

(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2017-123702

(P2017-123702A)

(43) 公開日 平成29年7月13日(2017.7.13)

(51) Int.Cl.  
H02P 27/06 (2006.01)

F I  
H02P 7/63 302B

テーマコード(参考)  
5H505

審査請求 未請求 請求項の数 11 O L (全 30 頁)

(21) 出願番号 特願2016-328 (P2016-328)  
(22) 出願日 平成28年1月5日(2016.1.5)

(71) 出願人 509186579  
日立オートモティブシステムズ株式会社  
茨城県ひたちなか市高場2520番地  
(74) 代理人 100098660  
弁理士 戸田 裕二  
(72) 発明者 田村 浩志  
東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内  
(72) 発明者 青柳 宏  
神奈川県厚木市恩名四丁目7番1号 日立オートモティブシステムズ株式会社内  
(72) 発明者 矢次 富美繁  
神奈川県厚木市恩名四丁目7番1号 日立オートモティブシステムズ株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 インバータ制御装置およびそれを搭載したモータ駆動装置及び電動パワーステアリング装置

(57) 【要約】

【課題】

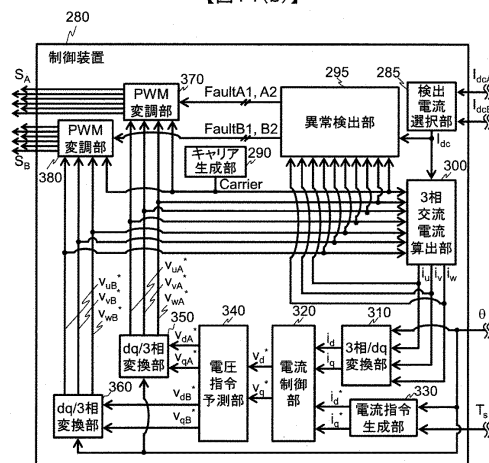
本発明は、電流制御(トルク制御)の応答性を低下させることなく制御装置の演算負荷を低減することを目的とする。

【解決手段】

少なくとも第1のインバータと第2のインバータとを有するインバータ制御装置であって、前記第1のインバータの主回路を流れる電流を検出する電流検出部と、検出した電流と電流指令に基づいて前記第1のインバータの電圧指令値を生成する電流制御部と、前記第1のインバータの電圧指令値の変化分に基づいて前記第2のインバータの電圧指令値を生成する電圧指令予測部と、を備えるインバータ制御装置。

【選択図】 図14(b)

【図14(b)】



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

少なくとも第 1 のインバータと第 2 のインバータとを有するインバータ制御装置であって、

前記第 1 のインバータの主回路を流れる電流を検出する電流検出部と、

検出した電流と電流指令に基づいて前記第 1 のインバータの電圧指令値を生成する電流制御部と、

前記第 1 のインバータの電圧指令値の変化分に基づいて前記第 2 のインバータの電圧指令値を生成する電圧指令予測部と、を備えるインバータ制御装置。

**【請求項 2】**

請求項 1 に記載のインバータ制御装置であって、

前記電流検出部は、前記第 1 のインバータの主回路を流れる電流と、前記第 2 のインバータの主回路を流れる電流と、を順次切り替えて検出し、

前記電流制御部は、前記第 1 のインバータの電流検出期間において、当該検出した電流と所定の電流指令に基づいて前記第 1 のインバータの電圧指令値を生成し、

前記電圧指令予測部は、前記第 1 のインバータの電流検出期間における前記第 2 のインバータの電圧指令値を、前記第 2 のインバータの過去の電圧指令値に前記第 1 のインバータの電圧指令値の変化分を加算することにより、生成することを特徴とするインバータ制御装置。

**【請求項 3】**

請求項 2 に記載のインバータ制御装置であって、

前記電流制御部は、前記第 2 のインバータの電流検出期間においては、当該検出した電流と所定の電流指令に基づいて前記第 2 のインバータの電圧指令値を生成し、

前記電圧指令予測部は、前記第 2 のインバータの電流検出期間における前記第 1 のインバータの電圧指令値を、前記第 1 のインバータの過去の電圧指令値に前記第 2 のインバータの電圧指令値の変化分を加算することにより、生成することを特徴とするインバータ制御装置。

**【請求項 4】**

請求項 1 から 3 の何れかに記載のインバータ制御装置であって、

前記電流検出部は、前記第 1 のインバータの直流母線に流れる直流母線電流を検出することを特徴とするインバータ制御装置。

**【請求項 5】**

請求項 1 から 3 の何れかに記載のインバータ制御装置であって、

前記電流検出部は、前記第 1 のインバータの各相下アーム又は上アームと直流母線との間に流れる電流を検出することを特徴とするインバータ制御装置。

**【請求項 6】**

請求項 1 から 3 の何れかに記載のインバータ制御装置であって、

前記電流検出部は、前記第 1 のインバータの 3 相交流出力線に流れる電流を検出することを特徴とするインバータ制御装置。

**【請求項 7】**

請求項 1 から 6 のいずれかに記載のインバータ制御装置であって、

前記電流検出部によって検出された電流に基づいて前記第 1 のインバータの異常を検出する異常検出部を備えたことを特徴とするインバータ制御装置。

**【請求項 8】**

請求項 7 に記載のインバータ制御装置であって、

前記異常検出部は、前記第 1 のインバータの各相下アームが全てオンの時に検出した前記第 1 のインバータの直流母線電流が所定の閾値よりも大きい場合には、前記第 1 のインバータの各相上下アームのスイッチングを全て停止（オフ）させることを特徴とするインバータ制御装置。

**【請求項 9】**

10

20

30

40

50

請求項 7 または 8 に記載のインバータ制御装置であって、

前記異常検出部は、前記第 1 のインバータの 3 相交流電流が所定の閾値よりも大きい場合には、前記第 1 のインバータの各相上下アームのスイッチングを全て停止（オフ）させることを特徴とするインバータ制御装置。

【請求項 10】

請求項 1 から 9 の何れかに記載のインバータ制御装置と、

前記第 1 のインバータに接続される第 1 の巻線と、前記第 2 のインバータに接続される第 2 の巻線と、前記第 1 の巻線及び前記第 2 の巻線が巻回される固定子と、を有するモータと、を備えたモータ駆動装置。

【請求項 11】

請求項 10 に記載のモータ駆動装置を搭載した電動パワーステアリング装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、車載用インバータの制御装置に係り、特に複数系統のインバータとモータを制御するための制御装置の演算負荷を低減する方法に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、自動運転車の開発が急速に進んでおり、電動部品に要求される機能安全基準が高まっている。例えば、自動運転車向け電動パワーステアリング装置に用いられるインバータ制御装置では、システムを 2 重化することで安全性を確保する技術が知られている。

【0003】

特開 2012 - 76644 号公報（特許文献 1）においては、第 1 のインバータの電流検出値と第 2 のインバータの電流検出値とを加算し、加算した電流検出値と電流指令値とに基づいて電圧指令を生成する技術が開示されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献 1】特開 2012 - 076644 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

特許文献 1 に記載の方法は、システムを構成する系統の数だけ電流値を検出する必要がある。インバータの直流母線電流もしくはインバータの各相下アーム又は上アームと直流母線との間に流れる電流（以下、3 シャント電流）を検出するシステムの場合には、検出した直流母線電流もしくは 3 シャント電流に基づいてモータ巻線に流れる 3 相交流電流を算出する処理と算出した 3 相交流電流を d - q 軸電流に変換する処理を、システムを構成する系統の数だけ追加する必要がある。また、モータ巻線に流れる 3 相交流電流を検出するシステムの場合には、検出した 3 相交流電流を d - q 軸電流に変換する処理を、システムを構成する系統の数だけ追加する必要がある。

【0006】

このように、特許文献 1 に記載の方法では、複数系統のインバータとモータで構成されるシステムの制御装置の演算負荷を低減することは困難であった。そこで本発明は、電流制御（トルク制御）の応答性を低下させることなく制御装置の演算負荷を低減することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0007】

上記課題を解決するために、例えば特許請求の範囲に記載した構成を採用する。本願は上記課題を解決する手段を複数含んでいるが、その一例を挙げるならば、「少なくとも第 1 のインバータと第 2 のインバータとを有するインバータ制御装置であって、前記第 1 の

10

20

30

40

50

インバータの主回路を流れる電流を検出する電流検出部と、検出した電流と電流指令に基づいて前記第 1 のインバータの電圧指令値を生成する電流制御部と、前記第 1 のインバータの電圧指令値の変化分に基づいて前記第 2 のインバータの電圧指令値を生成する電圧指令予測部と、を備えること」を特徴とする。

【発明の効果】

【0008】

本発明は、以上の構成を備えるため、電流制御（トルク制御）の応答性を低下させることなく制御装置の演算負荷を低減することができる。

【図面の簡単な説明】

【0009】

10

【図 1 ( a )】実施例 1 にかかる電動パワーステアリング装置を説明する図である。

【図 1 ( b )】実施例 1 にかかる制御装置 280 の構成を説明する図である。

【図 2】実施例 1 にかかる 3 相交流電流算出部 300 の処理手順を説明する図である。

【図 3】PWM 信号と、3 相交流電流と、直流母線電流の関係を説明する図である。

【図 4 ( a )】図 3 のスイッチモード 1 のときの電流経路を説明する図である。

【図 4 ( b )】図 3 のスイッチモード 2 のときの電流経路を説明する図である。

【図 4 ( c )】図 3 のスイッチモード 3 のときの電流経路を説明する図である。

【図 4 ( d )】図 3 のスイッチモード 4 のときの電流経路を説明する図である。

【図 5】3 相 / d q 変換部 310 の処理手順を説明する図である。

【図 6】電流指令生成部 330 の処理手順を説明する図である。

20

【図 7】第 1 の d 軸電流指令マップと q 軸電流指令マップを説明する図である。

【図 8】電流制御部 320 の処理手順を説明する図である。

【図 9】d q / 3 相変換部 350 の処理手順を説明する図である。

【図 10】実施例 1 にかかる PWM 変調部 370 の処理手順を説明する図である。

【図 11】実施例 1 にかかる電圧指令予測部 340 の処理手順を説明する図である。

【図 12】d q / 3 相変換部 360 の処理手順を説明する図である。

【図 13】実施例 1 にかかる PWM 変調部 380 の処理手順を説明する図である。

【図 14 ( a )】実施例 2 にかかる電動パワーステアリング装置を説明する図である。

【図 14 ( b )】実施例 2 にかかる制御装置 280 の構成を説明する図である。

【図 15】実施例 2 にかかる 3 相交流電流算出部 300 の処理手順を説明する図である。

30

【図 16】実施例 2 にかかる異常検出部 295 の処理手順を説明する図である。

【図 17】第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  と第 1 の地絡電流  $i_{gA}$  の関係を説明する図である。

【図 18】実施例 2 にかかる電圧指令予測部 340 の処理手順を説明する図である。

【図 19】実施例 2 にかかる PWM 変調部 370 の処理手順を説明する図である。

【図 20】実施例 2 にかかる PWM 変調部 380 の処理手順を説明する図である。

【発明を実施するための形態】

【0010】

以下、本発明のインバータ制御装置を電動パワーステアリング装置に適用した場合について説明する。なお、各図において同一要素については同一の符号を記し、重複する説明は省略する。

40

【実施例 1】

【0011】

(電動パワーステアリング装置の概要)

図 1 ( a ) は、実施例 1 にかかる電動パワーステアリング装置を説明する図である。

【0012】

本実施例にかかる電動パワーステアリング装置は、バッテリー 10 と、第 1 のインバータ 20 と、シャント抵抗 90 と、増幅器 100 と、第 1 のインバータ 20 のゲートドライブ回路 390 と、第 2 のインバータ 120 と、第 2 のインバータ 120 のゲートドライブ回路 400 と、制御装置 280 と、モータ 110 と、角度検出器 190 と、モータ 110 の

50

出力軸 200 と、ギアボックス 210 と、マニュアルステアリングギア 250、タイロッド 260 と、車輪 270 と、ロッド 220 と、トルクセンサ 230 と、運転者が操作するステアリング 240 と、を有する。本実施例で用いられるシャント抵抗 90 は、第 1 のインバータ 20 の直流母線電流  $I_{dcA}$  (以降、第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  と呼ぶ) を検出するために設けられる。増幅器 100 は、シャント抵抗 90 の両端電圧を増幅するために設けられる。角度検出器 190 は、モータ 110 の回転子の磁極位置を検出するために設けられる。

#### 【0013】

電動パワーステアリング装置は、ステアリング装置にモータ駆動装置を付加し、ステアリング 240 に対する運転者の操作量を軽減(アシスト)するように構成されている。運転者がステアリング 240 を回転操作すると、ロッド 220 とギアボックス 210 を介して、マニュアルステアリングギア 250 にトルクが伝達される。マニュアルステアリングギア 250 に伝達されたトルクは、モータ 110 で生成したトルクで補われ、左右のタイロッド 260 を介して左右の車輪 270 に伝達される。これにより、左右の車輪 270 が舵取される。

10

#### 【0014】

バッテリー 10 は、第 1 のインバータ 20 と第 2 のインバータ 120 の直流側に接続されており、第 1 のインバータ 20 と第 2 のインバータ 120 に直流電圧を供給する。バッテリー 10 の負極側と第 1 のインバータ 20 の直流側の低電位側母線は、シャント抵抗 90 を介して接続されている。ここでは、バッテリー 10 の負極側と第 1 のインバータ 20 の低電位側母線にシャント抵抗 90 を接続した構成で説明するが、バッテリー 10 の正極側と第 1 のインバータ 20 の直流側の高電位側母線との間にシャント抵抗を接続した構成でも良い。もしくは、バッテリー 10 の正極側(負極側)と第 2 のインバータ 120 の直流側の高電位側母線(低電位側母線)との間にシャント抵抗を接続した構成でも良い。もしくは、第 1 のインバータ 20 と第 2 のインバータ 120 のどちらか一方の各相上アーム(各相下アーム)と高電位側母線(低電位側母線)との間にそれぞれシャント抵抗を接続した構成でも良い。もしくは、第 1 のインバータ 20 と第 2 のインバータ 120 のどちらか一方の各相交流母線側にホール式電流センサを取り付けた構成でも良い。

20

#### 【0015】

第 1 のインバータ 20 の 3 相交流母線側は、モータ 110 の固定子に巻かれた第 1 の 3 相巻線に接続されている。第 2 のインバータ 120 の 3 相交流母線側は、モータ 110 の固定子に巻かれた第 2 の 3 相巻線に接続されている。

30

#### 【0016】

第 1 のインバータ 20 の各相上下アームのスイッチング素子 30 ~ 80 は、制御装置 280 で生成された第 1 の PWM 信号  $S_{upA}$ 、 $S_{unA}$ 、 $S_{vpA}$ 、 $S_{vnA}$ 、 $S_{wpA}$ 、 $S_{wnA}$  に基づいてオンもしくはオフし、バッテリー 10 から供給された直流電圧を可変電圧、可変周波数の 3 相交流電圧に変換する。同様に、第 2 のインバータ 120 の各相上下アームのスイッチング素子 130 ~ 180 は、制御装置 280 で生成された第 2 の PWM 信号  $S_{upB}$ 、 $S_{unB}$ 、 $S_{vpB}$ 、 $S_{vnB}$ 、 $S_{wpB}$ 、 $S_{wnB}$  に基づいてオンもしくはオフし、バッテリー 10 から供給された直流電圧を可変電圧、可変周波数の 3 相交流電圧に変換する。そして、第 1 および第 2 のインバータ 20、120 は、変換した 3 相交流電圧をモータ 110 の固定子に巻かれた第 1 および第 2 の 3 相巻線に印加し、第 1 および第 2 の 3 相巻線にそれぞれ 3 相交流電流を発生させる。

40

#### 【0017】

モータ 110 は、固定子に巻かれた第 1 および第 2 の 3 相巻線に流れる 3 相交流電流に応じた回転磁界を生成し、生成した回転磁界により回転子(不図示)を加速もしくは減速させるためのトルクを生成する。そして、モータ 110 は生成したトルクを出力軸 200 に出し、ギアボックス 210 を介してマニュアルステアリングギア 250 に供給する。

#### 【0018】

本実施例にかかる第 1 のインバータ 20 の主回路は、スイッチング素子 30 ~ 80 を有

50

する。スイッチング素子30～80は、金属酸化膜型電界効果トランジスタ(MOSFET)や絶縁ゲートバイポーラトランジスタ(IGBT)とダイオードを組み合わせて構成されている。本実施例にかかる第1のインバータ20の回路構成は既知であるため、ここでは詳細な説明を省略する。

#### 【0019】

第1のインバータ20のU相上アームのスイッチング素子30は、ゲートドライブ回路390で電圧増幅された第1のPWM信号SupAに基づいてオンもしくはオフする。以降同様に、第1のインバータ20のスイッチング素子40、50、60、70、80は、それぞれゲートドライブ回路390で電圧増幅された第1のPWM信号SunA、SvpA、SvnA、SwpA、SwnAに基づいてオンもしくはオフする。

10

#### 【0020】

第2のインバータ120の主回路も第1のインバータ20と同様に構成されている。第2のインバータ120のU相上アームのスイッチング素子130は、ゲートドライブ回路400で電圧増幅された第2のPWM信号SupBに基づいてオンもしくはオフする。以降同様に、第2のインバータ120のスイッチング素子140、150、160、170、180は、それぞれゲートドライブ回路400で電圧増幅された第2のPWM信号SunB、SvpB、SvnB、SwpB、SwnBに基づいてオンもしくはオフする。

#### 【0021】

(制御装置280の処理内容)

図1(b)を用いて、制御装置280の構成および処理内容について説明する。制御装置280は、キャリア生成部290、3相交流電流算出部300、3相/dq変換部310、電流制御部320、電流指令生成部330、電圧指令予測部340、dq/3相変換部350、360、PWM変調部370、380を有する。図1(a)に示されるように、制御装置280には、シャント抵抗90と増幅器100で検出した第1の直流母線電流IdcAと、角度センサ190で検出したモータ110の回転子の磁極位置と、トルクセンサ230で検出したステアリング240からロード220に伝達されたトルクTsと、が入力される。

20

#### 【0022】

3相交流電流算出部300は、三角波キャリアCarrierと第1の3相交流電圧指令vuA\*、vvA\*、vwA\*との関係に基づいて決定されたタイミングで、第1のインバータ20に流れる第1の直流母線電流IdcAを取得する。当該三角波キャリアCarrierはキャリア生成部290で生成され、第1の3相交流電圧指令vuA\*、vvA\*、vwA\*は後述するdq/3相変換部350で生成される。そして、3相交流電流算出部300は、取得した第1の直流母線電流IdcAに基づいて、モータ110の第1の3相巻線に流れる第1の3相交流電流iuA、ivA、iwAを算出する。

30

#### 【0023】

3相/dq変換部310は、第1の3相交流電流iuA、ivA、iwAとモータ110の回転子の磁極位置に基づいて、モータ110のd軸に流れる第1のd軸電流idAと、q軸に流れる第1のq軸電流iqAと、を算出する。電流指令生成部330は、モータ110の回転子の磁極位置とトルクTsに基づいて、モータ110の第1のd軸電流指令idA\*と、q軸電流指令iqA\*と、を生成する。電流制御部320は、第1のd軸電流idAとq軸電流iqAを第1のd軸電流指令idA\*とq軸電流指令iqA\*に一致させるように、比例積分制御などを用いて第1のd軸電圧指令vdA\*とq軸電圧指令vqA\*を生成する。

40

#### 【0024】

dq/3相変換部350は、第1のd軸電圧指令vdA\*とq軸電圧指令vqA\*とモータ110の回転子の磁極位置に基づいて、第1の3相交流電圧指令vuA\*、vvA\*、vwA\*を演算する。PWM変調部370は、第1の3相交流電圧指令vuA\*、vvA\*、vwA\*と三角波キャリアCarrierに基づいて、第1のインバータ20の各相上下アームの第1のPWM信号SupA、SunA、SvpA、SvnA、SwpA

50

、 $S_{wnA}$ を生成する。

【0025】

また、電圧指令予測部340は、第1のd軸電圧指令 $v_{dA^*}$ とq軸電圧指令 $v_{qA^*}$ に基づいて、第2のd軸電圧指令 $v_{dB^*}$ とq軸電圧指令 $v_{qB^*}$ を予測する。dq/3相変換部360は、第2のd軸電圧指令 $v_{dB^*}$ とq軸電圧指令 $v_{qB^*}$ に基づいて、第2の3相交流電圧指令 $v_{uB^*}$ 、 $v_{vB^*}$ 、 $v_{wB^*}$ を生成する。PWM変調部380は、第2の3相交流電圧指令 $v_{uB^*}$ 、 $v_{vB^*}$ 、 $v_{wB^*}$ と三角波キャリアCarrierに基づいて、第2のインバータ120の各相上下アームのPWM信号 $S_{upB}$ 、 $S_{unB}$ 、 $S_{vpB}$ 、 $S_{vnB}$ 、 $S_{wpB}$ 、 $S_{wnB}$ を生成する。

【0026】

本実施例の電圧指令予測部340は、第1のd軸電圧指令 $v_{dA^*}$ とq軸電圧指令 $v_{qA^*}$ に基づいて、第2のd軸電圧指令 $v_{dB^*}$ とq軸電圧指令 $v_{qB^*}$ を予測する方法を採るが、第1の3相交流電圧指令 $v_{uA^*}$ 、 $v_{vA^*}$ 、 $v_{wA^*}$ に基づいて第2の3相交流電圧指令 $v_{uB^*}$ 、 $v_{vB^*}$ 、 $v_{wB^*}$ を予測する方法としても良い。

【0027】

このように第2の系統のインバータの電圧指令を生成することにより、全ての系統の直流母線電流を検出し、全ての系統のインバータの電圧指令を比例成分制御などの電流制御で生成する方法に比べ、電流検出処理と3相交流電流算出処理と3相/dq変換処理と電流制御処理の負荷を大幅に削減することができる。すなわち、第2のインバータ120とモータ110を制御するための演算量を低減することができる。

【0028】

(3相交流電流算出部300の処理内容)

図2は、3相交流電流算出部300の処理手順を説明する図である。図1(b)で前述の通り、3相交流電流算出部300は、三角波キャリアCarrierと第1の3相交流電圧指令 $v_{uA^*}$ 、 $v_{vA^*}$ 、 $v_{wA^*}$ との関係に基づいて決定されたタイミングで、第1のインバータ20に流れる第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ を取得し、当該取得した第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ に基づいて第1の3相交流電流 $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$ を算出する。

【0029】

図2では、第1の最大相電圧指令を第1のX相交流電圧指令 $v_{xA^*}$ とし、第1の中間相電圧指令を第1のY相交流電圧指令 $v_{yA^*}$ とし、第1の最小相電圧指令を第1のZ相交流電圧指令 $v_{zA^*}$ と定義している。すなわち、第1の3相交流電圧指令 $v_{uA^*}$ 、 $v_{vA^*}$ 、 $v_{wA^*}$ の最大相、中間相、最小相の関係に応じて、図2に示した $v_{xA^*}$ 、 $v_{yA^*}$ 、 $v_{zA^*}$ 、 $i_{xA}$ 、 $i_{yA}$ 、 $i_{zA}$ の添え字であるx、y、zは、それぞれu、v、wのいずれかに置き換えられる。

【0030】

ステップa-1において、第1のX相交流電圧指令 $v_{xA^*}$ (第1の最大相電圧指令)が三角波キャリアCarrierよりも大きいか否かが判定される。 $v_{xA^*}$ がCarrierよりも大きい場合には、ステップa-2において第1のY相交流電圧指令 $v_{yA^*}$ (第1の中間相電圧指令)が三角波キャリアCarrierよりも小さいか否かが判定される。 $v_{yA^*}$ がCarrierよりも小さい場合には、ステップa-3の処理に進み、 $v_{yA^*}$ がCarrierよりも小さくない場合には、ステップa-8において第1のZ相交流電圧指令 $v_{zA^*}$ (第1の最小相電圧指令)が三角波キャリアCarrierよりも小さいか否かが判定される。

【0031】

ステップa-3においては、第1のタイマーカウンタ値 $T_{cnt1}$ が所定の閾値 $T_{th1}$ よりも大きいか否かが判定される。 $T_{cnt1}$ が $T_{th1}$ よりも大きくない場合には、ステップa-7において $T_{cnt1}$ をカウントアップした後、ステップa-3の処理を繰り返す。 $T_{cnt1}$ が $T_{th1}$ よりも大きい場合には、ステップa-4において第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ を検出し、第1のX相交流電流 $i_{xA}$ が(1)式に基づき算出される

10

20

30

40

50

。

【 0 0 3 2 】

【 数 1 】

$$i_{xA} = I_{dcA} \quad (1)$$

【 0 0 3 3 】

次に、ステップ a - 5 では、第 1 の X 相交流電流  $i_{xA}$  と、後述するステップ a - 1 0 で算出する第 1 の Z 相交流電流  $i_{zA}$  とを ( 2 ) 式に代入し、第 1 の Y 相交流電流  $i_{yA}$  が算出される。

【 0 0 3 4 】

【 数 2 】

$$i_{yA} = -i_{xA} - i_{zA} \quad (2)$$

【 0 0 3 5 】

そして、ステップ a - 6 において第 1 のタイマーカウンタ値  $Tcnt1$  を零にリセットした後、ステップ a - 1 の処理に戻る。

【 0 0 3 6 】

ステップ a - 8 において第 1 の Z 相交流電圧指令  $v_{zA}^*$  ( 第 1 の最小相電圧指令 ) が三角波キャリア  $Carrier$  よりも小さいと判定された場合には、ステップ a - 9 において第 1 のタイマーカウンタ値  $Tcnt1$  が所定の閾値  $Th1$  よりも大きいかが判定される。 $Tcnt1$  が  $Th1$  よりも大きくない場合には、ステップ a - 1 1 において  $Tcnt1$  をカウントアップした後、ステップ a - 9 の処理を繰り返す。 $Tcnt1$  が  $Th1$  よりも大きい場合には、ステップ a - 1 0 において第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  を検出し、第 1 の Z 相交流電流  $i_{zA}$  が ( 3 ) 式に基づき算出される。

【 0 0 3 7 】

【 数 3 】

$$i_{zA} = -I_{dcA} \quad (3)$$

【 0 0 3 8 】

また、ステップ a - 8 において第 1 の Z 相交流電圧指令  $v_{zA}^*$  ( 第 1 の最小相電圧指令 ) が三角波キャリア  $Carrier$  よりも小さくないと判定された場合には、ステップ a - 6 の処理に移行し、第 1 のタイマーカウンタ値  $Tcnt1$  を零にリセットした後、ステップ a - 1 の処理に戻る。ステップ a - 1 において第 1 の X 相交流電圧指令  $v_{xA}^*$  ( 第 1 の最大相電圧指令 ) が三角波キャリア  $Carrier$  よりも小さくないと判定された場合も同様である。

【 0 0 3 9 】

図 3 は、第 1 の各相上アームの PWM 信号  $SupA$ 、 $SvpA$ 、 $SwpA$  と、第 1 の 3 相交流電流  $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$  と、第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  の関係を説明する図である。図 3 を用いて、3 相交流電流算出部 300 が第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  から第 1 の 3 相交流電流  $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$  を算出する原理について説明する。

【 0 0 4 0 】

図 3 では、最大相、中間相、及び最小相をそれぞれ、U 相、V 相、及び W 相に設定している。また、3 相交流電流  $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$  は、第 1 のインバータ 20 からモータ 110 の 3 相巻線に流れ出す方向を正と定義している。また、第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  は、第 1 のインバータ 20 の低電位側母線からバッテリー 10 の負極側に流れ込む方向を正と定義している。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 4 1 】

第 1 の各相上アームの PWM 信号  $S_{upA}$ 、 $S_{vpA}$ 、 $S_{wpA}$  は、第 1 の 3 相交流電圧指令  $v_{uA}^*$ 、 $v_{vA}^*$ 、 $v_{wA}^*$  とキャリア  $Carrier$  との比較により生成される。すなわち、PWM 信号  $S_{upA}$  は、 $v_{uA}^*$  が  $Carrier$  よりも大きい時にはオンする信号となり、 $Carrier$  よりも小さい時にはオフする信号となる。PWM 信号  $S_{vpA}$  及び  $S_{wpA}$  についても同様である。

## 【 0 0 4 2 】

このように生成された第 1 の各相上アームの PWM 信号において、 $S_{upA}$ 、 $S_{vpA}$ 、 $S_{wpA}$  が全てオンする信号の時はスイッチモードを 1 に設定し、 $S_{upA}$ 、 $S_{vpA}$  がオンする信号で  $S_{wpA}$  がオフする信号の時はスイッチモードを 2 に設定し、 $S_{upA}$  がオンする信号で  $S_{vpA}$ 、 $S_{wpA}$  がオフする信号の時はスイッチモードを 3 に設定し、 $S_{upA}$ 、 $S_{vpA}$ 、 $S_{wpA}$  が全てオフする信号の時はスイッチモードを 4 に設定する。

10

## 【 0 0 4 3 】

詳細は図 4 を用いて説明するが、スイッチモード 1 の時は、第 1 の 3 相交流電流  $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$  は流れるが、第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  は流れない。スイッチモード 2 の時は、第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  は  $-i_{wA}$  となる。スイッチモード 3 の時は、第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  は  $i_{uA}$  を示す。スイッチモード 4 の時は、スイッチモード 1 と同様に、第 1 の 3 相交流電流  $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$  は流れるが、第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  は流れない。

20

## 【 0 0 4 4 】

したがって、図 2 で示した処理手順に基づいてスイッチモード 2 と 3 の時に検出した第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  を用いると、第 1 の 3 相交流電流  $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$  はそれぞれ (4) ~ (6) 式で算出される。

## 【 0 0 4 5 】

## 【 数 4 】

$$i_{wA} = -I_{dcA} \quad (\text{スイッチモード: 2}) \quad (4)$$

## 【 0 0 4 6 】

## 【 数 5 】

$$i_{uA} = I_{dcA} \quad (\text{スイッチモード: 3}) \quad (5)$$

30

## 【 0 0 4 7 】

## 【 数 6 】

$$i_{vA} = -i_{uA} - i_{wA} \quad (6)$$

## 【 0 0 4 8 】

図 4 は、図 3 に示したスイッチモードに対応する第 1 の 3 相交流電流  $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$  と第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  の電流経路を説明する図である。図 4 (a) はスイッチモード 1 のときを、図 4 (b) はスイッチモード 2 のときを、図 4 (c) はスイッチモード 3 のときを、図 4 (d) はスイッチモード 4 のときを、それぞれ示している。

40

## 【 0 0 4 9 】

スイッチモード 1 では、第 1 の 3 相交流電流  $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$  は、各相上アームのスイッチング素子 30、50、70 とモータ 110 の 3 相巻線 (不図示) との間だけに流れる。したがって、シャント抵抗 90 には電流は流れないため、第 1 の直流母線電流  $I_{dc}$  は零となる。

## 【 0 0 5 0 】

50

スイッチモード2では、第1のW相交流電流  $i_{wA}$  がW相下アームのスイッチング素子80とシャント抵抗90を介してバッテリー10の負極側に流れ込む。そして、バッテリー10の正極側から流れ出した第1のW相交流電流  $i_{wA}$  は、V相上アームのスイッチング素子50からU相方向に流れ込んだ第1のV相交流電流  $i_{vA}$  と合成されて第1のU相交流電流  $i_{uA}$  となり、U相上アームのスイッチング素子30を介してモータ110のU相巻線（不図示）に流れ出す。したがって、スイッチモード2では、シャント抵抗90に第1のW相交流電流  $i_{wA}$  が流れるので、第1の直流母線電流  $I_{dc}$  は第1のW相交流電流  $i_{wA}$  を示す。ただし、このときの第1の直流母線電流  $I_{dc}$  は正方向であるのに対し、第1のW相交流電流  $i_{wA}$  は負方向であるため、第1の直流母線電流  $I_{dc}$  と第1のW相交流電流  $i_{wA}$  の関係は(7)式となる。(7)式は、上述した(4)式と同義である。

10

【0051】

【数7】

$$I_{dcA} = -i_{wA} \quad (7)$$

【0052】

スイッチモード3では、第1のU相交流電流  $i_{uA}$  は、バッテリー10とU相上アームのスイッチング素子30を介してモータ110のU相巻線（不図示）に流れ出す。U相巻線（不図示）に流れた第1のU相交流電流  $i_{uA}$  は、モータ110のV相巻線（不図示）とW相巻線（不図示）にそれぞれ第1のV相交流電流  $i_{vA}$  と第1のW相交流電流  $i_{wA}$  として分流される。そして、V相巻線（不図示）からV相下アームのスイッチング素子60に流れ込んだ第1のV相交流電流  $i_{vA}$  は、W相巻線（不図示）からW相下アームのスイッチング素子80に流れ込んだ第1のW相交流電流  $i_{wA}$  と合成されて第1のU相交流電流  $i_{uA}$  となり、シャント抵抗90に流れ込む。したがって、スイッチモード3では、シャント抵抗90に第1のU相交流電流  $i_{uA}$  が流れるので、第1の直流母線電流  $I_{dc}$  は第1のU相交流電流  $i_{uA}$  を示す。このときの第1の直流母線電流  $I_{dc}$  は正方向であり、第1のU相交流電流  $i_{uA}$  も正方向であるため、第1の直流母線電流  $I_{dc}$  と第1のU相交流電流  $i_{uA}$  の関係は(8)式となる。(8)式は、上述した(5)式と同義である。

20

30

【0053】

【数8】

$$I_{dcA} = i_{uA} \quad (8)$$

【0054】

スイッチモード4では、第1の3相交流電流  $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$  は、各相下アームのスイッチング素子40、60、80とモータ110の3相巻線（不図示）との間だけに流れる。したがって、シャント抵抗90には電流は流れないため、第1の直流母線電流  $I_{dc}$  は零となる。

40

【0055】

本実施例では、このような関係に基づき、シャント抵抗90に流れる第1の直流母線電流  $I_{dc}$  を用いて第1の3相交流電流  $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$  を算出している。

【0056】

(3相/dq変換部310の処理内容)

図5は、3相/dq変換部310が第1のd軸電流  $i_d$  とq軸電流  $i_q$  とを算出する処理手順を説明する図である。

【0057】

ステップb-1において、3相交流電流算出部300で演算した第1の3相交流電流  $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$  が取得される。ステップb-2において、角度センサ190で検出

50

したモータ 110 の回転子の磁極位置 が取得される。ステップ b - 3 において、第 1 の 3 相交流電流  $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$  とモータ 110 の回転子の磁極位置 が (9) 式に代入され、第 1 の d 軸電流  $i_{dA}$  と第 1 の q 軸電流  $i_{qA}$  が算出される。

【0058】

【数9】

$$\begin{bmatrix} i_{dA} \\ i_{qA} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{uA} \\ i_{vA} \\ i_{wA} \end{bmatrix}$$

10

(9)

【0059】

(電流指令生成部 330 の処理内容)

図 6 は、電流指令生成部 330 が第 1 の d 軸電流指令  $i_{dA}^*$  と q 軸電流指令  $i_{qA}^*$  とを生成する処理手順を説明する図である。

【0060】

ステップ c - 1 において、トルクセンサ 230 で検出したトルク  $T_s$  が取得される。ステップ c - 2 において、角度センサ 190 で検出したモータ 110 の回転子の磁極位置 が取得される。ステップ c - 3 において、(10) 式に基づき、モータ 110 の回転子の電気角速度 が算出される。

20

【0061】

【数10】

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}$$

(10)

【0062】

そしてステップ c - 4 において、トルク  $T_s$  と電気角速度 に対応する第 1 の d 軸電流指令  $i_{dA}^*$  と q 軸電流指令  $i_{qA}^*$  とが設定される。具体的な処理の一例は、図 7 を用いて説明する。

30

【0063】

図 7 は、縦軸と横軸にそれぞれトルク  $T_s$  と電気角速度 を設定した第 1 の d 軸電流指令マップと q 軸電流指令マップとを示している。このようなマップを予め電流指令生成部 330 のメモリ内 (不図示) に記憶させておき、ステップ c - 1 で取得したトルク  $T_s$  とステップ c - 3 で算出した電気角速度 に対応する配列 (x、y) の第 1 の d 軸電流指令  $i_{dA}^*(x、y)$  と q 軸電流指令  $i_{qA}^*(x、y)$  をメモリから呼び出す。

【0064】

(電流制御部 320 の処理内容)

図 8 は、電流制御部 320 が第 1 の d 軸電圧指令  $v_{dA}^*$  と q 軸電圧指令  $v_{qA}^*$  を生成する処理手順を説明する図である。

40

【0065】

ステップ d - 1 において、電流指令生成部 330 で設定した第 1 の d - q 軸電流指令  $i_{dA}^*$ 、 $i_{qA}^*$  が取得される。ステップ d - 2 において、3相 / dq 変換部 310 で算出した第 1 の d - q 軸電流  $i_{dA}$ 、 $i_{qA}$  が取得される。ステップ d - 3 において、(11) 式に基づき、第 1 の d - q 軸電流偏差  $i_{dA}$ 、 $i_{qA}$  を算出する。

【0066】

【数 1 1】

$$\begin{aligned}\Delta i_{dA} &= i_{dA}^* - i_{dA} \\ \Delta i_{qA} &= i_{qA}^* - i_{qA}\end{aligned}\quad (11)$$

【0067】

そしてステップ d - 4 において、ステップ d - 3 で算出した第 1 の d - q 軸電流偏差  $i_{dA}$ 、 $i_{qA}$  と (12) 式とに基づいて、第 1 の d - q 軸電圧指令  $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$  が算出される。ここで、d - q 軸比例ゲイン  $K_{pd}$ 、 $K_{pq}$  と d - q 軸積分ゲイン  $K_{id}$ 、 $K_{iq}$  の値は、予め電流制御部 320 のメモリ (不図示) に記憶させている。

【0068】

【数 1 2】

$$\begin{aligned}v_{dA}^* &= K_{pd}\Delta i_{dA} + K_{id}\int \Delta i_{dA} dt \\ v_{qA}^* &= K_{pq}\Delta i_{qA} + K_{iq}\int \Delta i_{qA} dt\end{aligned}\quad (12)$$

【0069】

(dq / 3 相変換部 350 の処理内容)

図 9 は、dq / 3 相変換部 350 が第 1 の 3 相交流電圧指令  $v_{uA}^*$ 、 $v_{vA}^*$ 、 $v_{wA}^*$  を演算する処理手順を説明する図である。

【0070】

ステップ e - 1 において、電流制御部 320 で算出した第 1 の d - q 軸電圧指令  $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$  が取得される。ステップ e - 2 において、角度センサ 190 で検出したモータ 110 の回転子の磁極位置  $\theta$  が取得される。ステップ e - 3 において、ステップ e - 1 で取得した第 1 の d - q 軸電圧指令  $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$  とステップ e - 2 で取得したモータ 110 の回転子の磁極位置  $\theta$  を (13) 式に代入し、第 1 の 3 相交流電圧指令  $v_{uA}^*$ 、 $v_{vA}^*$ 、 $v_{wA}^*$  が算出される。

【0071】

【数 1 3】

$$\begin{bmatrix} v_{uA}^* \\ v_{vA}^* \\ v_{wA}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dA}^* \\ v_{qA}^* \end{bmatrix}\quad (13)$$

【0072】

(PWM 変調部 370 の処理内容)

図 10 は、PWM 変調部 370 が第 1 のインバータ 20 の各相上下アームの第 1 の PWM 信号  $S_{upA}$ 、 $S_{unA}$ 、 $S_{vpA}$ 、 $S_{vnA}$ 、 $S_{wpA}$ 、 $S_{wnA}$  を生成する処理手順を説明する図である。

【0073】

ステップ f - 1 において、dq / 3 相変換部 350 で算出した第 1 の 3 相交流電圧指令  $v_{uA}^*$ 、 $v_{vA}^*$ 、 $v_{wA}^*$  が取得される。続いてステップ f - 2 において、ステップ

f - 1 で取得した第 1 の U 相交流電圧指令  $v_{uA}^*$  が三角波キャリア  $Carrier$  以上であるか否かを判定する。

【0074】

ステップ f - 2 において、 $v_{uA}^*$  が  $Carrier$  以上である場合には、ステップ f - 3 において、第 1 の U 相下アームの PWM 信号  $S_{unA}$  がオフに設定された後、ステップ f - 4 において、第 1 の U 相上アームの PWM 信号  $S_{upA}$  がオンに設定される。一方、ステップ f - 2 において、 $v_{uA}^*$  が  $Carrier$  以上ではない場合には、ステップ f - 5 において、第 1 の U 相上アームの PWM 信号  $S_{upA}$  がオフに設定された後、ステップ f - 6 において、第 1 の U 相下アームの PWM 信号  $S_{unA}$  がオンに設定される。

【0075】

ステップ f - 7 において、ステップ f - 1 で取得した第 1 の V 相交流電圧指令  $v_{vA}^*$  が三角波キャリア  $Carrier$  以上であるか否かを判定する。 $v_{vA}^*$  が  $Carrier$  以上である場合には、ステップ f - 8 において、第 1 の V 相下アームの PWM 信号  $S_{vnA}$  がオフに設定された後、ステップ f - 9 において、第 1 の V 相上アームの PWM 信号  $S_{vpA}$  がオンに設定される。一方、 $v_{vA}^*$  が  $Carrier$  以上ではない場合には、ステップ f - 10 において、第 1 の V 相上アームの PWM 信号  $S_{vpA}$  がオフに設定された後、ステップ f - 11 において、第 1 の V 相下アームの PWM 信号  $S_{vnA}$  がオンに設定される。

【0076】

ステップ f - 12 において、ステップ f - 1 で取得した第 1 の W 相交流電圧指令  $v_{wA}^*$  が三角波キャリア  $Carrier$  以上であるか否かを判定する。 $v_{wA}^*$  が  $Carrier$  以上である場合には、ステップ f - 13 において、第 1 の W 相下アームの PWM 信号  $S_{wnA}$  がオフに設定された後、ステップ f - 14 において、第 1 の W 相上アームの PWM 信号  $S_{wpA}$  がオンに設定される。一方、 $v_{wA}^*$  が  $Carrier$  以上ではない場合には、ステップ f - 15 において、第 1 の W 相上アームの PWM 信号  $S_{wpA}$  がオフに設定された後、ステップ f - 16 において、第 1 の W 相下アームの PWM 信号  $S_{wnA}$  がオンに設定される。

【0077】

このように第 1 の各相上下アームの PWM 信号  $S_{upA}$ 、 $S_{unA}$ 、 $S_{vpA}$ 、 $S_{vnA}$ 、 $S_{wpA}$ 、 $S_{wnA}$  を生成することにより、第 1 のインバータ 20 が出力する UVW 相の PWM 電圧の平均値を、第 1 の 3 相交流電圧指令  $v_{uA}^*$ 、 $v_{vA}^*$ 、 $v_{wA}^*$  と一致させることができる。このような PWM 信号の生成方法は、三角波比較方式として一般的に知られている。また、PWM 信号の生成方法は、三角波比較方式に限ることなく、空間ベクトル変調方式などを用いても良い。

【0078】

(ゲートドライブ回路 390 の動作内容)

ゲートドライブ回路 390 は、PWM 変調部 370 で生成した第 1 の各相上下アームの PWM 信号  $S_{upA} \sim S_{wnA}$  の電圧を増幅し、第 1 のインバータ 20 の各相上下アームのスイッチング素子 30 ~ 80 のゲートに入力する。

【0079】

これにより、第 1 のインバータ 20 の各相上下アームのスイッチング素子 30 ~ 80 は、第 1 の各相上下アームの PWM 信号  $S_{upA} \sim S_{wnA}$  に従ってオン/オフする。

【0080】

(電圧指令予測部 340 の処理内容)

図 11 は、実施例 1 にかかる電圧指令予測部 340 が第 1 の d 軸電圧指令  $v_{dA}^*$  と q 軸電圧指令  $v_{qA}^*$  に基づいて、第 2 の d 軸電圧指令  $v_{dB}^*$  と q 軸電圧指令  $v_{qB}^*$  を予測する処理手順を説明する図である。

【0081】

ステップ g - 1 において、電流制御部 320 で算出した第 1 の d - q 軸電圧指令  $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$  が取得される。ステップ g - 2 において、ステップ g - 1 で取得した第 1 の

10

20

30

40

50

d - q 軸電圧指令  $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$  と後述するステップ g - 4 で設定した第 1 の d - q 軸電圧指令の前回値  $v_{dAold}^*$ 、 $v_{qAold}^*$  が (14) 式に代入され、第 1 の d - q 軸電圧指令の差分  $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$  が算出される。

【0082】

【数14】

$$\begin{aligned}\Delta v_{dA}^* &= v_{dA}^* - v_{dAold}^* \\ \Delta v_{qA}^* &= v_{qA}^* - v_{qAold}^*\end{aligned}\quad (14)$$

10

【0083】

ステップ g - 3 において、ステップ g - 2 で算出した第 1 の d - q 軸電圧指令の差分  $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$  と後述するステップ g - 4 で設定した第 2 の d - q 軸電圧指令の前回値  $v_{dBold}^*$ 、 $v_{qBold}^*$  が (15) 式に代入され、第 2 の d - q 軸電圧指令  $v_{dB}^*$ 、 $v_{qB}^*$  が生成される。

【0084】

【数15】

$$\begin{aligned}v_{dB}^* &= v_{dBold}^* + \Delta v_{dA}^* \\ v_{qB}^* &= v_{qBold}^* + \Delta v_{qA}^*\end{aligned}\quad (15)$$

20

【0085】

そしてステップ g - 4 において、ステップ g - 1 で取得した第 1 の d - q 軸電圧指令  $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$  とステップ g - 3 で生成した第 2 の d - q 軸電圧指令  $v_{dB}^*$ 、 $v_{qB}^*$  が (16) 式に代入され、第 1 の d - q 軸電圧指令の前回値  $v_{dAold}^*$ 、 $v_{qAold}^*$  と第 2 の d - q 軸電圧指令の前回値  $v_{dBold}^*$ 、 $v_{qBold}^*$  が設定される。

【0086】

【数16】

$$\begin{aligned}v_{dAold}^* &= v_{dA}^* \\ v_{qAold}^* &= v_{qA}^* \\ v_{dBold}^* &= v_{dB}^* \\ v_{qBold}^* &= v_{qB}^*\end{aligned}\quad (16)$$

30

【0087】

このように第 2 の d - q 軸電圧指令  $v_{dB}^*$ 、 $v_{qB}^*$  を生成することにより、全ての系統の直流母線電流を検出し、全ての系統のインバータの電圧指令を比例成分制御などの電流制御で生成する方法に比べ、電流検出処理と 3 相交流電流算出処理と 3 相 / d q 変換処理と電流制御処理の負荷を大幅に削減することができる。すなわち、第 2 のインバータ 120 とモータ 110 を制御するための演算量を低減することができる。

40

【0088】

本実施例では、電圧指令予測部 340 の構成として、(15) 式で表されるように、第 1 の d - q 軸電圧指令の差分  $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$  をそのまま第 2 の d - q 軸電圧指令の前回値  $v_{dBold}^*$ 、 $v_{qBold}^*$  に加算する方法について説明している。しかしながら、例えば所定の係数を  $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$  に乗算した上で  $v_{dBold}^*$ 、 $v_{qBold}^*$

50

q B o l d \* に加算するなどの手段により、第 1 のインバータ 2 0 と第 2 のインバータ 1 2 0 との間の回路パラメータ等の違いを補うように構成してもよい。

【 0 0 8 9 】

また例えば、第 1 の d - q 軸電圧指令 v d A \*、v q A \* と第 1 の d - q 軸電圧指令の前回値 v d A o l d \*、v q A o l d \* との比を求め、この比を第 2 の d - q 軸電圧指令の前回値 v d B o l d \*、v q B o l d \* に乗算することで第 2 の d - q 軸電圧指令 v d B \*、v q B \* を算出する方法によって電圧指令予測部 3 4 0 を構成してもよい。このような手法もまた、第 1 のインバータの電圧指令値の変化分に基づいて第 2 のインバータの電圧指令値を生成するという趣旨を逸脱するものではない。

【 0 0 9 0 】

( d q / 3 相変換部 3 6 0 の処理内容 )

図 1 2 は、d q / 3 相変換部 3 6 0 が第 2 の d 軸電圧指令 v d B \* と q 軸電圧指令 v q B \* に基づいて、第 2 の 3 相交流電圧指令 v u B \*、v v B \*、v w B \* を生成する処理手順を説明する図である。基本的な動作は、図 9 で説明した d q / 3 相変換部 3 5 0 の動作と同様で、ステップ h - 1 で取得した第 2 の d - q 軸電圧指令 v d B \*、v q B \* とステップ h - 2 で取得したモータ 1 1 0 の回転子の磁極位置 を ( 1 7 ) 式に代入し、第 2 の 3 相交流電圧指令 v u B \*、v v B \*、v w B \* が算出される。

【 0 0 9 1 】

【 数 1 7 】

$$\begin{bmatrix} v_{uB}^* \\ v_{vB}^* \\ v_{wB}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dB}^* \\ v_{qB}^* \end{bmatrix} \quad (17)$$

【 0 0 9 2 】

( P W M 変調部 3 8 0 の処理内容 )

図 1 3 は、P W M 変調部 3 8 0 が第 2 のインバータ 2 0 の各相上下アームの第 2 の P W M 信号 S u p B、S u n B、S v p B、S v n B、S w p B、S w n B を生成する処理手順を説明する図である。基本的な考え方は図 1 0 において説明した手順と同様であるため、ここでは詳細な説明は省略する。

【 0 0 9 3 】

( ゲートドライブ回路 4 0 0 の動作内容 )

ゲートドライブ回路 4 0 0 は、P W M 変調部 3 8 0 で生成した第 2 の各相上下アームの P W M 信号 S u p B ~ S w n B の電圧を増幅し、第 2 のインバータ 1 2 0 の各相上下アームのスイッチング素子 1 3 0 ~ 1 8 0 のゲートに入力する。

【 0 0 9 4 】

これにより、第 2 のインバータ 1 2 0 の各相上下アームのスイッチング素子 1 3 0 ~ 1 8 0 は、第 2 の各相上下アームの P W M 信号 S u p B ~ S w n B に従ってオン / オフする。

【 実施例 2 】

【 0 0 9 5 】

( 電動パワーステアリング装置の概要 )

図 1 4 ( a ) は、実施例 2 にかかる電動パワーステアリング装置を説明する図である。

【 0 0 9 6 】

本実施例にかかる電動パワーステアリング装置は、実施例 1 の電動パワーステアリング

10

20

30

40

50

装置の構成と比較し、以下の相違点を有する。本実施例にかかる電動パワーステアリング装置は、第2のインバータ120の直流母線電流 $I_{dcB}$ （以降、第2の直流母線電流 $I_{dcB}$ と呼ぶ）を検出するためのシャント抵抗95と、シャント抵抗95の両端電圧を増幅する増幅器105と、を有する。制御装置280には、第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ と第2の直流母線電流 $I_{dcB}$ とが入力される。また、図14(b)で後述するように、本実施例にかかる制御装置280は、第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ と第2の直流母線電流 $I_{dcB}$ のどちらか一方を検出電流として選択する検出電流選択部285と、異常検出部295を有する。これらの追加の構成により、各系統の地絡や過電流などの異常を高精度に検出するとともにフェールセーフの機能を充実させている。

【0097】

また、本実施例にかかる電動パワーステアリング装置は、各系統の直流母線電流を順次入れ替えて検出する。直流母線電流が検出された系統のインバータの電圧指令は、比例積分制御などの電流制御によって生成される。直流母線電流が検出されなかった系統のインバータの電圧指令は、直流母線電流が検出されなかった系統のインバータの1演算周期前の電圧指令に直流母線電流が検出されたインバータの電圧指令の前回値と最新値の差分を加算して生成している。

【0098】

このように各系統のインバータの電圧指令を生成することにより、全ての系統の直流母線電流を検出し、全ての系統のインバータの電圧指令を比例積分制御などの一般的な電流制御を用いて生成する方法に比べ、電流検出処理と3相交流電流算出処理と3相/dq変換処理と電流制御処理の負荷を大幅に削除することができる。

【0099】

（制御装置280の処理内容）

図14(b)を用いて、実施例2にかかる制御装置280の構成および処理内容について説明する。制御装置280は、検出電流選択部285、キャリア生成部290、異常検出部295、3相交流電流算出部300、3相/dq変換部310、電流制御部320、電流指令生成部330、電圧指令予測部340、dq/3相変換部350、360、PWM変調部370、380を有する。

【0100】

検出電流選択部285は、第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ と第2の直流母線電流 $I_{dcB}$ のどちらか一方を検出電流として選択する。ここでは、検出電流選択部285が、第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ と第2の直流母線電流 $I_{dcB}$ を所定のタイミングごとに順次入れ替えて選択した場合について説明する。

【0101】

検出電流選択部285が第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ を選択した場合には、3相交流電流算出部300は、三角波キャリアCarrierと第1の3相交流電圧指令 $v_{uA}^*$ 、 $v_{vA}^*$ 、 $v_{wA}^*$ との関係に基づいて決定されたタイミングで第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ を取得する。3相交流電流算出部300は、取得した第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ に基づいて、モータ110の第1の3相巻線に流れる第1の3相交流電流 $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$ を算出する。そして、3相交流電流算出部300は、算出した第1の3相交流電流 $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$ を1系統分の3相交流電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ として設定する。

【0102】

このとき異常検出部295は、三角波キャリアCarrierと第1の3相交流電圧指令 $v_{uA}^*$ 、 $v_{vA}^*$ 、 $v_{wA}^*$ との関係に基づいて決定されたタイミングで第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ と3相交流電流算出部300で算出した1系統分の3相交流電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ （すなわち、第1の3相交流電流 $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$ ）を取得する。異常検出部295は、取得した第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ と第1の3相交流電流 $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$ に基づき、第1のインバータ20とモータ110から構成されている系統の異常（地絡や過電流）の有無を判定する。

【0103】

10

20

30

40

50

一方、検出電流選択部285が第2の直流母線電流 $I_{dcB}$ を選択した場合には、3相交流電流算出部300は、三角波キャリア $Carrier$ と第2の3相交流電圧指令 $v_{uB}^*$ 、 $v_{vB}^*$ 、 $v_{wB}^*$ との関係に基づいて決定されたタイミングで第2の直流母線電流 $I_{dcB}$ を取得する。3相交流電流算出部300は、取得した第2の直流母線電流 $I_{dcB}$ に基づいて、モータ110の第2の3相巻線に流れる第2の3相交流電流 $i_{uB}$ 、 $i_{vB}$ 、 $i_{wB}$ を算出する。そして、3相交流電流算出部300は、算出した第2の3相交流電流 $i_{uB}$ 、 $i_{vB}$ 、 $i_{wB}$ を1系統分の3相交流電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ として設定する。

【0104】

このとき異常検出部295は、三角波キャリア $Carrier$ と第2の3相交流電圧指令 $v_{uB}^*$ 、 $v_{vB}^*$ 、 $v_{wB}^*$ との関係に基づいて決定されたタイミングで第2の直流母線電流 $I_{dcB}$ と3相交流電流算出部300で算出した1系統分の3相交流電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ （すなわち、第2の3相交流電流 $i_{uB}$ 、 $i_{vB}$ 、 $i_{wB}$ ）を取得する。異常検出部295は、取得した第2の直流母線電流 $I_{dcB}$ と第2の3相交流電流 $i_{uB}$ 、 $i_{vB}$ 、 $i_{wB}$ に基づき、第2のインバータ120とモータ110から構成されている系統の異常（地絡や過電流）の有無を判定する。

10

【0105】

3相/dq変換部310は、1系統分の3相交流電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ とモータ110の回転子の磁極位置に基づいて、モータ110の1系統分のd軸に流れるd軸電流 $i_d$ とq軸に流れるq軸電流 $i_q$ と、を算出する。

20

【0106】

電流指令生成部330は、モータ110の回転子の磁極位置とトルク $T_s$ に基づいて、モータ110の1系統分のd軸電流指令 $i_d^*$ と、q軸電流指令 $i_q^*$ と、を生成する。

【0107】

電流制御部320は、1系統分のd軸電流 $i_d$ とq軸電流 $i_q$ を1系統分のd軸電流指令 $i_d^*$ とq軸電流指令 $i_q^*$ に一致するように、1系統分のd軸電圧指令 $v_d^*$ とq軸電圧指令 $v_q^*$ を生成する。

【0108】

検出電流選択部285が第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ を選択した場合には、電圧指令予測部340は、1系統分のd-q軸電圧指令 $v_d^*$ 、 $v_q^*$ を第1のd-q軸電圧指令 $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$ として設定するとともに、最新の第1のd-q軸電圧指令 $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$ と1演算周期前の第1のd-q軸電圧指令 $v_{dAold}^*$ 、 $v_{qAold}^*$ との差分 $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$ を1演算周期前の第2のd-q軸電圧指令 $v_{dBold}^*$ 、 $v_{qBold}^*$ に加算して第2のd-q軸電圧指令 $v_{dB}^*$ 、 $v_{qB}^*$ を算出する。

30

【0109】

一方、検出電流選択部285が第2の直流母線電流 $I_{dcB}$ を選択した場合には、電圧指令予測部340は、1系統分のd-q軸電圧指令 $v_d^*$ 、 $v_q^*$ を第2のd-q軸電圧指令 $v_{dB}^*$ 、 $v_{qB}^*$ として設定するとともに、最新の第2のd-q軸電圧指令 $v_{dB}^*$ 、 $v_{qB}^*$ と1演算周期前の第2のd-q軸電圧指令 $v_{dBold}^*$ 、 $v_{qBold}^*$ との差分 $v_{dB}^*$ 、 $v_{qB}^*$ を1演算周期前の第1のd-q軸電圧指令 $v_{dAold}^*$ 、 $v_{qAold}^*$ に加算して第1のd-q軸電圧指令 $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$ を算出する。

40

【0110】

dq/3相変換部350は、第1のd軸電圧指令 $v_{dA}^*$ とq軸電圧指令 $v_{qA}^*$ とモータ110の回転子の磁極位置に基づいて、第1の3相交流電圧指令 $v_{uA}^*$ 、 $v_{vA}^*$ 、 $v_{wA}^*$ を演算する。PWM変調部370は、第1の3相交流電圧指令 $v_{uA}^*$ 、 $v_{vA}^*$ 、 $v_{wA}^*$ と、三角波キャリア $Carrier$ と、異常検出部295で生成した第1の地絡判定フラグ $FaultA1$ と第1の過電流判定フラグ $FaultA2$ と、に基づいて第1のインバータ20の各相上下アームの第1のPWM信号 $SupA$ 、 $SunA$ 、 $SvpA$ 、 $SvnA$ 、 $SwpA$ 、 $SwnA$ を生成する。

50

## 【0111】

dq/3相変換部360は、第2のd軸電圧指令 $v_{dB}^*$ とq軸電圧指令 $v_{qB}^*$ とモータ110の回転子の磁極位置に基づいて、第2の3相交流電圧指令 $v_{uB}^*$ 、 $v_{vB}^*$ 、 $v_{wB}^*$ を演算する。PWM変調部380は、第2の3相交流電圧指令 $v_{uB}^*$ 、 $v_{vB}^*$ 、 $v_{wB}^*$ と、三角波キャリアCarrierと、異常検出部295で生成した第2の地絡判定フラグFaultB1と第2の過電流判定フラグFaultB2と、に基づいて第2のインバータ120の各相上下アームの第2のPWM信号SupB、SunB、SvpB、SvnB、SwpB、SwnBを生成する。

## 【0112】

キャリア生成部290と、3相/dq変換部310と、電流指令生成部330と、電流制御部320と、dq/3相変換部350、360と、は実施例1と同様の処理内容であるため詳細な説明は省略する。

10

## 【0113】

(検出電流選択部285の処理内容)

検出電流選択部285は、前述したように、第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ と第2の直流母線電流 $I_{dcB}$ のどちらか一方を所定のタイミングで順次入れ替えて選択する。そして、検出電流選択部285は、第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ もしくは第2の直流母線電流 $I_{dcB}$ のどちらか一方を1系統分の直流母線電流 $I_{dc}$ として設定する。

## 【0114】

ここで、第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ と第2の直流母線電流 $I_{dcB}$ の選択を切り替えるタイミングは、予め定められた時間間隔ごとに設定しても良い。望ましくは、インバータの各相上アームが全てオンで各相下アームが全てオフしている期間、もしくは、各相下アームが全てオンで各相上アームが全てオフしている期間に設定する。

20

## 【0115】

(3相交流電流算出部300の処理内容)

図15は、実施例2にかかる3相交流電流算出部300の処理手順を説明する図である。前述の通り、3相交流電流算出部300は、第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ または第2の直流母線電流 $I_{dcB}$ のいずれかに基づいて1系統分の3相交流電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ を算出する。

## 【0116】

図15では、図2と同様、最大相、中間相、最小相に対応する添え字を $x$ 、 $y$ 、 $z$ として表している。

30

## 【0117】

3相交流電流算出部300は、ステップ $j-1$ において、検出電流選択部285が第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ を選択しているか否かを判定する。

## 【0118】

検出電流選択部285が第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ を選択している場合には、ステップ $j-2$ から $j-1$ の処理により、1系統分の3相交流電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ として第1の3相交流電流 $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$ を設定する。この場合の処理は実施例1において図2を用いて説明した処理手順と概ね同様であるため詳細な説明は省略する。ただし、(1)式、(2)式、(3)式はそれぞれ以下の(18)式、(19)式、(20)式のように置き換えられる。

40

## 【0119】

【数18】

$$i_x = I_{dcA} \quad (18)$$

## 【0120】

【数 19】

$$i_y = -i_x - i_z \quad (19)$$

【0121】

【数 20】

$$i_z = -I_{dcA} \quad (20)$$

【0122】

10

一方、ステップ j - 1 において、検出電流選択部 285 が第 2 の直流母線電流  $I_{dcA}$  を選択している場合には、ステップ j - 13 から j - 22 の処理により、1 系統分の 3 相交流電流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  として第 2 の 3 相交流電流  $i_{uB}$ 、 $i_{vB}$ 、 $i_{wB}$  を設定する。この場合の処理も実施例 1 において図 2 を用いて説明した処理手順と概ね同様であるため詳細な説明は省略する。ただし、(1) 式、(2) 式、(3) 式はそれぞれ (21) 式、(19) 式、(22) 式のように置き換えられる。

【0123】

【数 21】

$$i_x = I_{dcB} \quad (21)$$

20

【0124】

【数 22】

$$i_z = -I_{dcB} \quad (22)$$

【0125】

このように 3 相交流電流を算出することにより、検出電流選択部 285 が第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  を選択している場合には、第 1 の 3 相巻線に流れる 3 相交流電流  $i_{uA}$ 、 $i_{vA}$ 、 $i_{wA}$  を算出することができ、検出電流選択部 285 が第 2 の直流母線電流  $I_{dcB}$  を選択している場合には、第 2 の 3 相巻線に流れる 3 相交流電流  $i_{uB}$ 、 $i_{vB}$ 、 $i_{wB}$  を算出することができる。

30

【0126】

また、3 相交流電圧指令とキャリアとの比較で生成される各相上アームの PWM 信号と、3 相交流電流と、直流母線電流との関係は、図 3 と同様であるため説明を省略する。また、インバータのスイッチモードに対応する 3 相交流電流と直流母線電流の電流経路は、図 4 と同様であるため説明を省略する。

【0127】

(異常検出部 295 の処理内容)

図 16 は、異常検出部 295 が直流母線電流と 3 相交流電流に基づき、系統の異常 (地絡や過電流) の有無を判定する処理手順を説明する図である。

40

【0128】

異常検出部 295 は、ステップ k - 1 おいて検出電流選択部 285 が第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  を選択しているか否かを判定する。

【0129】

ステップ k - 1 において検出電流選択部 285 が第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  を選択している場合には、ステップ k - 2 において、第 1 の X 相交流電圧指令  $v_{xA*}$  (第 1 の最大相電圧指令) が三角波キャリア  $Carrier$  よりも小さいか否かが判定される。 $v_{xA*}$  が  $Carrier$  よりも小さい場合には、ステップ k - 3 の処理に進み、 $v_{xA*}$  が  $Carrier$  よりも小さくない場合にはステップ k - 7 の処理に進む。

50

## 【 0 1 3 0 】

ステップ k - 3 においては、第 2 のタイマーカウンタ値  $Tcnt2$  が所定の閾値  $Tth2$  よりも大きいかが判定される。 $Tcnt2$  が  $Tth2$  よりも大きくない場合には、ステップ k - 1 4 において  $Tcnt2$  をカウントアップした後、ステップ k - 3 の処理を繰り返す。 $Tcnt2$  が  $Tth2$  よりも大きい場合には、ステップ k - 4 において、検出した第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  を ( 2 3 ) 式に代入し、第 1 の地絡電流  $i_{gA}$  が算出される。第 1 の地絡電流  $i_{gA}$  が ( 2 3 ) 式で表されることは、図 1 7 を用いて後述する。

## 【 0 1 3 1 】

## 【 数 2 3 】

$$i_{gA} = I_{dc} = I_{dcA} \quad (23)$$

10

## 【 0 1 3 2 】

次に、ステップ k - 5 では、第 1 の地絡電流  $i_{gA}$  が所定の閾値  $I_{gth}$  よりも大きいかが判定される。第 1 の地絡電流  $i_{gA}$  が  $I_{gth}$  よりも大きい場合には、ステップ k - 6 において第 1 の地絡判定フラグ  $FaultA1$  をオン ( 地絡発生 ) に設定し、ステップ k - 7 の処理に移行する。 $i_{gA}$  が  $I_{gth}$  よりも大きくない場合には、ステップ k - 6 の処理を実行することなくステップ k - 7 の処理に移行する。

## 【 0 1 3 3 】

一方、ステップ k - 1 の処理において検出電流選択部 2 8 5 が第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  を選択していない場合には、ステップ k - 2 からステップ k - 6 の処理に代わって、ステップ k - 1 5 からステップ k - 1 9 の処理が実行され、第 2 の系統のインバータにおける地絡発生の有無が判定される。ここで、第 2 の地絡電流  $i_{gB}$  は、( 2 4 ) 式により算出される。

20

## 【 0 1 3 4 】

## 【 数 2 4 】

$$i_{gB} = I_{dc} = I_{dcB} \quad (24)$$

## 【 0 1 3 5 】

そして、ステップ k - 7 では、第 2 のタイマーカウンタ値  $Tcnt2$  が零にリセットされる。

30

## 【 0 1 3 6 】

続いて、異常検出部 2 9 5 は、ステップ k - 8 からステップ k - 1 3 の処理により、過電流発生の有無を判定する。

## 【 0 1 3 7 】

ステップ k - 8 において、3 相交流電流算出部 3 0 0 で算出した U 相交流電流  $i_u$  の絶対値  $|i_u|$  が所定の閾値  $I_{th}$  よりも大きいかが判定される。 $|i_u|$  が所定の閾値  $I_{th}$  よりも大きくない場合には、ステップ k - 1 2 において、V 相交流電流  $i_v$  の絶対値  $|i_v|$  が所定の閾値  $I_{th}$  よりも大きいかが判定される。 $|i_v|$  が所定の閾値  $I_{th}$  よりも大きくない場合には、ステップ k - 1 3 において、W 相交流電流  $i_w$  の絶対値  $|i_w|$  が所定の閾値  $I_{th}$  よりも大きいかが判定される。

40

## 【 0 1 3 8 】

ステップ k - 8、ステップ k - 1 2、ステップ k - 1 3 において  $|i_u|$ 、 $|i_v|$ 、 $|i_w|$  のいずれかが所定の閾値  $I_{th}$  よりも大きいと判定された場合には、ステップ k - 9 において検出電流選択部 2 8 5 が第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  を選択しているかが判定される。そして、検出電流選択部 2 8 5 が第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  を選択している場合には、ステップ k - 1 0 において第 1 の過電流判定フラグ  $FaultA2$  をオン ( 過電流発生 ) に設定する。検出電流選択部 2 8 5 が第 1 の直流母線電流  $I_{dcA}$  を選択していない場合には、ステップ k - 1 1 において第 2 の過電流判定フラグ  $FaultB2$

50

をオン（過電流発生）に設定する。

【0139】

このように異常（地絡や過電流）を判定することにより、第1のインバータ20と第1の3相巻線で構成されている系統において異常が発生したのか、もしくは、第2のインバータ120と第2の3相巻線で構成されている系統において異常が発生したのかを特定することができる。

【0140】

なお、本実施例における異常検出部295は、地絡発生及び過電流発生を判定するように構成されているが、例えば何れか一方だけ適用するように構成しても構わない。

【0141】

図17は、第1のインバータ20と第1の3相巻線で構成されている系統において、W相とアース間で地絡が発生し、各相上アームが全てオフで各相下アームが全てオンの時に検出した第1の直流母線電流  $I_{dcA}$  と第1の地絡電流  $i_{gA}$  の関係を説明する図である。

【0142】

図17(a)は、W相からアース側に第1の地絡電流  $i_{gA}$  が流れ出すモードを示している。図17(b)は、アースからW相側に第1の地絡電流  $i_{gA}$  が流れ込むモードを示している。地絡が発生していない場合には、図4(d)で説明したようにシャント抵抗90には電流が流れないが、地絡が発生すると図17に示すようにシャント抵抗90と地絡抵抗98に地絡電流  $i_{gA}$  が流れる。したがって、各相上アームが全てオフで各相下アームが全てオンの時に検出した第1の直流母線電流  $I_{dcA}$  は、第1の地絡電流  $i_{gA}$  であり、前述した(23)式の関係が成り立つ。

【0143】

第2のインバータ120と第2の3相巻線で構成されている系統で発生する地絡は、前述した第1のインバータ20と第1の3相巻線で構成されている系統と同様の現象であるため説明は省略する。

【0144】

（電圧指令予測部340の処理内容）

図18は、実施例2にかかる電圧指令予測部340が第1のd-q軸電圧指令  $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$  および第2のd-q軸電圧指令  $v_{dB}^*$ 、 $v_{qB}^*$  を算出する処理手順を説明する図である。

【0145】

電圧指令予測部340は、ステップ1-1において、電流制御部320で算出した1系統分のd-q軸電圧指令  $v_d^*$ 、 $v_q^*$  を取得する。そして、ステップ1-2において、検出電流選択部285が第1の直流母線電流  $I_{dcA}$  を選択しているか否かが判定される。

【0146】

ステップ1-2において検出電流選択部285が第1の直流母線電流  $I_{dcA}$  を選択していると判定された場合には、ステップ1-3で(25)式に基づいて、ステップ1-1で取得した1系統分のd-q軸電圧指令  $v_d^*$ 、 $v_q^*$  が第1のd-q軸電圧指令  $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$  として設定される。

【0147】

【数25】

$$\begin{aligned} v_{dA}^* &= v_d^* \\ v_{qA}^* &= v_q^* \end{aligned} \quad (25)$$

【0148】

次にステップ1-4において、第1のd-q軸電圧指令  $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$  と、後述す

10

20

30

40

50

るステップ1 - 6で設定した第1のd - q軸電圧指令の前回値 $v_{dAold}^*$ 、 $v_{qAold}^*$ とを(14)式に代入し、第1のd - q軸電圧指令の差分 $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$ が算出される。そして、ステップ1 - 5において、第1のd - q軸電圧指令の差分 $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$ と後述するステップ1 - 6で設定した第2のd - q軸電圧指令の前回値 $v_{dBold}^*$ 、 $v_{qBold}^*$ を(15)式に代入し、第2のd - q軸電圧指令 $v_{dB}^*$ 、 $v_{qB}^*$ が生成される。

【0149】

電圧指令予測部340は、ステップ1 - 6において、ステップ1 - 3で算出した第1のd - q軸電圧指令 $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$ とステップ1 - 5で生成した第2のd - q軸電圧指令 $v_{dB}^*$ 、 $v_{qB}^*$ を(16)式に代入し、第1のd - q軸電圧指令の前回値 $v_{dAold}^*$ 、 $v_{qAold}^*$ と第2のd - q軸電圧指令の前回値 $v_{dBold}^*$ 、 $v_{qBold}^*$ を設定する。

10

【0150】

一方、ステップ1 - 2において検出電流選択部285が第1の直流母線電流 $I_{dcA}$ を選択していないと判定された場合には、ステップ1 - 7で(26)式に基づいて、ステップ1 - 1で取得した1系統分のd - q軸電圧指令 $v_{d}^*$ 、 $v_{q}^*$ が第2のd - q軸電圧指令 $v_{dB}^*$ 、 $v_{qB}^*$ として設定される。

【0151】

【数26】

$$v_{dB}^* = v_d^*$$

$$v_{qB}^* = v_q^*$$

(26)

20

【0152】

次にステップ1 - 8において、第2のd - q軸電圧指令 $v_{dB}^*$ 、 $v_{qB}^*$ と、ステップ1 - 6で設定した第2のd - q軸電圧指令の前回値 $v_{dBold}^*$ 、 $v_{qBold}^*$ とを(27)式に代入し、第2のd - q軸電圧指令の差分 $\Delta v_{dB}^*$ 、 $\Delta v_{qB}^*$ が算出される。

【0153】

【数27】

$$\Delta v_{dB}^* = v_{dB}^* - v_{dBold}^*$$

$$\Delta v_{qB}^* = v_{qB}^* - v_{qBold}^*$$

(27)

30

【0154】

そして、ステップ1 - 9において、第2のd - q軸電圧指令の差分 $\Delta v_{dB}^*$ 、 $\Delta v_{qB}^*$ とステップ1 - 6で設定した第1のd - q軸電圧指令の前回値 $v_{dAold}^*$ 、 $v_{qAold}^*$ を(28)式に代入し、第1のd - q軸電圧指令 $v_{dA}^*$ 、 $v_{qA}^*$ が生成される。

40

【0155】

【数28】

$$v_{dA}^* = v_{dAold}^* + \Delta v_{dB}^*$$

$$v_{qA}^* = v_{qAold}^* + \Delta v_{qB}^*$$

(28)

【0156】

電圧指令予測部340は、ステップ1 - 6において、ステップ1 - 7で算出した第2の

50

d - q 軸電圧指令  $v_{d B}^*$ 、 $v_{q B}^*$  とステップ 1 - 9 で生成した第 1 の d - q 軸電圧指令  $v_{d A}^*$ 、 $v_{q A}^*$  を (16) 式に代入し、第 1 の d - q 軸電圧指令の前回値  $v_{d A o l d}^*$ 、 $v_{q A o l d}^*$  と第 2 の d - q 軸電圧指令の前回値  $v_{d B o l d}^*$ 、 $v_{q B o l d}^*$  を設定する。

【0157】

このように第 1 の d - q 軸電圧指令  $v_{d A}^*$ 、 $v_{q A}^*$  と第 2 の d - q 軸電圧指令  $v_{d B}^*$ 、 $v_{q B}^*$  を生成することにより、全ての系統の直流母線電流を同時に検出し、全ての系統のインバータの電圧指令を比例成分制御などの電流制御で生成する方法に比べ、電流検出処理と 3 相交流電流算出処理と 3 相 / d q 変換処理と電流制御処理の負荷を大幅に削減することができる。すなわち、第 1 のインバータ 20 と第 2 のインバータ 120 とモータ 110 を制御するための演算量を低減することができる。

10

【0158】

(PWM 変調部 370 の処理内容)

図 19 は、実施例 2 にかかる PWM 変調部 370 の処理手順を説明する図である。

【0159】

PWM 変調部 370 は、ステップ m - 1 において異常検出部 295 で生成した第 1 の地絡判定フラグ  $F a u l t A 1$  がオン (地絡発生) であるか否かを判定する。第 1 の地絡判定フラグ  $F a u l t A 1$  がオン (地絡発生) ではない場合には、ステップ m - 3 において異常検出部 295 で生成した第 1 の過電流判定フラグ  $F a u l t A 2$  がオン (過電流発生) であるか否かを判定する。

20

【0160】

ステップ m - 1 において第 1 の地絡判定フラグ  $F a u l t A 1$  がオン (地絡発生) である場合、もしくはステップ m - 3 において第 1 の過電流判定フラグ  $F a u l t A 2$  がオン (過電流発生) である場合には、PWM 変調部 370 は、ステップ m - 2 において第 1 の PWM 信号  $S u p A$ 、 $S u n A$ 、 $S v p A$ 、 $S v n A$ 、 $S w p A$ 、 $S w n A$  を全てオフに設定する。

【0161】

一方、ステップ m - 3 において、第 1 の過電流判定フラグ  $F a u l t A 2$  がオン (過電流発生) ではない場合には、PWM 変調部 370 は、ステップ m - 4 において図 10 で示したステップ f - 1 ~ f - 16 の処理を実施する。

30

【0162】

このように第 1 の PWM 信号  $S u p A$ 、 $S u n A$ 、 $S v p A$ 、 $S v n A$ 、 $S w p A$ 、 $S w n A$  を生成することにより、第 1 の地絡判定フラグ  $F a u l t A 1$  がオン、もしくは、第 1 の過電流判定フラグ  $F a u l t A 2$  がオンの場合には、第 1 のインバータ 20 の各相上下アームのスイッチング素子のスイッチングを停止 (オフに維持) させることができる。一方、第 1 の地絡判定フラグ  $F a u l t A 1$  と第 1 の過電流判定フラグ  $F a u l t A 2$  がともにオフの場合には、第 1 のインバータ 20 が出力する UVW 相の PWM 電圧の平均値を、第 1 の 3 相交流電圧指令  $v_{u A}^*$ 、 $v_{v A}^*$ 、 $v_{w A}^*$  と一致させることができる。

【0163】

(実施例 2 にかかる PWM 変調部 380 の処理内容)

図 20 は、実施例 2 にかかる PWM 変調部 380 の処理手順を説明する図である。図 20 における処理手順は、図 19 の処理手順とほぼ同様であるので、ここでは詳細な説明は省略する。

40

【0164】

実施例 2 にかかる PWM 変調部 380 も PWM 変調部 370 と同様、第 2 の地絡判定フラグ  $F a u l t B 1$  がオン、もしくは、第 2 の過電流判定フラグ  $F a u l t B 2$  がオンの場合には、第 2 のインバータ 120 の各相上下アームのスイッチング素子のスイッチングを停止 (オフに維持) させることができる。一方、第 2 の地絡判定フラグ  $F a u l t B 1$  と第 2 の過電流判定フラグ  $F a u l t B 2$  がともにオフの場合には、第 2 のインバータ 1

50

20が出力するUVW相のPWM電圧の平均値を、第2の3相交流電圧指令 $v_{uB}^*$ 、 $v_{vB}^*$ 、 $v_{wB}^*$ と一致させることができる。

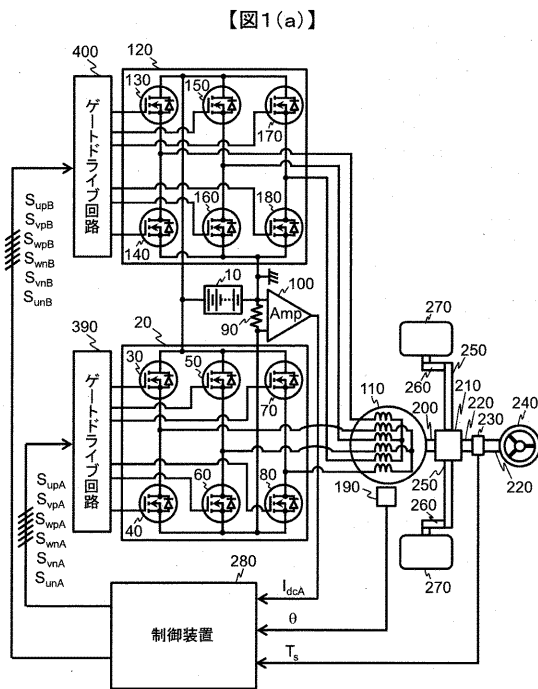
【符号の説明】

【0165】

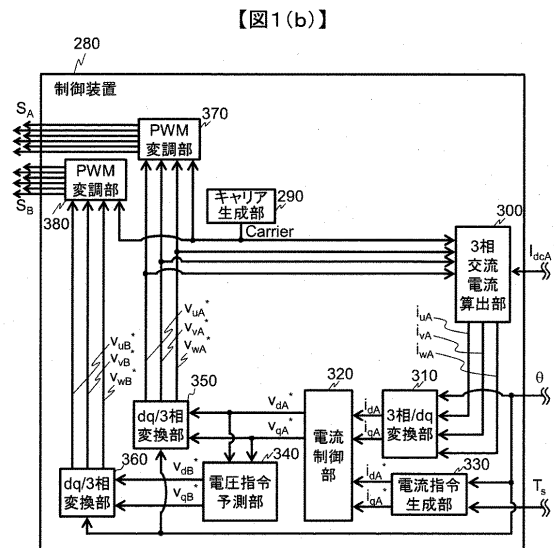
10：バッテリー、 20：第1のインバータ、 30～80：第1のインバータのスイッチング素子、 90、95：シャント抵抗、 98：地絡抵抗、 100、105：増幅器、 110：モータ、 120：第2のインバータ、 130～180：第2のインバータのスイッチング素子、 190：モータの回転子の磁極位置を検出する角度検出器、 200：モータの出力軸、 210：ギアボックス、 220：ロッド、 230：トルクセンサ、 240：ステアリング、 250：マニュアルステアリングギア、 260：タイロッド、 270：車輪、 280：制御装置、 285：検出電流選択部、 290：キャリア生成部、 295：異常検出部、 300：3相交流電流算出部、 310：3相/dq変換部、 320：電流制御部、 330：電流指令生成部、 340：電圧指令予測部、 350、360：dq/3相変換部、 370、380：PWM変調部、 390：第1のインバータのゲートドライブ回路、 400：第2のインバータのゲートドライブ回路、

10

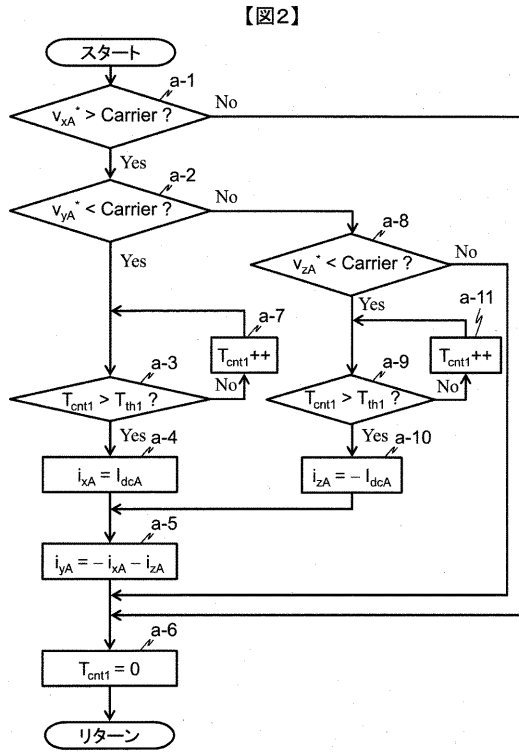
【図1(a)】



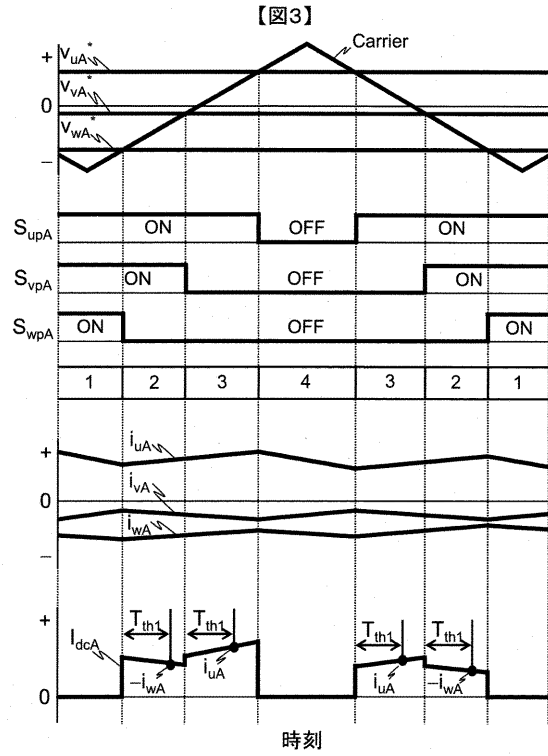
【図1(b)】



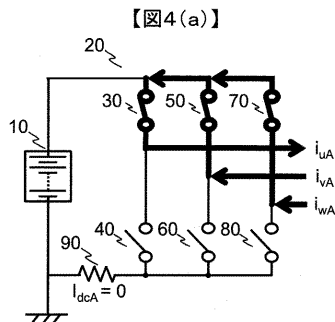
【 図 2 】



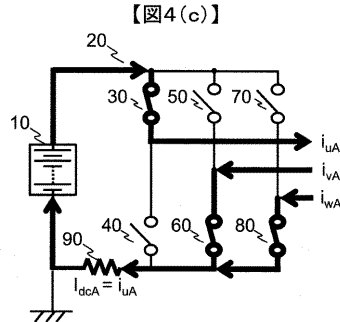
【 図 3 】



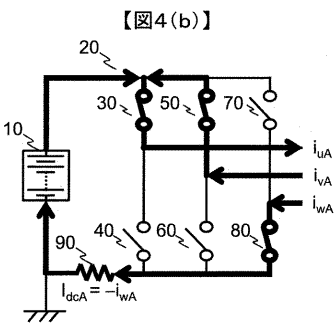
【 図 4 ( a ) 】



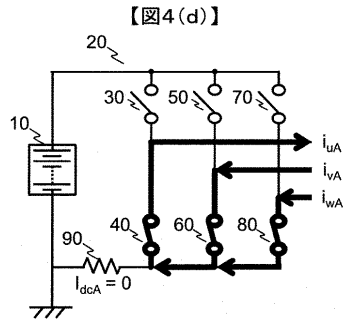
【 図 4 ( c ) 】



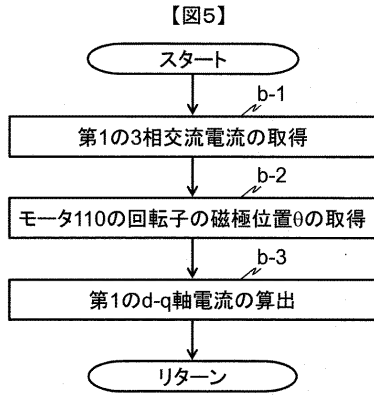
【 図 4 ( b ) 】



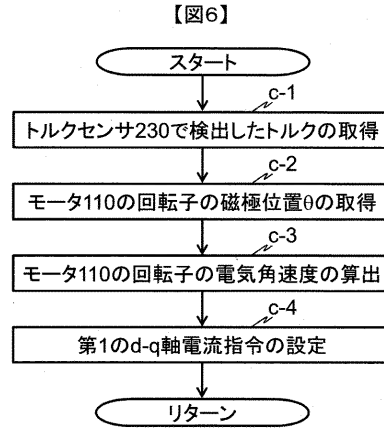
【 図 4 ( d ) 】



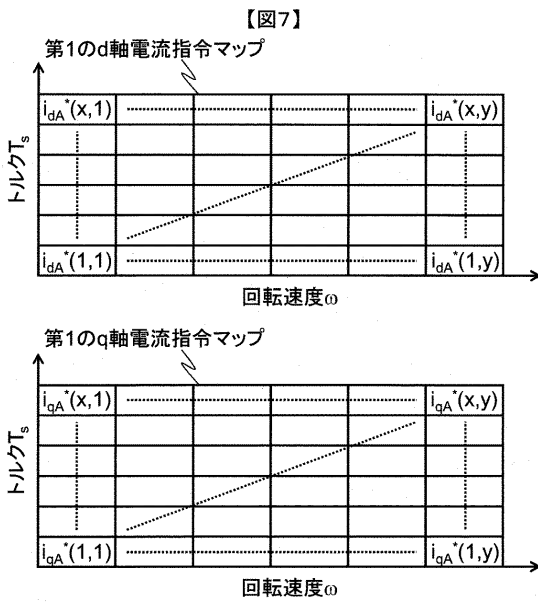
【 図 5 】



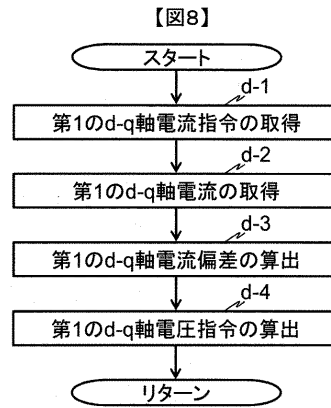
【 図 6 】



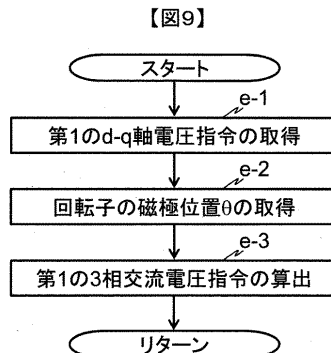
【 図 7 】



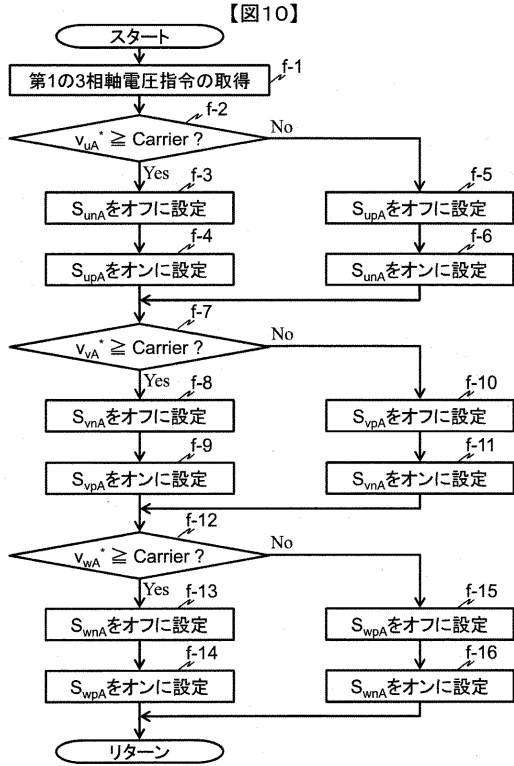
【 図 8 】



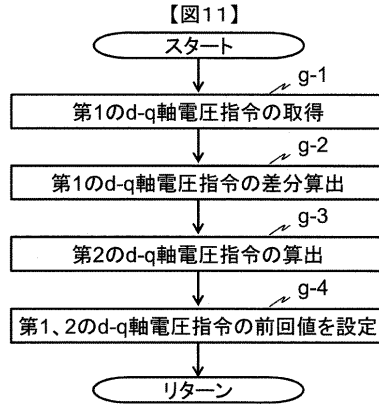
【 図 9 】



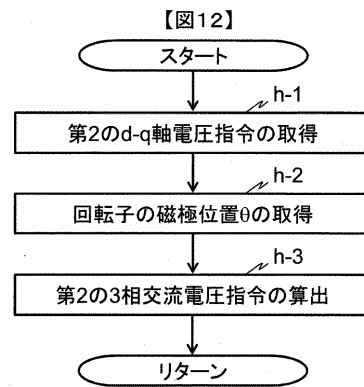
【図10】



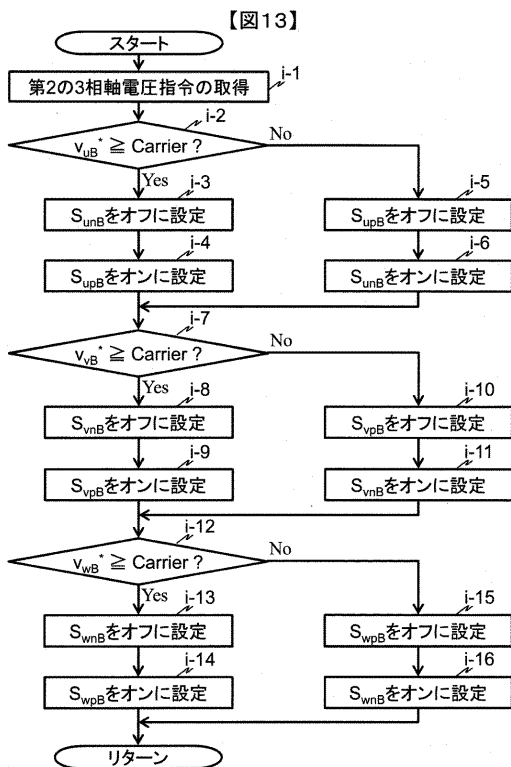
【図11】



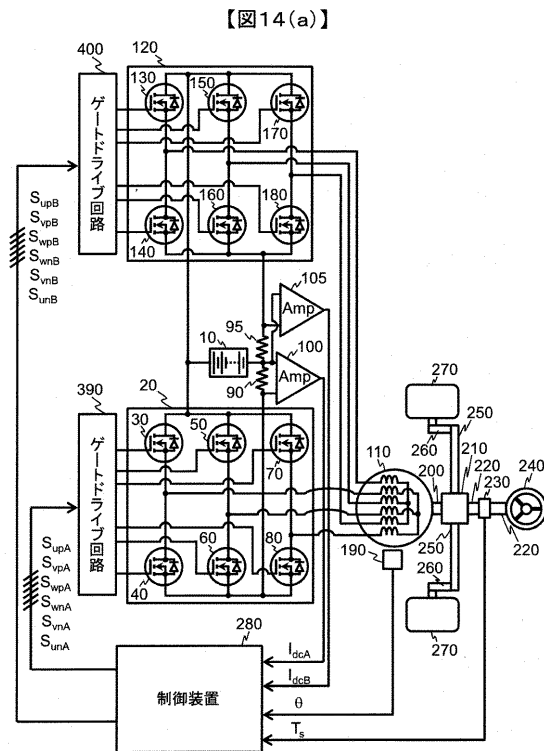
【図12】



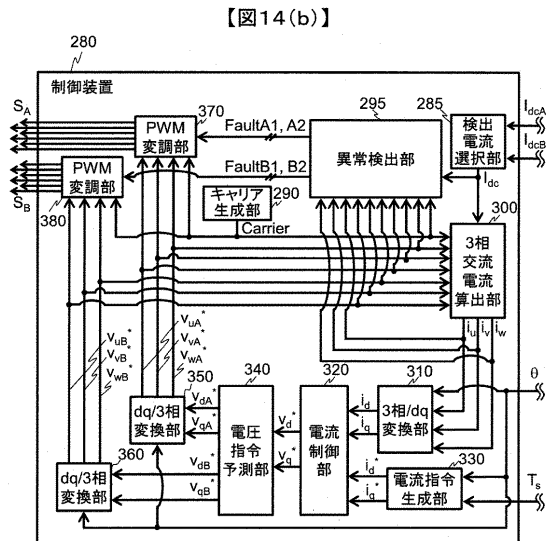
【図13】



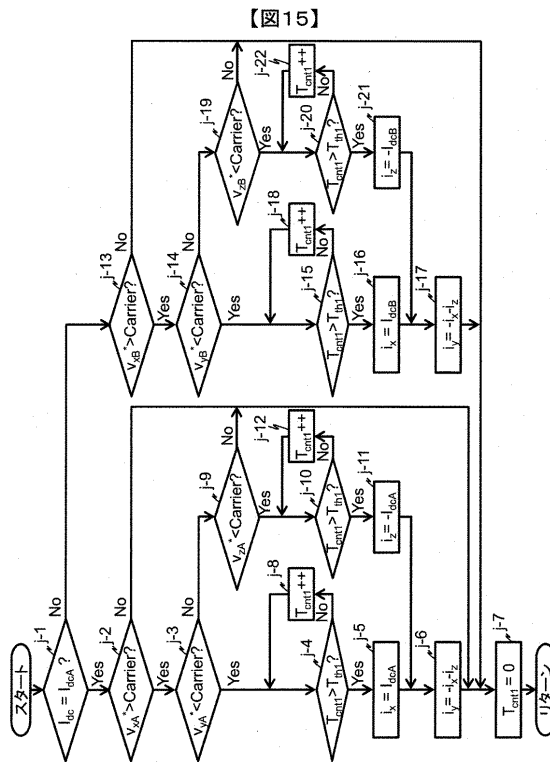
【図14(a)】



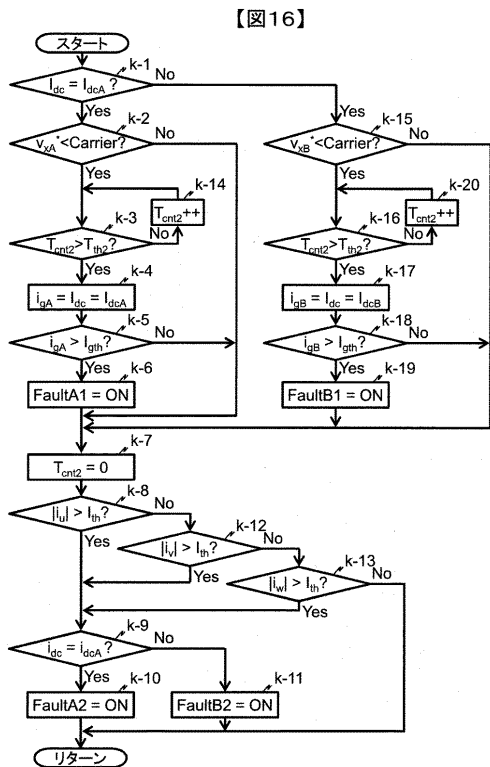
【図14(b)】



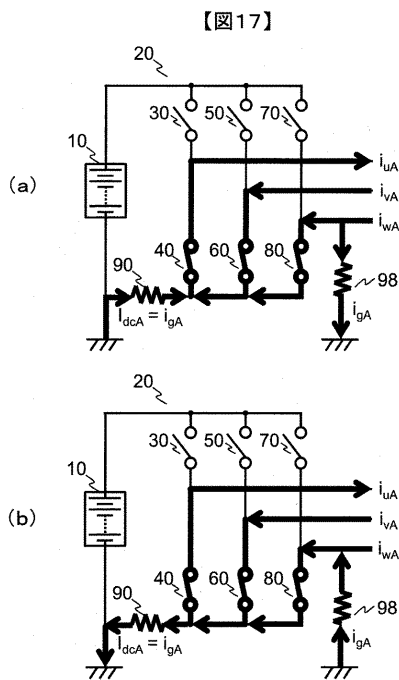
【図15】



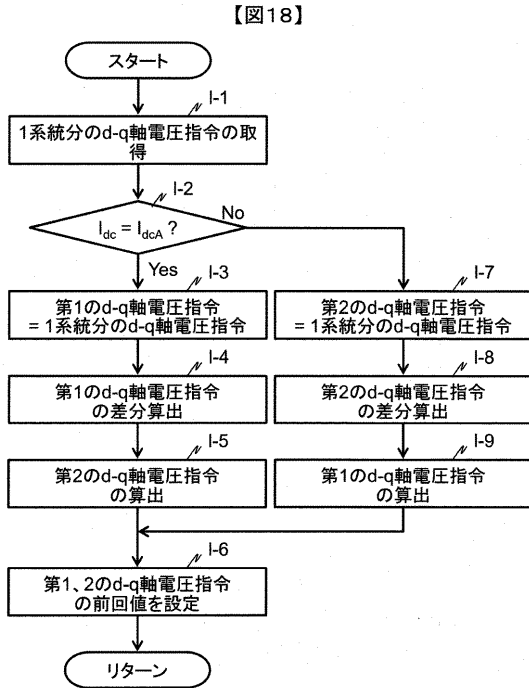
【図16】



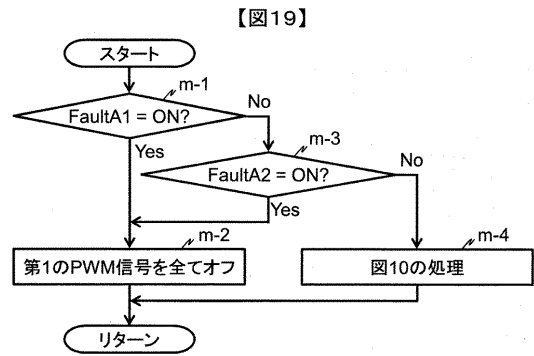
【図17】



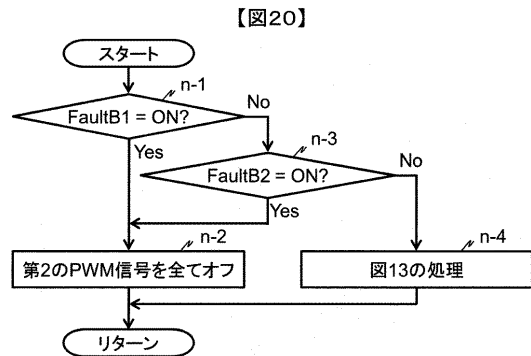
【 図 1 8 】



【 図 1 9 】



【 図 2 0 】



---

フロントページの続き

(72)発明者 青柳 滋久

東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内

Fターム(参考) 5H505 AA16 BB10 CC04 DD03 EE41 EE49 GG04 HA01 HA09 HA10  
HA16 HB02 JJ04 JJ12 JJ18 LL01 LL38 LL41 PP01