動装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

家電機器や電気自動車に搭載される交流モータとして、一般的に、三相の正弦波電流によって駆動される永久磁石同期モータが使用される。交流モータを駆動するためには、直流電源あるいは直流変換された電源から交流を作り出す必要があり、交流モータのトルクや回転数をコントロールするために発生する三相交流の電圧ないし電流および周波数を変えられる機能が必要であり、三相電圧型 PWM (Pulse Width Modulation) インバータが用いられる。三相電圧型 PWM インバータでは、二つのパワー素子を直列に三相分接続したもので、直列接続したパワー素子の中間から交流モータへの出力が取り出される。交流モータは三相で駆動されているが、制御には dq 軸の二相で行われているため、二相 / 三相変換に伴い、モータ電流を検出する検出素子の誤差や、モータの巻線抵抗、インダクタンス、磁束のばらつきがある場合には、その影響を受けて、スイッチング動作に伴うトルクリップルが大きく、モータの駆動騒音が大きくなるという問題がある。

【0003】

この対策として、例えば、特許文献 1 のモータ制御装置では、位置検出部によりロータの回転位置を検出し、電流検出部によりモータの相電流を検出する。 dq 軸指令値出力部

10

20

30

40

50

が、制御指令に応じて、ベクトル制御における d q 軸電流指令値を出力すると、指令値座標変換部は、その d q 軸電流指令値を、ロータの回転位置に基づいて三相座標系の三相電流指令値に変換する。電圧指令生成部は、電流検出部により検出される三相電流との偏差について P I 制御演算を行った結果と、前記偏差について、前記ロータの回転位置に応じて変動する補正値を乗じた結果とを加算して 3 相電圧指令を生成することが開示されている。これにより、制御に含まれるばらつきや非線形要素を各相に分離した状態で制御する際に、制御帯域が低い場合でも制御精度を低下させることなく、モータのトルクリップルや騒音を低減することができる。

【先行技術文献】

【特許文献】

10

【0004】

【特許文献1】特開2013-172550号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

交流モータへ電力を供給するインバータ部を構成するスイッチング素子の発熱は、モータ制御装置の温度を上昇させるため、温度の上昇を抑制することもモータ制御装置の長寿命化という観点からもその対策は重要である。

【0006】

しかしながら、特許文献1のモータ制御装置では、交流モータに流れる交流電流の整数倍の周波数の高調波指令値を重畳することにより、制御性を損なわずにリップル電流を低減して騒音を抑制しているが、インバータ部を構成する素子の発熱による温度上昇については対策が採られていないといった問題があった。

20

【0007】

本発明は、上記のような課題を解決するためになされたものであり、騒音の抑制だけでなく、交流モータへ電力を供給するインバータ部を構成するスイッチング素子の発熱に伴う温度上昇を低減させることを目的としている。

【課題を解決するための手段】

【0008】

上記課題を解決するために、本発明に係る第1の交流モータ駆動装置は、供給される直流電力の電圧値を検出する電圧検出部と、内蔵するスイッチング素子を通電パターンに従ってオン/オフ制御することで前記直流電力を交流電力に変換して交流モータに供給するインバータ部と、前記電圧値と、前記交流モータからの前記交流モータの回転軸の位置信号と、前記交流モータへの角周波数指令値と、に基づいて前記通電パターンを生成して制御信号として出力する制御部と、を備え、前記制御部は、前記位置信号に基づいて算出される前記交流モータの角周波数と、前記位置信号および前記交流モータの極数とに基づいて算出される前記交流電力の相電流の位相信号と、を生成する角周波数・位相信号生成部と、前記角周波数指令値と前記電圧値と前記角周波数と前記位相信号とに基づいて、前記相電流の周波数と同じ周波数を有する前記交流モータの各相に対する主指令値を生成する主指令値生成部と、前記位相信号に基づいて、前記相電流の周波数の3倍の周波数を有する付加指令値を生成する付加指令値生成部と、前記主指令値と前記付加指令値とを加算した加算値を出力する加算器と、前記加算値に基づいて前記通電パターンを生成し、前記インバータ部に前記制御信号として出力する通電パターン生成部と、で構成されることを特徴とするものである。

30

40

【0009】

また、本発明に係る第2の交流モータ駆動装置は、供給される直流電力の電圧値を検出する電圧検出部と、内蔵するスイッチング素子を通電パターンに従ってオン/オフ制御することで前記直流電力を交流電力に変換して交流モータに供給するインバータ部と、前記交流電力のうち少なくとも1相の電流値を検出する電流検出部と、前記電圧値と、前記電流値と、前記交流モータへの角周波数指令値と、に基づいて前記通電パターンを生成して

50

制御信号として出力する制御部と、を備え、前記制御部は、前記電流値に基づいて算出される前記交流モータの角周波数と、前記電流値および前記交流モータの極数とに基づいて算出される前記交流電力の相電流の位相信号と、前記電流値に基づいて算出される前記電流値の基準となる時刻を示す基準時刻と、前記電流値の周期に同期した同期位相信号と、を生成する角周波数・位相信号生成部と、前記角周波数指令値と前記電圧値と前記角周波数と前記位相信号とに基づいて、前記相電流の周波数と同じ周波数を有する前記交流モータの各相に対する主指令値を生成する主指令値生成部と、前記基準時刻と前記同期位相信号とに基づいて前記電流値の周波数の3倍の周波数を有する付加指令値を生成する付加指令値生成部と、前記主指令値と前記付加指令値とを加算した加算値を出力する加算器と、前記加算値に基づいて前記通電パターンを生成し、前記インバータ部に前記制御信号として出力する通電パターン生成部と、で構成されることを特徴とするものである。

10

【発明の効果】

【0010】

本発明の交流モータ駆動装置によれば、指令値に交流モータに流れる相電流の3倍の周波数の高調波指令値を重畳することで、騒音の抑制だけでなく、直流電力を交流電力に変換し交流モータへ電力供給するインバータ部を構成するスイッチング素子の発熱に伴う温度上昇を低減させることができるという効果がある。これにより、スイッチング素子の温度上昇を抑制することができ、交流モータ駆動装置の長寿命化を図ることができる。

【図面の簡単な説明】

【0011】

20

【図1】実施の形態1に係る交流モータ駆動装置の全体を示すブロック図である。

【図2】実施の形態1におけるインバータ部を示す回路図である。

【図3】実施の形態1における制御部を示すブロック図である。

【図4】実施の形態1における制御部の主指令値生成部を示すブロック図である。

【図5】実施の形態1における制御部の付加指令値生成部を示すブロック図である。

【図6】実施の形態1におけるインバータ部内の1つのアームで生じる損失を示す波形模式図である。

【図7】実施の形態1におけるインバータ部内の温度変化を相電流との関係で明示した波形模式図である。

【図8】実施の形態1における相電流とインバータ部内の素子温度変化との関係を示した波形模式図である。

30

【図9】実施の形態1における主指令値と付加指令値と重畳済指令値との関係の一例を示す波形模式図である。

【図10】実施の形態1におけるインバータ部での損失を示す模式図である。

【図11】実施の形態2に係る交流モータ駆動装置の全体を示すブロック図である。

【図12】実施の形態2における制御部を示すブロック図である。

【図13】実施の形態2における制御部の付加指令値生成部を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0012】

以下、本発明の実施の形態に係る交流モータ駆動装置の詳細について、図1から図13を参照して説明する。

40

【0013】

実施の形態1

図1は、実施の形態1に係る交流モータ駆動装置の全体を示すブロック図、図2は、インバータ部を示す回路図、図3は、制御部を示すブロック図、図4は、制御部の主指令値生成部を示すブロック図であり、また、図5は、制御部の付加指令値生成部を示すブロック図である。

【0014】

まず、図1から図5を用いて、実施の形態1に係る交流モータ駆動装置の構成について説明する。図1に示すように、交流モータ駆動装置1は、直流電力を供給する直流母線6

50

の高電位側導体 6 a と低電位側導体 6 b との間の電圧値 V_{dc} を検出する電圧検出部 2 と、直流電力を三相交流に変換して交流モータ 4 に供給するインバータ部 3 と、交流モータ 4 の回転軸の回転位置を検出するエンコーダ 4 1 と、電圧検出部 2 から出力された電圧値 V_{dc} 、角周波数指令値（回転数） ω_{ref} およびエンコーダ 4 1 からの位置信号 d に基づいてインバータ部 3 のスイッチング素子をオン/オフ制御する制御信号 G_s を出力する制御部 5 と、で構成されている。

【0015】

インバータ部 3 は、図 2 に示すように、三相電圧型 PWM インバータで、二つのスイッチング素子（IGBT）3 2 が直列に接続されたスイッチ対 3 0 が並列に三相分接続された構成となっており、直流電力は、直列接続されたスイッチング素子 3 2 の中間から出力される交流電力に変換されて、交流モータ 4 に供給される。具体的には、還流ダイオード 3 3 a が逆並列接続された IGBT 3 2 a を組とした上アーム 3 1 a と、還流ダイオード 3 3 b が逆並列接続された IGBT 3 2 b を組とした下アーム 3 1 b が直列に接続されたスイッチ対 3 0 u で構成され、その IGBT 3 3 a, 3 3 b の中間から U 相の出力が、還流ダイオード 3 3 c が逆並列接続された IGBT 3 2 c を組とした上アーム 3 1 c と、還流ダイオード 3 3 d が逆並列接続された IGBT 3 2 d を組とした下アーム 3 1 d が直列に接続されたスイッチ対 3 0 v で構成され、その IGBT 3 3 c, 3 3 d の中間から V 相の出力が、また、還流ダイオード 3 3 e が逆並列接続された IGBT 3 2 e を組とした上アーム 3 1 e と、還流ダイオード 3 3 f が逆並列接続された IGBT 3 2 f を組とした下アーム 3 1 f が直列に接続されたスイッチ対 3 0 w で構成され、その IGBT 3 3 e, 3 3 f の中間から W 相の出力が、三相交流電力として交流モータ 4 へ供給される。

【0016】

これらのスイッチ対 3 0 u, 3 0 v, 3 0 w の上アーム 3 1 a, 3 1 c, 3 1 e が、直流母線 6 の高電位側導体 6 a に、下アーム 3 1 b, 3 1 d, 3 1 f が直流母線 6 の低電位側導体 6 b に、それぞれ接続されている。IGBT 3 2 a から 3 2 f は、それぞれのゲート端子に入力される制御部 5 からの制御信号 G_a から G_f の通電パターンに従ってオン/オフ制御され、直流電力は三相の交流電力の U 相, V 相, W 相として変換される。ここで、通電パターンに従って高電位と低電位の 2 値で交流モータ 4 の U 相, V 相, W 相に給電されるが、交流モータ 4 のインダクタンスの影響により各相の電圧は平滑化される。

【0017】

なお、図 2 において、制御信号 G_s の入力端 G_a から G_f と IGBT 3 2 a ~ 3 2 f との間の絶縁、増幅ならびに直流成分加算回路は省略されている。インバータ部 3 内の IGBT 3 0 u, 3 0 v, 3 0 w の U 相, V 相, W 相、それぞれの出力電圧に応じた電流が交流モータ 4 に流れて、回転軸が回転する。交流モータ 4 の回転軸には、回転軸の位置信号 d を検出するエンコーダ 4 1 が取り付けられており、検出された位置信号 d は制御部 5 に出力される。

【0018】

制御部 5 は、図 3 に示すように、角周波数・位相信号生成部 5 1、主指令値生成部 5 2、付加指令値生成部 5 3、加算器 5 4 および通電パターン生成部 5 5 で構成されている。

【0019】

角周波数・位相信号生成部 5 1 は、エンコーダ 4 1 の出力である位置信号 d に基づいて交流モータの回転軸の角周波数（回転数） ω と、回転軸の予め定められた基準位置からの角度変位 θ とを算出する。そして、角度変位 θ と交流モータ 4 の極数とに基づいて、交流モータ 4 に給電される三つの相電流の内の予め定められた 1 つの相電流の現時刻における位相信号 θ_i を生成する。ここで、位相信号 θ_i は、交流モータ 4 に給電される相電流の周波数 ω_i の周期性を有する。

【0020】

主指令値生成部 5 2 は、交流モータ 4 の角周波数の指令値である角周波数指令値 ω_{ref} と、電圧検出部 2 から出力である電圧値 V_{dc} と、角周波数・位相信号生成部 5 1 からの出力である回転軸の角周波数 ω と、相電流の位相信号 θ_i とに基づいて、交流モータ

10

20

30

40

50

4の各相に対する電圧指令値である主指令値 Au_ref , Av_ref , Aw_ref を生成する。

【0021】

図4は、制御部5の主指令値生成部52の構成例を示すブロック図であり、図4を用いて、主指令値生成部52の具体的な構成内容について説明する。

主指令値生成部52は、電流指令値生成部521、電圧指令値生成部522、座標軸変換部523および正規化部524で構成されている。

【0022】

まず、電流指令値生成部521は、角周波数指令値 ω_ref と角周波数・位相信号生成部51の出力である角周波数 ω とに基づいて、q軸電流指令値 Iq_ref とd軸電流指令値 Id_ref とを生成する。なお、d軸電流指令値は、ゼロ（零）に定めることが一般的である。

【0023】

続いて、電圧指令値生成部522は、電圧検出部2の出力である電圧値 Vdc と、電流指令値生成部521の出力であるq軸電流指令値 Iq_ref とd軸電流指令値 Id_ref とに基づいて、q軸電圧指令値 Vq_ref とd軸電圧指令値 Vd_ref とを生成する。

【0024】

また、座標変換部523は、電圧指令値生成部522の出力であるq軸電圧指令値 Vq_ref とd軸電圧指令値 Vd_ref とを、角周波数・位相信号生成部51の出力である位相信号 θ_i に従って、U相、V相、W相それぞれの相電圧指令値となる Vu_ref , Vv_ref , Vw_ref に変換する。

【0025】

正規化部524は、相電圧指令値 Vu_ref , Vv_ref , Vw_ref と電圧検出部2の出力である電圧値 Vdc との差に、それぞれ、電圧値 Vdc の逆数を乗じる、すなわち、電圧値 Vdc で除することで、主指令値 Au_ref , Av_ref , Aw_ref を生成する。

【0026】

相電圧指令値 Vu_ref , Vv_ref , Vw_ref の値が、電圧値 Vdc の2倍の値である場合には、主指令値 Au_ref , Av_ref , Aw_ref の値は、それぞれ+1となる。また、相電圧指令値 Vu_ref , Vv_ref , Vw_ref の値がゼロの場合には、主指令値 Au_ref , Av_ref , Aw_ref の値は、それぞれ-1となる。相電圧指令値 Vu_ref , Vv_ref , Vw_ref の値が、電圧値 Vdc の1.5倍の値である場合には、主指令値 Au_ref , Av_ref , Aw_ref の値は、それぞれ+0.5となり、相電圧指令値 Vu_ref , Vv_ref , Vw_ref の値が、電圧値 Vdc の0.5倍の値である場合には、主指令値 Au_ref , Av_ref , Aw_ref は、それぞれ-0.5となる。主指令値生成部52が出力する主指令値 Au_ref , Av_ref , Aw_ref は、既に、一般的に開示されている正規化された電圧指令値と同一である。

【0027】

付加指令値生成部53は、角周波数・位相信号生成部51の出力である位相信号 θ_i に基づいて、予め定められた振幅値 Ab で、かつ、相電流の周波数 ω_i の3倍すなわち $3\omega_i$ の周波数で、かつ、位相信号 θ_i に対して予め定められた角度変位 θ_b だけ位相がずれた付加指令値 B_ref を生成する。

【0028】

図5は、付加指令値生成部53の構成例を示すブロック図であり、図5を用いて、付加指令値生成部53の具体的な構成内容について説明する。

付加指令値生成部53は、 $0^\circ / 180^\circ$ 位相信号生成部531、位相比較器532、ループフィルタ533、クロック信号生成部534、分周器535、位相差格納部536、正弦波発生部537、振幅値格納部538および乗算器539で構成されている。

【 0 0 2 9 】

0° / 180° 位相信号生成部 531 は、角周波数・位相信号生成部 51 の出力である位相信号 θ_i から、相電流の基準となる時刻を示す基準時刻 t_0 (例えば、U 相電流が 0° となる時刻) を生成して、正弦波発生部 537 に出力する。また、0° / 180° 位相信号生成部 531 は、角周波数・位相信号生成部 51 の出力である位相信号 θ_i から、基準となる相電流に対してデューティが 50% の 0° および 180° の同期位相信号 P_i (例えば、U 相電流の 0° と 180° とで相互に反転する信号) を生成して、位相比較器 532 に出力する。

【 0 0 3 0 】

位相比較器 532 は、0° / 180° 位相信号生成部 531 の出力である同期位相信号 P_i と詳細は後述する分周器 535 の出力である分周信号の位相信号 P_d とに基づいて、 P_i と P_d の位相差を示す位相差信号 D_f をループフィルタ 533 に出力する。

10

【 0 0 3 1 】

ループフィルタ 533 は、位相比較器 532 から出力された位相差信号 D_f に対して、高調波成分を除去するローパスフィルタ (LPF) 処理を施し、位相差電圧 V_c に変換する。

【 0 0 3 2 】

クロック信号生成部 534 は、ループフィルタ 533 から出力された位相差電圧 V_c に基づいて、電圧制御発振器により発振周波数を変化させるクロック信号 CK を生成する。電圧制御発振には、VCO (Voltage Controlled Oscillator) や VCXO (Voltage Controlled Crystal Oscillator) を用いるのが一般的である。クロック信号生成部 534 が生成するクロック信号 CK は、分周器 535 と正弦波発生部 537 に出力される。

20

【 0 0 3 3 】

分周器 535 は、正整数 N に対して、クロック信号 CK を $3N$ 分周した分周信号の位相信号 P_d を生成して、位相比較器 532 へ出力する。なお、正整数 N は、後述する正弦波発生部 537 が正弦波を生成する場合の時間分解能となる。例えば、 N を 360 に設定すると、正弦波発生部 537 で、1° 単位の正弦波が生成され、 N を 3,600 に設定すると、0.1° 単位の正弦波が生成されることになる。したがって、 N をある程度大きな値に設定しておくといよい。

30

【 0 0 3 4 】

位相差格納部 536 には、前述の付加指令値 B_ref の基準となる相電流との位相差で予め定められた値である位相差 θ_b が格納されている。位相差格納部 536 から、位相差 θ_b が正弦波発生部 537 に出力される。

【 0 0 3 5 】

位相比較器 532、ループフィルタ 533、クロック信号生成部 534 および分周器 535 で、PLL (Phase Locked Loop) が構成されている。

【 0 0 3 6 】

正弦波発生部 537 は、0° / 180° 位相信号生成部 531 から出力された基準時刻 t_0 において、位相差格納部 536 から出力された位相差 θ_b を初期値として、 N を時間分解能としてクロック信号 CK に対応した振幅 1 の正弦波 S_i を出力する。正弦波発生部 537 には、予め、時間分解能 N に対応した正弦波データがルックアップテーブル (LUT) や ROM (Read Only Memory) 等のプログラムの記憶領域の一部あるいは半導体記憶素子などの記憶手段を用いて格納されている。なお、分周器 535 の分周比が $3N$ であることから、正弦波発生部 537 が出力する正弦波 S_i の周波数は $3\omega_i$ となる。すなわち、正弦波 S_i は、 $\sin(3\omega_i + \theta_b)$ の波形となる。正弦波発生部 537 で生成された正弦波 S_i は、乗算器 539 に出力される。

40

【 0 0 3 7 】

振幅値格納部 538 には、前述の付加指令値 B_ref の予め定められた値である振幅値 A_b が格納されている。振幅値 A_b は、振幅値格納部 538 から乗算器 539 に出力さ

50

れる。

【0038】

乗算器539は、正弦波発生部537から出力された正弦波 S_i に、振幅値格納部538から出力された振幅値 A_b を乗じて、付加指令値 B_ref を生成し、加算器54に出力する。乗算器539から出力された付加指令値 B_ref の波形は、 $A_b * \sin(3\omega_i + \theta_b)$ となる。

【0039】

図3に戻って、制御部5の構成の説明を続ける。

加算器54(54u, 54v, 54w)は、主指令値 Au_ref , Av_ref , Aw_ref と付加指令値 B_ref との和をそれぞれ計算して、重畳済指令値 Au_ref' , Av_ref' , Aw_ref' を出力する。

10

【0040】

通電パターン生成部55は、加算器54からの出力である重畳済指令値 Au_ref' , Av_ref' , Aw_ref' に基づいて、U相の通電パターン Gu_p , Gu_n と、V相の通電パターン Gv_p , Gv_n と、W相の通電パターン Gw_p , Gw_n をそれぞれ生成し、制御信号 G_s として出力する。

【0041】

生成された制御信号 G_s は、図2に示すインバータ部3に入力される。すなわち、U相の通電パターン Gu_p , Gu_n は、IGBT32a, 32bのゲート端子(入力端子)Ga, Gbに、V相の通電パターン Gv_p , Gv_n は、IGBT32c, 32dのゲート端子Gc, Gdに、W相の通電パターン Gw_p , Gw_n は、IGBT32e, 32fのゲート端子Ge, Gfに、それぞれ入力され、上述したように、IGBT33a, 33bの中間からU相の出力が、IGBT32c, 32dの中間からV相の出力が、IGBT32e, 32fの中間からW相の出力が、それぞれ交流モータ4に給電される。一般的に、通電パターン生成部55は、重畳済指令値 Au_ref' , Av_ref' , Aw_ref' のそれぞれを、振幅が±1の三角波と比較して、その比較結果の大小で、通電パターンを決定するPWM制御方式が採用される。なお、上側アームと下側アームとの短絡を防止するためにデッドタイムの付加もこの通電パターン生成部55の機能である。

20

【0042】

次に、付加指令値 B_ref を主指令値 Au_ref , Av_ref , Aw_ref に加算することが、インバータ部3の発熱を抑制し、交流モータ駆動装置1の長寿命化に寄与することについて、図を参照しながら、説明する。

30

【0043】

スイッチ対30(30u, 30v, 30w)に電流が流れた場合のスイッチ対30内のスイッチング素子であるIGBT32(32aから32f)と還流ダイオード33(33aから33f)とで発生する損失について説明する。ここで、IGBT32をオンさせるためにIGBT32のゲート端子Gにエミッタ端子Eより高電位な信号が印加される期間をゲート信号H期間と呼び、IGBT32をオフさせるためにIGBT32のゲート端子Gにエミッタ端子Eと同じ電位あるいはエミッタ端子Eより低電位な信号が印加させる期間をゲート信号L期間と呼ぶ。デッドタイム期間以外では、上アームのIGBTが、ゲート信号H期間ならば下アームのIGBTはゲート信号L期間となり、逆に、上アームのIGBTが、ゲート信号L期間ならば下アームのIGBTはゲート信号H期間になるように制御される。

40

【0044】

図6に、IGBT32と還流ダイオード33とで発生する損失を示す。図6(a)に示すように、IGBT32のコレクタC側からエミッタE側に電流が流れる場合には、図6(b)に示すように、ゲート信号H期間でIGBT32に導通損失が生じ、ゲート信号H期間からゲート信号L期間へと変化する時刻とゲート信号L期間からゲート信号H期間へと変化する時刻とにおいてIGBT32にスイッチング損失が発生する。一方、図6(c)に示すように、還流ダイオード32のアノード側Aからカソード側Kに電流が流れる場

50

合には、図 6 (d) に示すように、ゲート信号 H 期間で還流ダイオード 3 3 に導通損失が生じ、ゲート信号 H 期間からゲート信号 L 期間へ変化する時刻において還流ダイオード 3 3 にリカバリ損失が発生する。

【 0 0 4 5 】

ここで、I G B T 3 2 の導通損失とスイッチング損失に関しては、I G B T 3 2 を流れる電流量の値に導通時の I G B T 3 2 のコレクタ端子 C とエミッタ端子 E との電圧差の値を乗じた値が大きくなるほど大きくなる。還流ダイオード 3 3 の導通損失とリカバリ損失に関しては、還流ダイオード 3 3 を流れる電流量の値に還流ダイオード 3 3 の導通時のカソード端子 K とアノード端子 A との電圧差の値を乗じた値が大きくなるほど大きくなる。

【 0 0 4 6 】

交流モータ 4 の各相に正弦波状の電圧を印加して、交流モータ 4 の各相に正弦波状の電流を流すことで交流モータ 4 を駆動させる従来方式の場合（本実施の形態では、付加指令値 B_{ref} を常にゼロの値に固定した場合に相当する。）には、交流モータ 4 の力率が 1 に近いことから、上アームの I G B T 3 2 での損失は、図 7 (a) に示す相電流がゼロより大きい期間（正の期間）において、図 7 (b) に点線で示すように、相電流の増減に応じて、増減する。

【 0 0 4 7 】

同じく従来方式の場合には、上アームの還流ダイオード 3 3 での損失は、相電流（図 7 (a)）がゼロよりも小さい期間（負の期間）において、図 7 (b) の破線で示すように、相電流の絶対値の増減に応じて、増減する。従来方式の場合の下アームの I G B T 3 2 での損失は、逆に、相電流（図 7 (a)）がゼロよりも小さい期間において、図 7 (c) の点線で示すように、相電流の絶対値の増減に応じて、増減する。

【 0 0 4 8 】

また、従来方式の場合の下アームの還流ダイオード 3 3 での損失は、相電流（図 7 (a)）がゼロよりも大きい期間において、図 7 (c) の破線で示すように、相電流の増減に応じて、増減する。図 7 (a) の電流波形が、交流モータ 4 の U 相電流である場合には、図 7 (b) の点線は、I G B T 3 2 a での損失であり、図 7 (b) の破線は、還流ダイオード 3 3 a での損失となり、そして、図 7 (c) の点線は、I G B T 3 2 b での損失であり、図 7 (c) の破線は、還流ダイオード 3 3 b での損失となる。

【 0 0 4 9 】

また、図 7 (a) の電流波形が、交流モータ 4 の V 相電流である場合には、図 7 (b) の点線は、I G B T 3 1 c での損失であり、図 7 (b) の破線は、還流ダイオード 3 3 c での損失となり、そして、図 7 (c) の点線は、I G B T 3 2 d での損失であり、図 7 (c) の破線は、還流ダイオード 3 3 d での損失となる。

【 0 0 5 0 】

同様に、図 7 (a) の電流波形が、交流モータ 4 の W 相電流である場合には、図 7 (b) の点線は、I G B T 3 2 e での損失であり、図 7 (b) の破線は、還流ダイオード 3 3 e での損失となり、そして、図 7 (c) の点線は、I G B T 3 2 f での損失であり、図 7 (c) の破線は、還流ダイオード 3 3 f での損失となる。

【 0 0 5 1 】

交流モータ 4 の力率が 1 に近いとはいえ完全に 1 では無いことと、インバータ部 3 の内部における損失が熱に変化して、温度を上昇させる伝達関数の遅れ要素のため、I G B T の損失のピークに対して、I G B T に起因する温度のピークは遅延する。同じく、還流ダイオードの損失のピークに対して、還流ダイオードに起因する温度のピークも遅延する。

【 0 0 5 2 】

また、インバータ部 3 の内部における熱の拡散および放熱の伝達関数の存在に起因して、I G B T が損失を生じていない期間においては、I G B T に起因する温度は、即時にはゼロにならず、時刻の経過と共に徐々に温度が低下する。同じく、還流ダイオードが損失を生じていない期間においては、還流ダイオードに起因する温度は、即時にはゼロにならず、時刻の経過と共に徐々に温度が低下する。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 3 】

上記の損失と温度変化の関係から、図 7 (b) に点線で示す上アームの I G B T の損失を起因とするインバータ部 3 の内部での温度変化は、図 7 (d) に点線で示すような温度変化となる。同じ理由で、図 7 (b) に破線で示す上アームの還流ダイオードの損失を起因とするインバータ部 3 の内部での温度変化は、図 7 (d) に破線で示すような温度変化となる。

同じく、図 7 (c) に点線で示す下アームの I G B T の損失を起因とするインバータ部 3 の内部での温度変化は、図 7 (e) に点線で示すような温度変化となる。また、図 7 (c) に破線で示す下アームの還流ダイオードを起因とするインバータ部 3 の内部での温度変化は、図 7 (e) に破線で示すような温度変化となる。

10

【 0 0 5 4 】

実際のインバータ部 3 の内部での温度変化は、図 7 (d) に点線で示す上アームの I G B T 起因の温度変化と図 7 (d) に破線で示す下アームの還流ダイオード起因の温度変化と図 7 (e) に点線で示す下アームの I G B T 起因の温度変化と図 7 (e) に破線で示す還流ダイオード起因の温度変化とが重畳した温度変化を示すことになる。

【 0 0 5 5 】

相電流の最大値付近と相電流の最小値（相電流が負の期間で相電流の絶対値が最も大きい値）付近での損失を抑制すれば、インバータ部 3 の内部の温度を抑制できることが図 7 から読み取れる。具体的には、図 7 (a) 、 (b) および (c) において、三角形の矢印を付した相電流最大値付近での損失を抑制することで、図 7 (d) に三角形の矢印で示すように上アームの I G B T 起因の温度上昇と図 7 (e) に三角形の矢印で示すように下アームの還流ダイオード起因の温度上昇とを抑制することができる。また、図 7 (a) 、 (b) および (c) において、鋸形の矢印を付した相電流最小値付近での損失を抑制することで、図 7 (d) に鋸形の矢印で示すように上アームの還流ダイオード起因の温度上昇と図 7 (e) に鋸形の矢印で示すように下アームの I G B T 起因の温度上昇とを抑制することができる。

20

【 0 0 5 6 】

図 7 は、1つの相の相電流とその相に関わるスイッチ対 3 0 が起因となる温度上昇について説明した。交流モータ 4 では、U 相、V 相、W 相の 3 相が存在する。これら 3 相のそれぞれの相電流と 3 相それぞれのスイッチ対 3 0 u 、 3 0 v 、 3 0 w を構成する I G B T 3 2 および還流ダイオード 3 3 により発生する損失、および、これらの損失を起因とする温度変化を図 8 に示す。図 8 において、実線で示した波形が U 相に関わる波形で、点線で表記した波形が V 相に関わる波形、そして破線で示した波形が W 相に関わる波形である。図 8 から判るように、U 相、V 相、W 相それぞれの相電流の最大値付近および最小値付近でのスイッチング対 3 0 を構成する I G B T 3 2 および還流ダイオード 3 3 が発生する損失を抑制することで、これらの損失を起因とする温度上昇を抑制することができる。そして、スイッチング対 3 0 での温度上昇を抑制することにより、インバータ部 3 の温度上昇が抑制される。

30

【 0 0 5 7 】

ここで、従来方式での交流モータ 4 の U 相端子での電圧値を V_u 、 V 相端子での電圧値を V_v 、 W 相端子での電圧値を V_w とする。加えて、従来方式での交流モータ 4 の U 相端子と V 相端子との電圧差を V_{uv} 、 V 相端子と W 相端子との電圧差を V_{vw} 、 W 相端子と U 相端子との電圧差を V_{wu} とする。 V_{uv} 、 V_{vw} 、 V_{wu} と V_u 、 V_v 、 V_w との間には、式 (1 - 1) から式 (1 - 3) の関係が成立する。

40

$$V_{uv} = V_u - V_v \quad (1 - 1)$$

$$V_{vw} = V_v - V_w \quad (1 - 2)$$

$$V_{wu} = V_w - V_u \quad (1 - 3)$$

そして、従来方式では、主指令値 A_{u_ref} に基づいた通電パターン G_{u_p} , G_u

50

__nを通電パターン生成部55で生成して、インバータ部3を介して、交流モータ4のU相端子にVuの電圧値を生じさせる。同様に、主指令値Av__refに基づいた通電パターンGv__p, Gv__nを通電パターン生成部55で生成して、インバータ部3を介して、交流モータ4のV相端子にVvの電圧値を生じさせる。さらに、主指令値Aw__refに基づいた通電パターンGw__p, Gw__nを通電パターン生成部55で生成して、インバータ部3を介して、交流モータ4のW相端子にVwの電圧値を生じさせる。そして、式(1-1)から式(1-3)の関係に基づいて、交流モータ4には、各相の端子間に、図8(a)に示すような、正弦波状の相電流を流して、交流モータ4の回転軸を回転させる。

【0058】

図8(a)に示すように、相電流を正弦波状に流すことで交流モータ4を滑らかに駆動させながらインバータ部3内のIGBT32と還流ダイオード33との損失を抑制するためには、交流モータ4の各相端子の電圧値を変更しなければならない。ここで、電圧値Vuに電圧値Bを加算した電圧値Vu'を交流モータ4のU相端子に印加し、同時に、電圧値Vvに電圧値Bを加算した電圧値Vv'を交流モータ4のV相端子に印加し、更に、電圧値Vwに電圧値Bを加算した電圧値Vw'を交流モータ4のW相端子に印加した場合を考える。この場合の交流モータ4のU相端子とV相端子との電圧差Vu v'、V相端子とW相端子との電圧差Vv w'、W相端子とU相端子との電圧差Vw u'は、それぞれ、式(2-1)から式(2-3)に示す関係となる。

$$\begin{aligned} V_{uv'} &= V_{u'} - V_{v'} \\ &= (V_u + B) - (V_v + B) \\ &= V_u - V_v = V_{uv} \quad (2-1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{vw'} &= V_{v'} - V_{w'} \\ &= (V_v + B) - (V_w + B) \\ &= V_v - V_w = V_{vw} \quad (2-2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{wu'} &= V_{w'} - V_{u'} \\ &= (V_w + B) - (V_u + B) \\ &= V_w - V_u = V_{wu} \quad (2-3) \end{aligned}$$

このように、交流モータ4の各相端子に同じ電圧値を加算しても、交流モータ4に流れる相電流は、加算前の電圧値を各相端子に印加した場合と同じであることが判る。

【0059】

本実施の形態では、式(2-1)から式(2-3)に示されたBの電圧値を生成する指令値を付加指令値B__refとする。そして、図3に示すように、主指令値Au__refに付加指令値B__refを加算した重畳指令値Au__ref'を生成して、この主指令値Au__ref'に基づいた通電パターンGu__p, Gu__nを通電パターン生成部55で生成して、インバータ部3により、交流モータ4のU相端子にVu'の電圧値を生じさせる。同様に、主指令値Av__refに付加指令値B__refを加算した重畳指令値Av__ref'を生成して、この主指令値Av__ref'に基づいた通電パターンGv__p, Gv__nを通電パターン生成部55で生成して、インバータ部3により、交流モータ4のV相端子にVv'の電圧値を生じさせる。更に、主指令値Aw__refに付加指令値B__refを加算した重畳指令値Aw__ref'を生成して、この主指令値Aw__ref'に基づいた通電パターンGw__p, Gw__nを通電パターン生成部55で生成して、インバータ部3により、交流モータ4のW相端子にVw'の電圧値を生じさせる。

【0060】

次に、付加指令値B__refの生成方法について説明する。付加指令値B__refに求められる周波数仕様は、図8(a)に示すように、U相電流の1周期の期間内での3か所

10

20

30

40

50

の各相電流最大値付近での抑制と、3か所の各相電流最小値での抑制に対応させることである。すなわち、付加指令値 B_ref の周波数は、相電流周波数 ω_i の3倍の値である高調波 $3\omega_i$ であることが必要である。すなわち、付加指令値 B_ref は、相電流周波数の3倍の周波数を有する高調波指令値である。また、付加指令値 B_ref の振幅値 A_b は、インバータ部3に内蔵のIGBT32および還流ダイオード33の損失特性および交流モータ4の力率などに基づいて決められた値となる。さらに、付加指令値 B_ref の基準となる相電流との位相差 θ_b (ここでは、基準となる相電流をU相電流と定めて説明する。) は、交流モータ4の力率およびインバータ部3の内部における損失が熱に変化して温度を上昇させる伝達関数の遅れ要素ならびにインバータ部3の内部における熱の拡散および放熱の伝達関数に依存して決められた値となる。

10

【0061】

図9の波形模式図で、主指令値と付加指令値と重畳済指令値との関係を示す。図9(a)は、3相の主指令値 Au_ref (実線) と Av_ref (点線) と Aw_ref (破線) とを示す波形模式図である。振幅 $A_b = 0.4$ でかつ位相差 $\theta_b = 20^\circ$ の場合の付加指令値 B_ref を図9(b)に示す。図9(b)の相電流周波数の3倍の周波数の高調波指令値である付加指令値 B_ref を、図9(a)に示す主指令値にそれぞれ加算した重畳済指令値 Au_ref' (実線) と Av_ref' (点線) と Aw_ref' (破線) とを図9(c)に示す。図9(c)から、相電流が大きくなる期間で、相電圧を指令する重畳済指令値が小さくなっていることが判る。

【0062】

20

図10の波形模式図により、インバータ部3での損失を示す。主指令値で相電圧を生成する従来方式でのインバータ部3での損失を点線で、重畳済指令値で相電圧を生成する本実施の形態でのインバータ部3での損失を実線で示す。従来方式に比べ、本実施の形態を採用することで、損失のピークを下げることも可能となり、かつ、損失のピークを遅らせることが可能となる。損失のピークを下げることで、インバータ部3での発熱を抑制することが可能になり、インバータ部3の稼働時の温度を低下させることができる。また、損失のピークを遅らせることで、インバータ部3での蓄熱を抑制することが可能になり、このこともインバータ部3の稼働時の温度を低下させることができる。

【0063】

したがって、インバータ部3の稼働時の温度を低下させることができれば、インバータ部3内のIGBT等の半導体素子の温度も低下させることができる。半導体素子は、動作時の温度が低下すれば寿命が長くなることが知られていることから、本実施の形態を採用することによって、交流モータ駆動装置1の寿命を長くすることが可能となる。

30

【0064】

なお、本実施の形態において、交流モータの極数および付加指令値の振幅値 A_b および位相差 θ_b は、交流モータ駆動装置外から、シリアル通信、ROMのデータ更新により、また、ダイヤル、ボタンやスイッチなどで使用者が入力する値である。交流モータ駆動装置にも、これらの値を入力する手段は備えられているべきものであるが、本実施の形態では、対象外であるため、説明を省略する。

【0065】

40

このように、実施の形態1に係る交流モータ駆動装置によれば、指令値に交流モータに流れる相電流の3倍の周波数の高調波指令値を重畳することで、騒音の抑制だけでなく、直流電力を交流電力に変換し交流モータへ電力供給するインバータ部を構成するスイッチング素子の発熱に伴う温度上昇を低減させることができるという効果がある。これにより、スイッチング素子の温度上昇を抑制することができ、交流モータ駆動装置の長寿命化を図ることができるという効果がある。

【0066】

実施の形態2.

図11は、実施の形態2に係る交流モータ駆動装置の全体を示すブロック図であり、図12は、制御部を示すブロック図であり、また、図13は、制御部の付加指令値生成部を

50

示すブロック図である。実施の形態 1 の交流モータ駆動装置との違いは、実施の形態 1 では、交流モータ 4 の回転軸の位置信号 d を得るためにエンコーダ 4 1 が設けられていたが、これに替えて、実施の形態 2 では、インバータ部 3 から交流モータ 4 への相電流の内、少なくとも 1 相の相電流値を検出する電流検出部 7 が設けられている点である。他の構成については、実施の形態 1 と同様であるので説明を省略する。

【0067】

図 1 1 に示すように電流検出部 7 は、交流モータ 4 に給電される相電流 $I(t)$ を検出して出力する（ここでは、U 相の相電流を検出する場合を示す。）。検出された相電流 $I(t)$ は、制御部 8 に入力される。また、制御部 8 には、電圧検出部 2 からの出力である電圧値 V_{dc} も入力される

10

【0068】

制御部 8 は、図 1 2 に示すように、角周波数・位相信号生成部 8 1、主指令値生成部 5 2、付加指令値生成部 8 3、加算器 5 4 および通電パターン生成部 5 5 で構成されている。主指令値生成部 5 2、加算器 5 4 および通電パターン生成部 5 5 は、実施の形態 1 と同様であるので説明を省略する。

【0069】

角周波数・位相信号生成部 8 1、電流検出部 7 の出力である電流値 $I(t)$ に基づいて、対象となる相電流の基準時刻 t_0 （例えば、U 相電流が 0° となる時刻。）と、対象となる相電流に対してデューティが 50% の同期位相信号 P_i （例えば、U 相電流の 0° と 180° とで相互に反転する信号。）と、を生成して、付加指令値生成部 8 3 に出力する。また、角周波数・位相信号生成部 8 1 は、電流値 $I(t)$ に基づいて、相電流の現時刻における位相信号 θ_i を生成する。さらに、角周波数・位相信号生成部 8 1 は、電流値 $I(t)$ と交流モータ 4 の極数とに基づいて、交流モータ 4 の回転軸の角周波数（回転数） ω を算出する。位相信号 θ_i と角周波数 ω は、主指令値生成部 5 2 へ出力される。

20

【0070】

付加指令値生成部 8 3 は、図 1 3 に示すように、位相比較器 5 3 2、ループフィルタ 5 3 3、クロック信号生成部 5 3 4、分周器 5 3 5、位相差格納部 5 3 6、正弦波発生部 5 3 7、振幅値格納部 5 3 8 および乗算器 5 3 9 で構成される。付加指令値生成部 8 3 には、 $0^\circ / 180^\circ$ 位相信号生成部 5 3 1 は設けられていない。 $0^\circ / 180^\circ$ 位相信号生成部 5 3 1 の機能は、角周波数・位相信号生成部 8 1 が担っている。位相比較器 5 3 2、ループフィルタ 5 3 3、クロック信号生成部 5 3 4、分周器 5 3 5、位相差格納部 5 3 6、正弦波発生部 5 3 7、振幅値格納部 5 3 8 および乗算器 5 3 9 は、実施の形態 1 と同様であるので説明を省略する。

30

【0071】

これにより、付加指令値生成部 8 3 は、実施の形態 1 と同様、付加指令値 B_ref を生成することができ、加算器 5 4 ($54u, 54v, 54w$) にて、主指令値 Au_ref, Av_ref, Aw_ref に付加指令値 B_ref を加算した重畳指令値 $Au_ref', Av_ref', Aw_ref'$ を生成する。さらに、通電パターン生成部 5 5 は、加算器 5 4 からの出力である重畳指令値 $Au_ref', Av_ref', Aw_ref'$ に基づいて、U 相の通電パターン Gu_p, Gu_n と、V 相の通電パターン Gv_p, Gv_n と、W 相の通電パターン Gw_p, Gw_n をそれぞれ生成し、制御信号 G_s として出力する。

40

【0072】

したがって、実施の形態 1 と同様に、実施の形態 2 においても、インバータ部 3 の稼働時の温度を低下させることができ、交流モータ駆動装置の寿命を長くすることが可能となる。

【0073】

加えて、実施の形態 2 においては、相電流の電流値 $I(t)$ から、基準時刻 t_0 と位相信号 θ_i と同期位相信号 P_i とを直接求めているので、同期位相信号 P_i を基準時刻 t_0 および位相信号 θ_i に対して精度良く算出することができ、かつ、算出までの時間遅れを

50

小さくすることが可能となる。精度の良好さと時間遅れが小さいことから、付加指令値 B_{ref} を設計仕様に近付けて生成することが可能となり、インバータ部 3 の稼働時の温度を的確に低下させて、交流モータ駆動装置の寿命をさらに長くすることが可能となる。

【0074】

このように、実施の形態 2 に係る交流モータ駆動装置によれば、実施の形態 1 と同様、指令値に交流モータに流れる相電流の 3 倍の周波数の高調波指令値を重畳することで、騒音の抑制だけでなく、直流電力を交流電力に変換し交流モータへ電力供給するインバータ部を構成するスイッチング素子の発熱に伴う温度上昇を低減させることができるという効果があるとともに、相電流の電流値 $I(t)$ から、基準時刻 t_0 と位相信号 θ_i と同期位相信号 P_i とを直接求めているので、時間遅れが小さく、精度良くインバータ部の温度を低下させることができ、交流モータ駆動装置の長寿命化を図ることができるという効果がある。

10

【0075】

なお、本発明は、その発明の範囲内において、各実施の形態を自由に組み合わせたり、各実施の形態を適宜、変形、省略したりすることが可能である。

【0076】

また、図中、同一符号は、同一または相当部分を示す。

【符号の説明】

【0077】

1 交流モータ駆動装置、2 電圧検出部、3 インバータ部、4 交流モータ、41 エンコーダ、5, 8 制御部、51, 81 角周波数・位相信号生成部、52 主指令値生成部、53, 83 付加指令値生成部、54 加算器、55 通電パターン生成部、6 直流母線、7 電流検出部

20

【図 2】

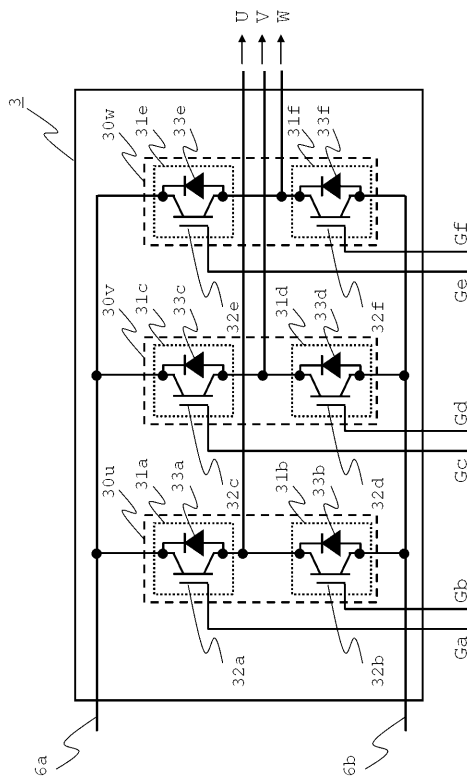
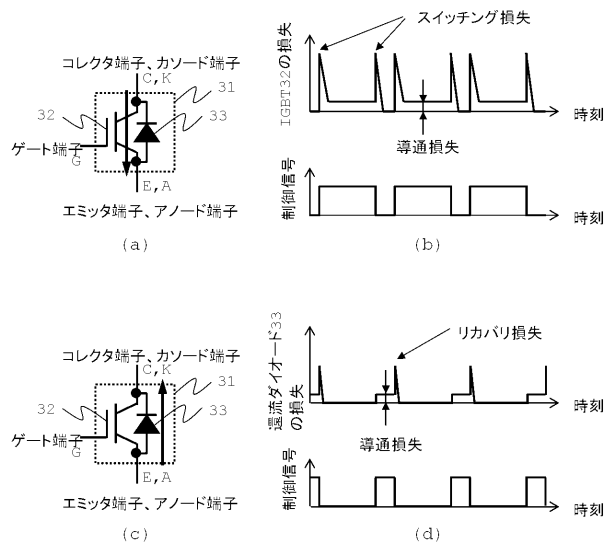


図2

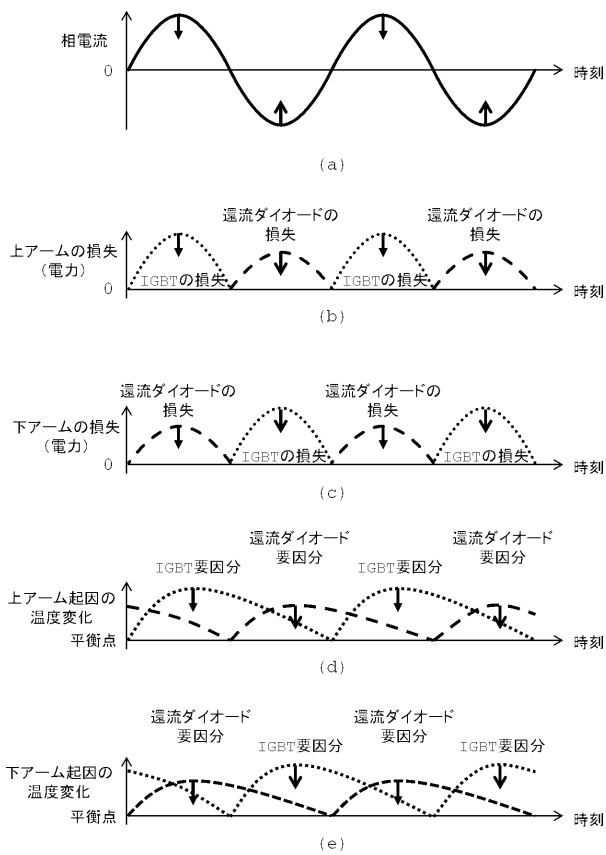
【図 6】

図6



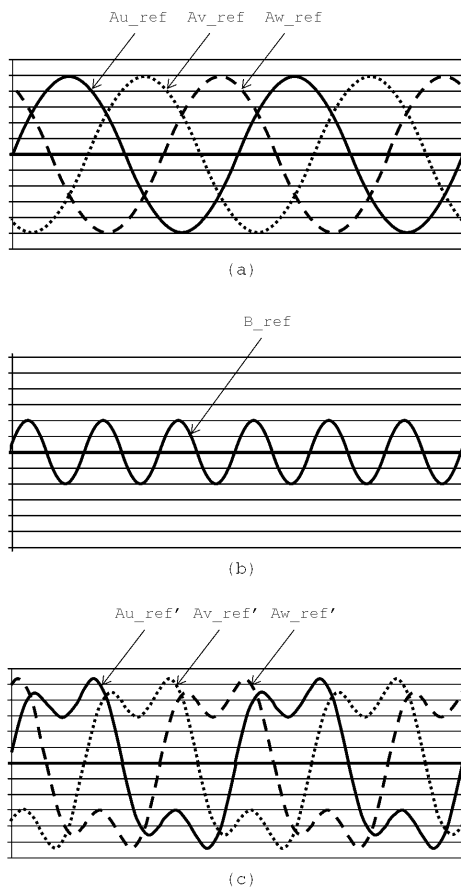
【図 7】

図7



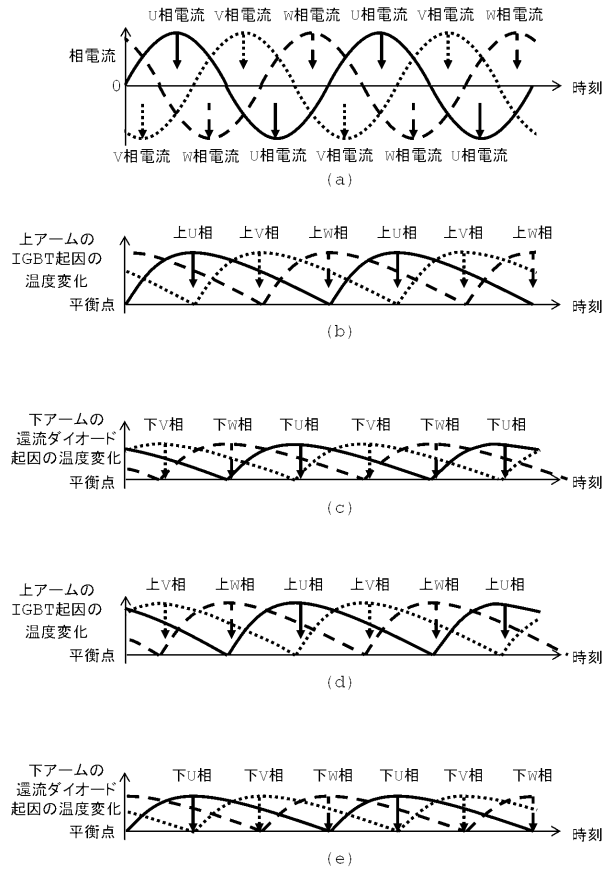
【図 9】

図9



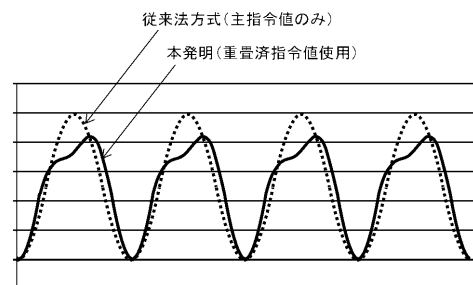
【図 8】

図8



【図 10】

図10



【図 13】

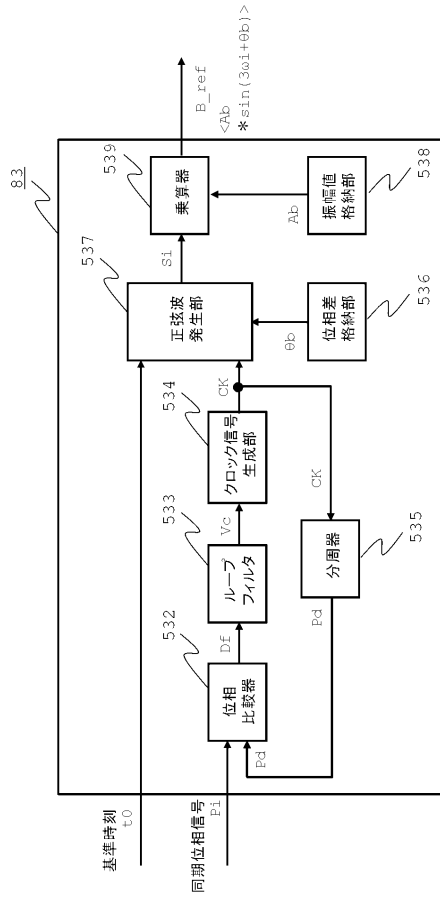


図13

【図 3】

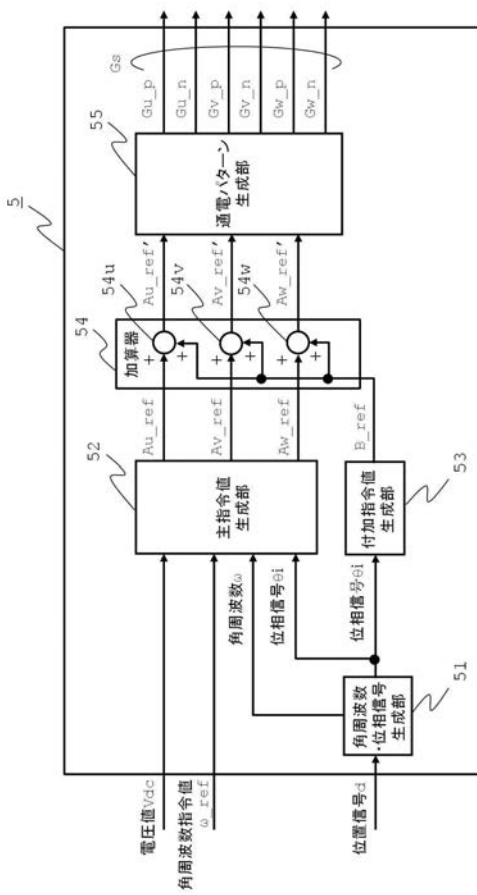


図3

【図 1】

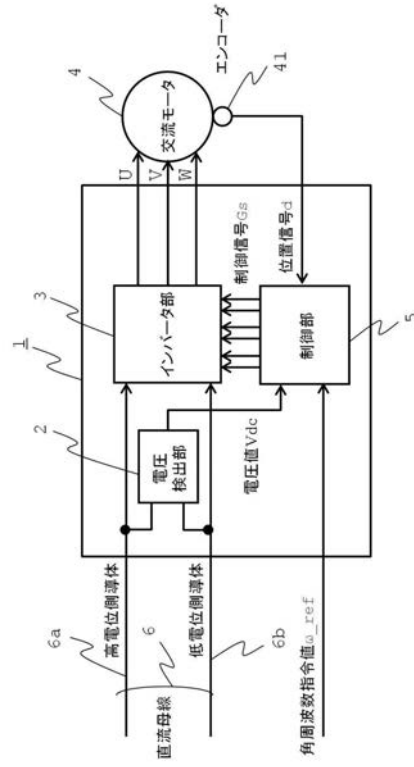


図1

【図 4】

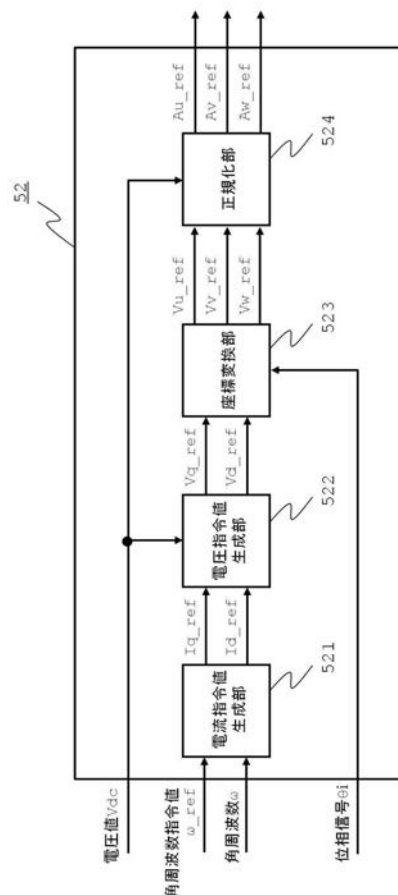


図4

【図5】

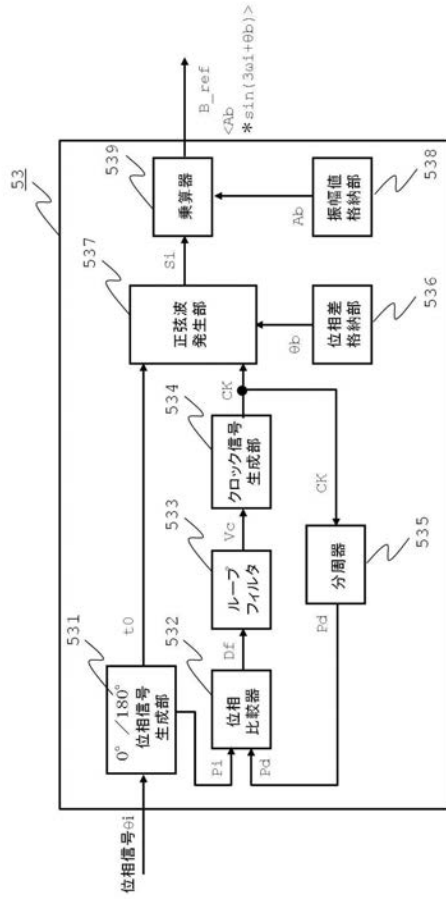


図5

【図12】

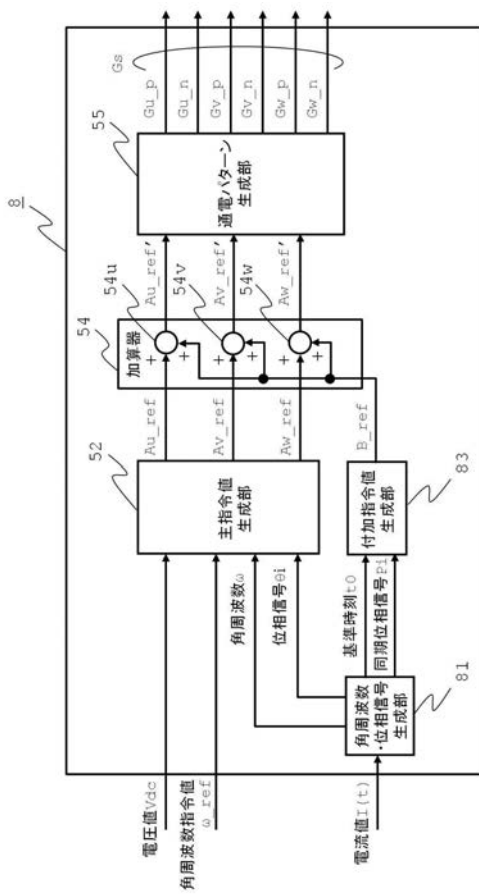


図12

【図11】

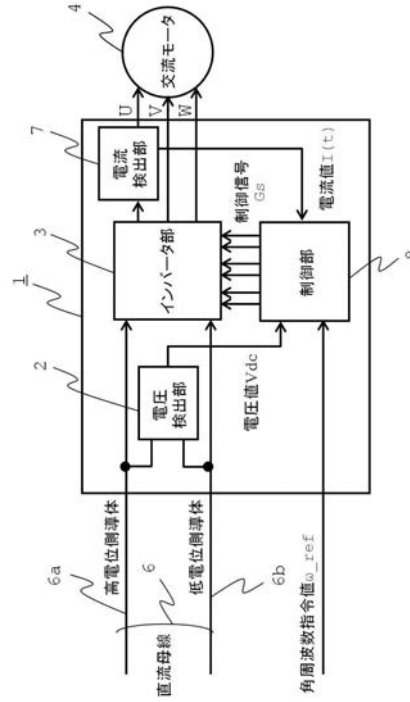


図11

フロントページの続き

(72)発明者 石川 秀太

東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

(72)発明者 東 聖

東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

Fターム(参考) 5H560 AA08 BB04 BB12 DA07 DC13 EB01 EC01 JJ06 JJ12 RR10
SS01 UA06 XA12 XA13