

(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2013-162536
(P2013-162536A)

(43) 公開日 平成25年8月19日(2013.8.19)

(51) Int. Cl. F I テーマコード(参考)
 H02M 7/48 (2007.01) H02M 7/48 F 5H007
 H02M 7/493 (2007.01) H02M 7/493

審査請求有 請求項の数 8 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願2012-19679(P2012-19679)
 (22) 出願日 平成24年2月1日(2012.2.1)

(71) 出願人 00006013
 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 100094916
 弁理士 村上 啓吾
 (74) 代理人 100073759
 弁理士 大岩 増雄
 (74) 代理人 100127672
 弁理士 吉澤 憲治
 (74) 代理人 100088199
 弁理士 竹中 考生
 (72) 発明者 中野 公輔
 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

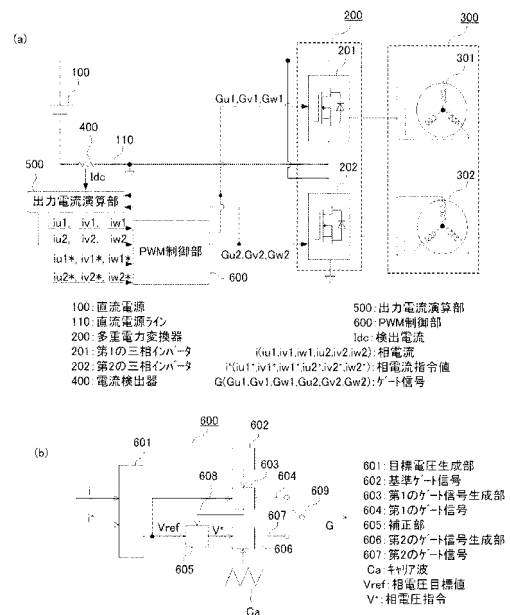
(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【要約】

【課題】交流側に複数相を有して直流/交流間で電力変換する電力変換装置における複数の相電流を1つの電流検出器で検出して、PWM制御により所望の出力を得る。

【解決手段】繰り返し制御する制御周期内に、電流検出期間TAと電流制御期間TBとを備える。電流検出期間TAでは、予め設定された基準ゲート信号602に基づいて生成される第1のゲート信号604を制御に用いると共に、第1のゲート信号604と電流検出器400からの検出電流Idcとから相電流iを演算する。そして電流制御期間TBでは、相電流iが指令値に追従するように演算された相電圧目標値Vrefを、電流検出期間TAによる電圧誤差をキャンセルするように補正して相電圧指令V*を生成して電力変換装置をPWM制御する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流側に複数の相を有し、該複数の相の各相電流が共通に流れる直流電源ラインが接続される直流電源の直流電力と交流電力との間で電力変換する主回路装置と、該主回路装置を制御周期毎に繰り返し制御する制御装置とを備えた電力変換装置において、

上記制御装置は、

上記直流電源ラインに流れる電流を検出する電流検出手段と、

キャリア波の周期であるキャリア周期に基づく上記制御周期内に、電流検出期間とその後の電流制御期間とを備え、上記主回路装置の上記複数の相の各半導体スイッチング素子へのゲート信号を生成するPWM制御部と、

上記電流検出期間に、上記PWM制御部からの上記ゲート信号と上記電流検出手段からの検出電流とから上記各相電流を演算して各相電流演算値を出力する電流演算部とを備え、上記PWM制御部は、

予め設定された基準ゲート信号に基づいて上記電流検出期間における上記ゲート信号を生成し、

上記各相電流演算値が与えられた指令値に追従するように各相電圧目標値を生成し、上記電流検出期間による電圧誤差をキャンセルするように上記各相電圧目標値を補正して各相電圧指令を演算し、該各相電圧指令と上記キャリア波との比較に基づいて上記電流制御期間における上記ゲート信号を生成することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

上記主回路装置は、多相電力変換器を備えたことを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 3】

上記主回路装置は、上記多相電力変換器を複数台、直流側を並列接続して備え、該複数台分の個々の相に流れる各電流を上記各相電流とすることを特徴とする請求項 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

上記PWM制御部は、上記制御周期内の出力電圧平均値が、上記各相電圧目標値となるように上記各相電圧指令を生成することを特徴とする請求項 1 ないし請求項 3 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 5】

上記基準ゲート信号は、上記電流検出期間を複数個に分割した各検出期間にて各相電流が検出できるように相毎に時間差が設けられて設定されることを特徴とする請求項 1 ないし請求項 4 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 6】

上記PWM制御部は、上記電流検出期間において、上記主回路装置の各相電圧の大小関係に基づいて上記基準ゲート信号を適用して上記ゲート信号を生成することを特徴とする請求項 5 に記載の電力変換装置。

【請求項 7】

上記PWM制御部は、複数種の上記基準ゲート信号を、上記制御周期毎に切り替え選択して用いることを特徴とする請求項 5 または請求項 6 に記載の電力変換装置。

【請求項 8】

上記制御周期は、上記キャリア周期の 1 倍～数倍（整数倍）で、上記電流検出期間は、上記キャリア周期に同期して、該キャリア周期の 1/2、あるいは該キャリア周期と同等の期間であることを特徴とする請求項 1 ないし請求項 7 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、複数の半導体スイッチング素子を用いて直流電力と交流電力との間で電力

10

20

30

40

50

変換する電力変換装置に関し、特に複数の相電流を検出してPWM制御により動作する電力変換装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

従来から電力変換装置の高出力化の一手法として三相インバータを並列に接続した多重インバータがある。これらの多重インバータでは、各々の三相インバータに3個の電流検出器を備え、各相電流を検出してPWM制御により動作する（例えば、特許文献1、特許文献2参照）。

また、三相インバータの相電流を検出する従来手法として、以下に示すものがある。インバータ制御を所定長さのインバータ制御期間単位で繰り返す。そして、相電流を検出する相電流検出期間を所定のインバータ制御期間同士の間に入れて、インバータ制御期間における電圧パルスの幅よりも大きい電圧パルスが相電流検出期間にシャント抵抗から出力されるように、インバータ回路の各スイッチング素子のスイッチング状態を制御する（例えば、特許文献3参照）。

10

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特許第4625147号公報

【特許文献2】特開2011-131860号公報

【特許文献3】特許第4671000号公報

20

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

上記特許文献1、2による従来多重インバータでは、各々の三相インバータに3個の電流検出器を備えているため、全体でインバータ多重数×3個の電流検出器が必要になる。このため、装置構成が大型化し、また製造コストが増大するという問題点があった。

また、上記特許文献3に記載される相電流検出では、1つの電流検出器で各相電流を検出するものであるが、相電流検出期間では出力電圧が固定される。このため出力電圧が所望の電圧からずれて電圧、電流の出力波形に歪みが発生するという問題点があった。

30

【0005】

この発明は、上記のような課題を解決するためになされたもので、複数の相電流を検出してPWM制御により動作する電力変換装置において、小型で簡略な装置構成にて、各相の電流を信頼性良く検出すると共に所望の出力を信頼性良く得ることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0006】

この発明に係る電力変換装置は、交流側に複数の相を有し、該複数の相の各相電流が共通に流れる直流電源ラインが接続される直流電源の直流電力と交流電力との間で電力変換する主回路装置と、該主回路装置を制御周期毎に繰り返し制御する制御装置とを備える。上記制御装置は、上記直流電源ラインに流れる電流を検出する電流検出手段と、キャリア波の周期であるキャリア周期に基づく上記制御周期内に、電流検出期間とその後の電流制御期間とを備え、上記主回路装置の上記複数の相の各スイッチング素子へのゲート信号を生成するPWM制御部と、上記電流検出期間に、上記PWM制御部からの上記ゲート信号と上記電流検出手段からの検出電流とから上記各相電流を演算して各相電流演算値を出力する電流演算部とを備える。そして、上記PWM制御部は、予め設定された基準ゲート信号に基づいて上記電流検出期間における上記ゲート信号を生成し、上記各相電流演算値が与えられた指令値に追従するように各相電圧目標値を生成し、上記電流検出期間による電圧誤差をキャンセルするように上記各相電圧目標値を補正して各相電圧指令を演算し、該各相電圧指令と上記キャリア波との比較に基づいて上記電流制御期間における上記ゲート信号を生成するものである。

40

【発明の効果】

50

【 0 0 0 7 】

この発明によると、直流電源ラインに流れる電流を検出して各相の電流を演算するため、各相毎に電流検出手段を要することなく共通の1つの電流検出手段で各相電流が得られる。また、電流検出期間による電圧誤差をキャンセルするように電流制御期間の各相電圧指令を演算してPWM制御する。このため、小型で簡略な装置構成にて、各相の電流を信頼性良く検出できると共に、電圧、電流の出力波形の歪みを抑制し、所望の出力を信頼性良く得ることができる。さらに、相電流の種類が多くなる多重構成の電力変換装置に適用すると、装置構成が格段と小型化、簡略化できる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 0 8 】

【 図 1 】 この発明の実施の形態 1 による電力変換装置を適用した電動機駆動システムの構成を示す図である。

【 図 2 】 この発明の実施の形態 1 による多重電力変換器の詳細構成を示す図である。

【 図 3 】 この発明の実施の形態 1 による制御に用いるゲート信号を説明する波形図である。

【 図 4 】 この発明の実施の形態 1 による第 1 の三相インバータの相電流検出を説明する図である。

【 図 5 】 この発明の実施の形態 1 による第 2 の三相インバータの相電流検出を説明する図である。

【 図 6 】 この発明の実施の形態 1 による電流制御期間の相電圧指令およびゲート信号の生成を説明する波形図である。

【 図 7 】 この発明の実施の形態 2 による電力変換装置を適用した電動機駆動システムの構成を示す図である。

【 図 8 】 この発明の実施の形態 2 による電流検出期間に用いるゲート信号を説明する波形図である。

【 図 9 】 この発明の実施の形態 3 による制御に用いるゲート信号を説明する波形図である。

【 図 1 0 】 この発明の実施の形態 4 による制御に用いるゲート信号を説明する波形図である。

【 図 1 1 】 この発明の実施の形態 5 による制御に用いるゲート信号を説明する波形図である。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 0 9 】

実施の形態 1 .

図 1 (a) は、この発明の実施の形態 1 による電力変換装置を適用した電動機駆動システムの構成を示す図であり、図 1 (b) は、図 1 の PWM 制御部の詳細を示す制御ブロック図である。

図に示すように、電動機駆動システムは、直流電源 1 0 0 からの直流電力を、多重電力変換器 2 0 0 により交流電力に変換して電動機 3 0 0 に供給する。多重電力変換器 2 0 0 は、第 1 の三相インバータ 2 0 1 および第 2 の三相インバータ 2 0 2 の直流側を並列接続して構成され、電力変換装置の主回路装置となる。また、電力変換装置は、多重電力変換器 2 0 0 を制御するために、電流検出手段としての電流検出器 4 0 0、電流演算部としての出力電流演算部 5 0 0 および PWM 制御部 6 0 0 を有する制御装置を備える。

【 0 0 1 0 】

直流電源 1 0 0 はバッテリーなどから成り、電動機 3 0 0 は、2 組の 3 相巻線 3 0 1、3 0 2 を有する 6 相モータであり、それぞれの中性点は独立した構成を有している。多重電力変換器 2 0 0 では、第 1、第 2 の三相インバータ 2 0 1、2 0 2 が、制御装置からの各相のゲート信号 (G u 1、G v 1、G w 1)、(G u 2、G v 2、G w 2) にて出力制御され、第 1 の三相インバータ 2 0 1 が電動機 3 0 0 の 3 相巻線 3 0 1 を、第 2 の三相インバータ 2 0 2 が電動機 3 0 0 の 3 相巻線 3 0 2 をそれぞれ駆動する。また、第 1、第 2 の

10

20

30

40

50

三相インバータ201、202は直流側で並列接続されて、直流電源100に接続される直流電源ライン110に、計6個の相の相電流が共通に流れ、この直流電源ライン110に流れる電流 I_{dc} を電流検出器400にて検出する。

【0011】

また、多重電力変換器200は、図2に示すように、第1の三相インバータ201の直流高電位側母線と第2の三相インバータ202の直流高電位側母線とが互いに接続され、その接続点は直流電源100の正極端に接続されている。第1の三相インバータ201の直流低電位側母線と第2の三相インバータ202の直流低電位側母線とが互いに接続され、その接続点は電流検出器400を介して直流電源100の負極端に接続されている。

各第1、第2の三相インバータ201、202は、U、V、Wの各相に対応して、直流電源100の正極端側と各相交流出力線との間をスイッチングする高電位側の半導体スイッチング素子としてのMOSFET21u~21w、23u~23wと、直流電源100の負極端側と各相交流出力線との間をスイッチングする低電位側の半導体スイッチング素子としてのMOSFET22u~22w、24u~24wとを接続して、各相アームを構成する。なお、各MOSFET21u~21w、22u~22w、23u~23w、24u~24wは、ソース・ドレイン間に接続された寄生ダイオードを有している。

【0012】

また、各MOSFET21u~21w、22u~22w、23u~23w、24u~24wは、それぞれ駆動回路211u~211w、222u~222w、233u~233w、244u~244wを備える。

第1の三相インバータ201の各相交流出力線は、それぞれ3相巻線301の巻線a1、b1、c1に接続され、第2の三相インバータ202の各相交流出力線は、それぞれ3相巻線302の巻線a2、b2、c2に接続される。

【0013】

また、第1、第2の三相インバータ201、202を出力制御する各相(計6相についての各相)のゲート信号G(Gu1、Gv1、Gw1、Gu2、Gv2、Gw2)は、PWM制御部600にて生成される。PWM制御部600は、例えばキャリア周期 T_c の2個分の制御周期内に、電流検出期間TAとその後の電流制御期間TBとを備えて、電流検出期間TAと電流制御期間TBとで異なる制御により各相のゲート信号Gを出力する。

また、電流検出期間TAにおける各相のゲート信号Gは出力電流演算部500に入力され、出力電流演算部500は、電流検出器400からの検出電流 I_{dc} と各相ゲート信号Gとから、各相電流 $i(i_{u1}$ 、 i_{v1} 、 i_{w1} 、 i_{u2} 、 i_{v2} 、 $i_{w2})$ を演算する。

【0014】

PWM制御部600には、出力電流演算部500にて演算された各相電流 $i(i_{u1}$ 、 i_{v1} 、 i_{w1} 、 i_{u2} 、 i_{v2} 、 $i_{w2})$ と、各相電流指令値 $i^*(i_{u1}^*$ 、 i_{v1}^* 、 i_{w1}^* 、 i_{u2}^* 、 i_{v2}^* 、 $i_{w2}^*)$ とが入力される。相電流指令値 i^* は、電動機300に対する周波数指令やトルク指令などを所望の値、すなわちモータを所望の状態に制御するためのもので、基準の正弦波を用いても良い。

PWM制御部600では、目標電圧生成部601において、各相電流 i が各相電流指令値 i^* に追従するように、第1、第2の三相インバータ201、202の各相の出力電圧の目標値である相電圧目標値 V_{ref} を生成する。電流検出期間TAでは、第1のゲート信号生成部603が、前回制御周期での相電圧目標値 V_{ref} を参照し、基準ゲート信号602に基づいて第1のゲート信号604となるゲート信号Gを生成する。

【0015】

電流制御期間TBでは、補正部605が相電圧目標値 V_{ref} を補正して相電圧指令 V^* を生成する。この時、補正部605には、電流検出期間TAのゲート信号G(第1のゲート信号604)に対応する第1の電圧指令608が入力され、電流検出期間TAでの電圧誤差をキャンセルするように相電圧指令 V^* を生成する。そして、第2のゲート信号生成部606が、相電圧指令 V^* とキャリア波 C_a との比較に基づいて第2のゲート信号6

10

20

30

40

50

07となるゲート信号Gを生成する。

電流検出期間TAのゲート信号G(第1のゲート信号604)と電流制御期間TBのゲート信号G(第2のゲート信号607)とは、期間に応じて切り替え手段609にて切り替え選択されてPWM制御部600から出力され、第1、第2の三相インバータ201、202を出力制御する。

【0016】

次に、各相電流iの演算による検出、および各相のゲート信号Gの生成について、図3~図6に基づいて詳細に説明する。

図3は、電流検出期間TAおよび電流制御期間TBにおけるゲート信号G(Gu1、Gv1、Gw1、Gu2、Gv2、Gw2)を説明する波形図であり、電流検出期間TAでの第1の電圧指令608(Vu1、Vv1、Vw1、Vu2、Vv2、Vw2)と電流制御期間TBでの相電圧指令V*(Vu1、Vv1、Vw1、Vu2、Vv2、Vw2)とをキャリア波Caと共に図示している。

10

図に示すように、キャリア周期Tcの2個分の制御周期内に、0.5Tcの電流検出期間TAと1.5Tcの電流制御期間TBとを備えて、各相のゲート信号Gが繰り返し生成されて三相インバータ201、202が制御される。

【0017】

第1の三相インバータ201の各相電圧(各相電圧指令)Vu1、Vv1、Vw1は、通常、それぞれ位相が120°ずつずれた交流波形である。同様に第2の三相インバータ202の各相電圧(各相電圧指令)Vu2、Vv2、Vw2は、通常、それぞれ位相が120°ずつずれた交流波形である。例えば、ゲート信号Gu1がHレベルのときはMOSFET21uがオンしてMOSFET22uがオフ、ゲート信号Gu1がLレベルのときはMOSFET21uがオフしてMOSFET22uがオンである。実際には上下アームのMOSFET21u、22uが短絡しないようデッドタイムが設けられるが、ここでは説明の簡略化のため省略している。ゲート信号Gv1、Gw1、Gu2、Gv2、Gw2についても同様である。

20

【0018】

PWM制御部600は、予め設定された基準ゲート信号602を保持している。この基準ゲート信号602は、電流検出期間TAを複数個、この場合5個に分割した各検出期間t0~t4にて各相電流が検出できるように相毎に時間差が設けられて設定されている。また、基準ゲート信号602は、3相の相電圧の大きい順に第1相、第2相、第3相として、三相を2組、計6相分の基準ゲート信号602を保持する。

30

そして、電流検出期間TAでは、各第1、第2の三相インバータ201、202の相電圧の大小関係に基づいて、基準ゲート信号602の第1相、第2相、第3相をU、V、Wのいずれの相に適用するかを決定して第1のゲート信号604となるゲート信号G(Gu1、Gv1、Gw1、Gu2、Gv2、Gw2)を決定する。各第1、第2の三相インバータ201、202の相電圧の大小関係は、前回制御周期での相電圧目標値Vrefを参照して認識するが、その他の方法でも良い。

【0019】

この場合、第1、第2の三相インバータ201、202の図示しない各相電圧目標値Vref(Vu1r、Vv1r、Vw1r、Vu2r、Vv2r、Vw2r)は、Vu1r>Vv1r>Vw1r、Vu2r>Vv2r>Vw2r、となり、基準ゲート信号602の第1相、第2相、第3相をU相、V相、W相の順で適用する。そして、第1のゲート信号604となるゲート信号G(Gu1、Gv1、Gw1、Gu2、Gv2、Gw2)が決定されるが、この電流検出期間TAでは相電流制御とは無関係のゲート信号Gが用いられることになる。

40

なお、基準ゲート信号602を保持するものとして説明したが、基準ゲート信号602に対応する基準電圧指令を保持して用いても、基準ゲート信号602を用いることと同様である。その場合、各第1、第2の三相インバータ201、202の相電圧の大小関係に基づいて第1の電圧指令608(Vu1、Vv1、Vw1、Vu2、Vv2、Vw2)を

50

生成し、キャリア波 C_a との比較により、第 1 のゲート信号 604 となるゲート信号 G (G_{u1} 、 G_{v1} 、 G_{w1} 、 G_{u2} 、 G_{v2} 、 G_{w2}) を決定する。

【0020】

以上のように決定される第 1 のゲート信号 604、即ち、電流検出期間 T_A における各相のゲート信号 G は出力電流演算部 500 に入力され、出力電流演算部 500 は、電流検出器 400 からの検出電流 I_{dc} と各相ゲート信号 G とから、各相電流 i (i_{u1} 、 i_{v1} 、 i_{w1} 、 i_{u2} 、 i_{v2} 、 i_{w2}) を演算する。

電流検出期間 T_A を 5 個に分割した各検出期間 $t_0 \sim t_4$ について、電圧ベクトルとその期間で演算により検出される相電流 i について以下に説明する。電圧ベクトルは、各相を 0 か 1 で表して三相電圧を表したものであり、0 の場合は、高電位側 MOSFET がオフ、低電位側 MOSFET がオンであり、1 の場合は、高電位側 MOSFET がオン、低電位側 MOSFET がオフであるスイッチング状態と対応する。

図 4 は、第 1 の三相インバータ 201 の電圧ベクトルと各 MOSFET のスイッチング状態の関係をテーブルで示した図である。図 5 は、第 2 の三相インバータ 202 の電圧ベクトルと各 MOSFET のスイッチング状態の関係をテーブルで示した図である。

なお、図 4、図 5 で示す各第 1、第 2 の三相インバータ 201、202 における「検出できる電流」は、他方側の三相インバータの電圧ベクトルが (0、0、0) か (1、1、1) の場合である。

【0021】

検出期間 t_0 では、第 1 の三相インバータ 201 の電圧ベクトルは V_{10} (0、0、0)、第 2 の三相インバータ 202 の電圧ベクトルは V_{20} (0、0、0) であるため、電流検出器 400 には電流が流れない。

検出期間 t_1 では、第 1 の三相インバータ 201 の電圧ベクトルは V_{14} (1、0、0)、第 2 の三相インバータ 202 の電圧ベクトルは V_{20} (0、0、0) となり、 i_{u1} が電流検出器 400 に流れるため第 1 の三相インバータ 201 の U 相の相電流 i_{u1} が検出できる。

検出期間 t_2 では、第 1 の三相インバータ 201 の電圧ベクトルは V_{16} (1、1、0)、第 2 の三相インバータ 202 の電圧ベクトルは V_{20} (0、0、0) となり $-i_{w1}$ の電流が電流検出器 400 に流れるため第 1 の三相インバータ 201 の W 相の相電流 i_{w1} が検出できる。3 相電流の合計値は 0 となるため、この時点で第 1 の三相インバータ 201 の V 相の相電流 i_{v1} は、 $i_{v1} = -i_{u1} - i_{w1}$

となる。

【0022】

検出期間 t_3 では、第 1 の三相インバータ 201 の電圧ベクトルは V_{17} (1、1、1)、第 2 の三相インバータ 202 の電圧ベクトルは V_{24} (1、0、0) となり、 i_{u2} が電流検出器 400 に流れるため第 2 の三相インバータ 202 の U 相の相電流 i_{u2} が検出できる。

検出期間 t_4 では、第 1 の三相インバータ 201 の電圧ベクトルは V_{17} (1、1、1)、第 2 の三相インバータ 202 の電圧ベクトルは V_{26} (1、1、0) となり、 $-i_{w2}$ が電流検出器 400 に流れるため第 2 の三相インバータ 202 の W 相の相電流 i_{w2} が検出できる。この時点で、第 2 の三相インバータ 202 の V 相の相電流 i_{v2} は、他の 2 相の電流値から演算できる。

【0023】

次に電流制御期間 T_B では、直前の電流検出期間 T_A にて検出された相電流 i が相電流指令値 i^* に追従するように、第 1、第 2 の三相インバータ 201、202 の各相の相電圧目標値 V_{ref} を生成し、さらに相電圧目標値 V_{ref} を補正して相電圧指令 V^* を生成する。

図 6 は、第 1 の三相インバータ 201 について電流制御期間 T_B の相電圧指令 V^* (V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1})、およびゲート信号 G (G_{u1} 、 G_{v1} 、 G_{w1}) の生成を説明

10

20

30

40

50

する波形図である。なお、第2の三相インバータ202における相電圧指令 V^* (V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2})、およびゲート信号 G (G_{u2} 、 G_{v2} 、 G_{w2})についても同様であるため、図示および説明は省略する。

【0024】

図に示すように、電流検出期間 T_A では、基準ゲート信号602に基づいて第1のゲート信号604となるゲート信号 G (G_{u1} 、 G_{v1} 、 G_{w1})を生成したため、第1の電圧指令608 (V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1})に制御される出力電圧は、相電圧目標値 V_{ref} (V_{u1r} 、 V_{v1r} 、 V_{w1r})と電圧誤差が発生している。 $(G_{u1r}$ 、 G_{v1r} 、 $G_{w1r})$ は相電圧目標値 V_{ref} に対応するゲート信号で、実際のゲート信号 G (G_{u1} 、 G_{v1} 、 G_{w1})と差分 ($G_{u1} - G_{u1r}$ 、 $G_{v1} - G_{v1r}$ 、 $G_{w1} - G_{w1r}$)が発生している。

10

電流制御期間 T_B では、上記電圧誤差をキャンセルするように、相電圧目標値 V_{ref} を補正して相電圧指令 V^* (V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1})を生成する。そして、相電圧指令 V^* とキャリア波 C_a との比較に基づいて第2のゲート信号607となるゲート信号 G (G_{u1} 、 G_{v1} 、 G_{w1})を生成する。

【0025】

ここで相電圧指令 V^* を生成するための相電圧目標値 V_{ref} の補正を、U相について以下に説明する。

U相の相電圧目標値 $V_{u1r} =$ 、キャリア波 C_a の $peak - to - peak$ を V_c とすると、U相が電流検出期間 T_A ($0.5 T_c$)で、本来出力すべきパルス T_u (G_{u1r} の電流検出期間 T_A 内のオンパルス幅)は、

20

$$T_u = 0.5 T_c \times (+ V_c / 2) / V_c$$

となり、電流検出期間 T_A の実際のパルス ($0.4 T_c$: G_{u1} の電流検出期間 T_A 内のオンパルス幅)との差 T_u は、

$$T_u = 0.4 T_c - T_u = 0.4 T_c - 0.5 T_c \times (+ V_c / 2) / V_c$$

となる。

【0026】

この差 T_u による電圧誤差をキャンセルするため、電流制御期間 T_B ($1.5 T_c$)にて発生させる補正量 u は、

$$\begin{aligned} u &= - (V_c \times T_u) / 1.5 T_c \\ &= (0.5 T_c \times (+ V_c / 2) - 0.4 T_c \times V_c) / 1.5 T_c \\ &= / 3 - 0.1 V_c \end{aligned}$$

30

となる。

そして、相電圧目標値 V_{u1r} ($=$)に u を加算して電流制御期間 T_B の相電圧指令 V^* (V_{u1})を生成する。

V相、W相における補正量 v 、 w についても同様に演算でき、同様に相電圧指令 V^* (V_{v1} 、 V_{w1})を生成する。

【0027】

このように、電流検出期間 T_A で、本来出力すべき出力電圧との電圧誤差をキャンセルするように、電流制御期間 T_B での相電圧指令 V^* を生成する。

40

なお、上述した補正は、制御周期内の各相の出力電圧平均値が本来出力すべき値、即ち相電圧目標値 V_{ref} と同じにするものであり、上記補正方法に限らず他の方法でも良い。

【0028】

以上のように、この実施の形態では、制御周期内に電流検出期間 T_A と電流制御期間 T_B とを備えて、電流検出期間 T_A において直流電源ライン110に流れる電流を検出し、ゲート信号 G を用いて各相電流 i を演算する。このため、1つの電流検出器400を用いて各相電流 i を得ることができる。また、電流検出期間 T_A による電圧誤差をキャンセルするように電流制御期間 T_B の相電圧指令 V^* を演算してPWM制御するため、電圧、電流の出力波形の歪みを抑制できる。

50

このように、小型で簡略、また安価な装置構成にて、各相の電流を信頼性良く検出できると共に、電圧、電流の出力波形の歪みを抑制し、所望の出力を信頼性良く得ることができる。

さらに、相電流の種類が多くなる多重構成の電力変換装置において、従来、多数であった電流検出に係る機器を1つに集約でき、装置構成が格段と小型化、簡略化できる。

また、電流検出期間 T_A のゲート信号 G は、電圧が大きい相順に、パルス幅が長くなるように設定した。これにより、電流制御期間 T_B での補正量が小さくなり、より安定した出力が得られる。

【0029】

実施の形態 2 .

図 7 は、この発明の実施の形態 2 による電力変換装置を適用した電動機駆動システムの構成を示す図である。

図に示すように、電動機駆動システムは、直流電源 100 からの直流電力を、多重電力変換器 200 A により交流電力に変換して電動機 300 A に供給する。上記実施の形態 1 では、2 多重構成の多重電力変換器 200 を用いたが、この実施の形態では、電力変換装置の主回路装置となる多重電力変換器 200 A は、第 1 ~ 第 4 の三相インバータ 201 ~ 204 の直流側を並列接続して構成される 4 多重構成であり、電動機 300 A は、4 組の 3 相巻線 301 ~ 304 を有する 12 相モータである。

また、電力変換装置は、多重電力変換器 200 A を制御するために、電流検出器 400、電流演算部としての出力電流演算部 500 A および PWM 制御部 600 A を有する制御装置を備える。各第 1 ~ 第 4 の三相インバータ 201 ~ 204 の構成は、上記実施の形態 1 の図 2 で示したものと同様であり、PWM 制御部 600 A の構成も、図 1 (b) と同様である。

【0030】

多重電力変換器 200 A では、第 1、第 2、第 3、第 4 の三相インバータ 201、202、203、204 が、制御装置の PWM 制御部 600 A からの各相のゲート信号 G (G_{u1} 、 G_{v1} 、 G_{w1})、(G_{u2} 、 G_{v2} 、 G_{w2})、(G_{u3} 、 G_{v3} 、 G_{w3})、(G_{u4} 、 G_{v4} 、 G_{w4}) にて出力制御され、各第 1 ~ 第 4 の三相インバータ 201 ~ 204 が電動機 300 A の各 3 相巻線 301 ~ 304 をそれぞれ駆動する。また、第 1 ~ 第 4 の三相インバータ 201 ~ 204 は直流側で並列接続されて、直流電源 100 に接続される直流電源ライン 110 に、計 12 個の相の相電流 i が共通に流れ、この直流電源ライン 110 に流れる電流 I_{dc} を電流検出器 400 にて検出する。

【0031】

PWM 制御部 600 A は、上記実施の形態 1 と同様に、キャリア周期 T_c の 2 個分の制御周期内に、電流検出期間 T_A ($0.5 T_c$) とその後の電流制御期間 T_B ($1.5 T_c$) とを備える。

電流検出期間 T_A における各相のゲート信号 G は出力電流演算部 500 A に入力され、出力電流演算部 500 A は、電流検出器 400 からの検出電流 I_{dc} と各相ゲート信号 G とから、各相電流 i ($i_{u1} \sim i_{w1}$ 、 $i_{u2} \sim i_{w2}$ 、 $i_{u3} \sim i_{w3}$ 、 $i_{u4} \sim i_{w4}$) を演算する。

PWM 制御部 600 A には、出力電流演算部 500 A にて演算された各相電流 i と、各相電流指令値 i^* ($i_{u1}^* \sim i_{w1}^*$ 、 $i_{u2}^* \sim i_{w2}^*$ 、 $i_{u3}^* \sim i_{w3}^*$ 、 $i_{u4}^* \sim i_{w4}^*$) とが入力される。相電流指令値 i^* は、電動機 300 A に対する周波数指令やトルク指令などを所望の値、すなわちモータを所望の状態に制御するためのもので、基準の正弦波を用いても良い。

【0032】

図 8 は、電流検出期間 T_A におけるゲート信号 G ($G_{u1} \sim G_{w1}$ 、 $G_{u2} \sim G_{w2}$ 、 $G_{u3} \sim G_{w3}$ 、 $G_{u4} \sim G_{w4}$) と第 1 の電圧指令 608 ($V_{u1} \sim V_{w1}$ 、 $V_{u2} \sim V_{w2}$ 、 $V_{u3} \sim V_{w3}$ 、 $V_{u4} \sim V_{w4}$) とをキャリア波 C_a と共に図示している。

PWM 制御部 600 A は、予め設定された基準ゲート信号 602 を保持している。この

10

20

30

40

50

基準ゲート信号602は、電流検出期間TAを複数個、この場合9個に分割した各検出期間 $t_0 \sim t_8$ にて各相電流が検出できるように相毎に時間差が設けられて設定されている。そして、上記実施の形態1と同様に、各第1～第4の三相インバータ201～204の相電圧の大小関係に基づいて、各相の基準ゲート信号602をいずれの相に適用するかを決定して第1のゲート信号604となるゲート信号Gおよび第1の電圧指令608を生成する。

【0033】

この場合、各第1～第4の三相インバータ201～204の各相の出力電圧（電圧目標値Vref）は、大きい相順にU、V、Wとし、電流検出期間TAでの第1の電圧指令608は、 $V_{u1} > V_{v1} > V_{w1} (= V_{u2}) > V_{v2} > V_{w2} (= V_{u3}) > V_{v3} > V_{w3} (= V_{u4}) > V_{v4} > V_{w4}$ と設定される。

そして、出力電流演算部500Aにて、第1の三相インバータ201の相電流 $i_{u1} \sim i_{w1}$ を検出し、次いで第2の三相インバータ202、第3の三相インバータ203、第4の三相インバータ204の順に各相電流 $i_{u2} \sim i_{w2}$ 、 $i_{u3} \sim i_{w3}$ 、 $i_{u4} \sim i_{w4}$ を検出する。なおこの場合、第1の三相インバータ201の相電流から検出しているが、これに限るものではない。また、第1の三相インバータ201のU相電流 i_{u1} を検出し、次いで第2の三相インバータ202のU相電流 i_{u2} を検出し、次いで第3の三相インバータ203のU相電流 i_{u3} を検出しても良い。何れかの三相インバータの相電流を検出しているときに他の三相インバータの電圧ベクトルは(0、0、0)または(1、1、1)であれば良い。

【0034】

電流検出期間TAを9個に分割した各検出期間 $t_0 \sim t_8$ について、電圧ベクトルとその期間で演算により検出される相電流*i*について以下に説明する。

検出期間 $t_0 \sim t_4$ では、上記実施の形態1の図3で示した場合と同様である。

検出期間 t_5 では、第1、第2の三相インバータ201、202の電圧ベクトルは(1、1、1)、第4の三相インバータ204の電圧ベクトルは(0、0、0)、第3の三相インバータ203の電圧ベクトルは(1、0、0)となり、 i_{u3} が電流検出器400に流れるため第3の三相インバータ203のU相の相電流 i_{u3} が検出できる。

検出期間 t_6 では、第1、第2の三相インバータ201、202の電圧ベクトルは(1、1、1)、第4の三相インバータ204の電圧ベクトルは(0、0、0)、第3の三相インバータ203の電圧ベクトルは(1、1、0)となり、 $-i_{w3}$ が電流検出器400に流れるため第3の三相インバータ203のW相の相電流 i_{w3} が検出できる。3相電流の合計値は0となるため、この時点で第3の三相インバータ203のV相の相電流 i_{v3} は、

$$i_{v3} = -i_{u3} - i_{w3}$$

となる。

【0035】

検出期間 t_7 では、第1～第3の三相インバータ201～203の電圧ベクトルは(1、1、1)、第4の三相インバータ204の電圧ベクトルは(1、0、0)となり、 i_{u4} が電流検出器400に流れるため第4の三相インバータ204のU相の相電流 i_{u4} が検出できる。

検出期間 t_8 では、第1～第3の三相インバータ201～203の電圧ベクトルは(1、1、1)、第4の三相インバータ204の電圧ベクトルは(1、1、0)となり、 $-i_{w4}$ が電流検出器400に流れるため第4の三相インバータ204のW相の相電流 i_{w4} が検出できる。3相電流の合計値は0となるため、この時点で第4の三相インバータ204のV相の相電流 i_{v4} は、

$$i_{v4} = -i_{u4} - i_{w4}$$

となる。

【0036】

PWM制御部600Aでは、以上のように検出された各相電流*i*を取得し、目標電圧生

成部 601 において、各相電流 i が各相電流指令値 i^* に追従するように、第 1 ~ 第 4 の三相インバータ 201 ~ 204 の各相の出力電圧の目標値である相電圧目標値 V_{ref} を生成する。

そして、電流制御期間 T_B では、上記実施の形態 1 と同様に、補正部 605 が相電圧目標値 V_{ref} を補正して相電圧指令 V^* を生成する。この時、補正部 605 には、電流検出期間 T_A のゲート信号 G (第 1 のゲート信号 604) に対応する第 1 の電圧指令 608 が入力され、電流検出期間 T_A での電圧誤差をキャンセルするように相電圧指令 V^* を生成する。そして、第 2 のゲート信号生成部 606 が、相電圧指令 V^* とキャリア波 C_a との比較に基づいて第 2 のゲート信号 607 となるゲート信号 G を生成する。

【0037】

この実施の形態においても、1つの電流検出器 400 を用いて各相電流 i を得ることができ、上記実施の形態 1 と同様に、小型で簡略、また安価な装置構成にて、各相の電流を信頼性良く検出できると共に、電圧、電流の出力波形の歪みを抑制し、所望の出力を信頼性良く得ることができる。この場合、4 多重構成の多重電力変換器 200A を用いているため、従来、多数であった電流検出に係る機器を 1 つに集約できることで、上記実施の形態 1 よりも装置構成の小型化、簡略化の効果が大きい。

【0038】

実施の形態 3 .

上記各実施の形態では、電流制御期間 T_A を $0.5 T_c$ 、電流制御期間 T_B を $1.5 T_c$ としたが、それに限るものではない。制御周期はキャリア周期 T_c の整数倍で 1 ~ 数個分の期間、電流制御期間 T_A はキャリア周期 T_c に同期して $0.5 T_c$ の整数倍で、電流制御期間 T_B は、電流制御期間 T_A と同等あるいは長く設定する。

この実施の形態 3 では、上記実施の形態 1 の図 1 で示す構成の電力変換装置において、異なる基準ゲート信号 602 を用いた制御について説明する。

図 9 は、電流検出期間 T_A および電流制御期間 T_B におけるゲート信号 G (G_{u1} 、 G_{v1} 、 G_{w1} 、 G_{u2} 、 G_{v2} 、 G_{w2}) を説明する波形図であり、電流検出期間 T_A での第 1 の電圧指令 608 (V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} 、 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2}) と電流制御期間 T_B での相電圧指令 V^* (V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} 、 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2}) とをキャリア波 C_a と共に図示している。

【0039】

図に示すように、キャリア周期 T_c の 2 個分の制御周期内に、 T_c と同じ期間の電流検出期間 T_A と電流制御期間 T_B とを備えて、各相のゲート信号 G が繰り返し生成されて第 1、第 2 の三相インバータ 201、202 が制御される。

この場合、基準ゲート信号 602 は、電流検出期間 T_A を複数個、この場合 8 個に分割した各検出期間 $t_0 \sim t_7$ にて各相電流が検出できるように相毎に時間差が設けられて設定されている。また、電流検出期間 T_A の前半 $0.5 T_c$ までと後半 $0.5 T_c$ からとで相電圧指令を変化させている。

この場合、各第 1、第 2 の三相インバータ 201、202 の各相の出力電圧 (電圧目標値 V_{ref}) は、大きい相順に U 、 V 、 W とし、第 1、第 2 の三相インバータ 201、202 の相電圧の大小関係に基づいて、各相の基準ゲート信号 602 をいずれの相に適用するかを決定して第 1 のゲート信号 604 となるゲート信号 G および第 1 の電圧指令 608 を生成する。

【0040】

この場合、電流検出期間 T_A の前半 $0.5 T_c$ までは、第 1 の電圧指令 608 は、 $V_{u2} > V_{u1} > V_{v1} > V_{w1} > V_{v2} (= V_{w2})$ に設定され、後半 $0.5 T_c$ からは、 $V_{u1} > V_{u2} > V_{v2} > V_{w2} > V_{v1} (= V_{w1})$ に設定される。

電流検出期間 T_A を 8 個に分割した各検出期間 $t_0 \sim t_7$ について、電圧ベクトルとその期間で演算により検出される相電流 i について以下に説明する。

検出期間 t_0 では、第 1 の三相インバータ 201 の電圧ベクトルは $V_{10} (0, 0, 0)$ 、第 2 の三相インバータ 202 の電圧ベクトルは $V_{24} (1, 0, 0)$ となり、 i_{u2}

10

20

30

40

50

が電流検出器400に流れるため第2の三相インバータ202のU相の相電流 i_{u2} が検出できる。

検出期間 t_1 では、第1の三相インバータ201の電圧ベクトルは $V_{14}(1, 0, 0)$ 、第2の三相インバータ202の電圧ベクトルは $V_{24}(1, 0, 0)$ となり、 $i_{u1} + i_{u2}$ が電流検出器400に流れる。 i_{u2} が既に検出されているため、第1の三相インバータ201のU相の相電流 i_{u1} が検出できる。

【0041】

検出期間 t_2 では、第1の三相インバータ201の電圧ベクトルは $V_{16}(1, 1, 0)$ 、第2の三相インバータ202の電圧ベクトルは $V_{24}(1, 0, 0)$ となり、 $-i_{w1} + i_{u2}$ が電流検出器400に流れる。 i_{u2} が既に検出されているため、第1の三相インバータ201のW相の相電流 i_{w1} が検出できる。

検出期間 t_5 では、第1の三相インバータ201の電圧ベクトルは $V_{14}(1, 0, 0)$ 、第2の三相インバータ202の電圧ベクトルは $V_{26}(1, 1, 0)$ となり、 $i_{u1} - i_{w2}$ が電流検出器400に流れる。 i_{u1} が既に検出されているため、第2の三相インバータ202のW相の相電流 i_{w2} が検出できる。

この時点で第1、第2の三相インバータ201、202のU相、W相の相電流が検出されているため、V相の相電流 i_{v1} 、 i_{v2} は、演算により求められる。

【0042】

この実施の形態においても、1つの電流検出器400を用いて各相電流 i を得ることができ、上記実施の形態1と同様に、小型で簡略、また安価な装置構成にて、各相の電流を信頼性良く検出できると共に、電圧、電流の出力波形の歪みを抑制し、所望の出力を信頼性良く得ることができる。

また、この実施の形態では、第1、第2の三相インバータ201、202の双方において、電圧の高い相、この場合U相のパルス幅を電流検出期間 T_A で長く確保できるため、第1、第2の三相インバータ201、202双方のU相の変調率が高い場合においても、出力電圧低下を抑制して所望の電圧を信頼性良く出力できる。

【0043】

実施の形態4

この実施の形態4では、上記実施の形態1の図1で示す構成の電力変換装置において、さらに異なる基準ゲート信号602を用いた制御について説明する。

図10は、電流検出期間 T_A および電流制御期間 T_B におけるゲート信号 $G(G_{u1}, G_{v1}, G_{w1}, G_{u2}, G_{v2}, G_{w2})$ を説明する波形図であり、電流検出期間 T_A での第1の電圧指令608($V_{u1}, V_{v1}, V_{w1}, V_{u2}, V_{v2}, V_{w2}$)と電流制御期間 T_B での相電圧指令 $V^*(V_{u1}, V_{v1}, V_{w1}, V_{u2}, V_{v2}, V_{w2})$ とをキャリア波 C_a と共に図示している。

【0044】

図に示すように、キャリア周期 T_c の2個分の制御周期内に、電流検出期間 $T_A(0.5T_c)$ と電流制御期間 $T_B(1.5T_c)$ とを備えて、各相のゲート信号 G が繰り返し生成されて第1、第2の三相インバータ201、202が制御される。

この場合、基準ゲート信号602は、電流検出期間 T_A を複数個、この場合4個に分割した各検出期間 $t_0 \sim t_4$ にて各相電流が検出できるように相毎に時間差が設けられて設定されている。

各第1、第2の三相インバータ201、202の各相の出力電圧(電圧目標値 V_{ref})は、大きい相順にU、V、Wとし、第1、第2の三相インバータ201、202の相電圧の大小関係に基づいて、各相の基準ゲート信号602をいずれの相に適用するかを決定して第1のゲート信号604となるゲート信号 G および第1の電圧指令608を生成する。

【0045】

この場合、第1の電圧指令608は、 $V_{u1} > V_{u2} > V_{v1} > V_{v2} > V_{w1} (= V_{w2})$ に設定される。

10

20

30

40

50

電流検出期間 T_A を 4 個に分割した各検出期間 $t_0 \sim t_3$ について、電圧ベクトルとその期間で演算により検出される相電流 i について以下に説明する。

検出期間 t_0 では、第 1 の三相インバータ 201 の電圧ベクトルは $V_{14} (1, 0, 0)$ 、第 2 の三相インバータ 202 の電圧ベクトルは $V_{20} (0, 0, 0)$ となり、 i_{u1} が電流検出器 400 に流れるため第 1 の三相インバータ 201 の U 相の相電流 i_{u1} が検出できる。

検出期間 t_1 では、第 1 の三相インバータ 201 の電圧ベクトルは $V_{14} (1, 0, 0)$ 、第 2 の三相インバータ 202 の電圧ベクトルは $V_{24} (1, 0, 0)$ となり、 $i_{u1} + i_{u2}$ が電流検出器 400 に流れる。 i_{u1} が既に検出されているため、第 2 の三相インバータ 202 の U 相の相電流 i_{u2} が検出できる。

10

【0046】

検出期間 t_2 では、第 1 の三相インバータ 201 の電圧ベクトルは $V_{16} (1, 1, 0)$ 、第 2 の三相インバータ 202 の電圧ベクトルは $V_{24} (1, 0, 0)$ となり、 $-i_{w1} + i_{u2}$ が電流検出器 400 に流れる。 i_{u2} が既に検出されているため、第 1 の三相インバータ 201 の W 相の相電流 i_{w1} が検出できる。

検出期間 t_3 では、第 1 の三相インバータ 201 の電圧ベクトルは $V_{16} (1, 1, 0)$ 、第 2 の三相インバータ 202 の電圧ベクトルは $V_{26} (1, 1, 0)$ となり、 $-i_{w1} - i_{w2}$ が電流検出器 400 に流れる。 i_{w1} が既に検出されているため、第 2 の三相インバータ 202 の W 相の相電流 i_{w2} が検出できる。

この時点で第 1、第 2 の三相インバータ 201、202 の U 相、W 相の相電流が検出されているため、V 相の相電流 i_{v1} 、 i_{v2} は、演算により求められる。

20

【0047】

この実施の形態においても、1 つの電流検出器 400 を用いて各相電流 i を得ることができ、上記実施の形態 1 と同様に、小型で簡略、また安価な装置構成にて、各相の電流を信頼性良く検出できると共に、電圧、電流の出力波形の歪みを抑制し、所望の出力を信頼性良く得ることができる。

また、上記実施の形態 3 と同様に、第 1、第 2 の三相インバータ 201、202 の双方において、電圧の高い相、この場合 U 相のパルス幅を電流検出期間 T_A で長く確保できるため、出力電圧低下を抑制して所望の電圧を信頼性良く出力できる。

【0048】

実施の形態 5 .

この実施の形態 5 では、上記実施の形態 1 の図 1 で示す構成の電力変換装置において、さらに異なる基準ゲート信号 602 を用いた制御について説明する。

図 11 は、電流検出期間 T_A および電流制御期間 T_B におけるゲート信号 $G (G_{u1}, G_{v1}, G_{w1}, G_{u2}, G_{v2}, G_{w2})$ を説明する波形図である。

図に示すように、キャリア周期 T_c の 2 個分の制御周期内に、電流検出期間 $T_A (0.5 T_c)$ と電流制御期間 $T_B (1.5 T_c)$ とを備えて、各相のゲート信号 G が繰り返し生成されて第 1、第 2 の三相インバータ 201、202 が制御される。

この場合、基準ゲート信号 602 は、電流検出期間 T_A を複数個、この場合 6 個に分割した各検出期間 $t_0 \sim t_5$ にて各相電流 i が検出できるように相毎に時間差が設けられて設定されている。この場合、各検出期間 $t_0 \sim t_5$ で 1 相ずつ相電流 i が検出できるように基準ゲート信号 602 が設定される。

40

【0049】

この場合、各相の基準ゲート信号 602 のオン期間に差はなく、第 1、第 2 の三相インバータ 201、202 のいずれの相に適用するかは任意に決定でき、第 1 のゲート信号 604 となるゲート信号 G および第 1 の電圧指令 608 を生成する。

電流検出期間 T_A を 6 個に分割した各検出期間 $t_0 \sim t_5$ について、電圧ベクトルとその期間で演算により検出される相電流 i について以下に説明する。

検出期間 t_0 では、第 1 の三相インバータ 201 の電圧ベクトルは $V_{14} (1, 0, 0)$ 、第 2 の三相インバータ 202 の電圧ベクトルは $V_{27} (1, 1, 1)$ となり、 i_{u1}

50

が電流検出器 400 に流れるため第 1 の三相インバータ 201 の U 相の相電流 i_{u1} が検出できる。

検出期間 t_1 では、第 1 の三相インバータ 201 の電圧ベクトルは $V_{12}(0, 1, 0)$ 、第 2 の三相インバータ 202 の電圧ベクトルは $V_{27}(1, 1, 1)$ となり、 i_{v1} が電流検出器 400 に流れるため第 1 の三相インバータ 201 の V 相の相電流 i_{v1} が検出できる。

【0050】

検出期間 t_2 では、第 1 の三相インバータ 201 の電圧ベクトルは $V_{11}(0, 0, 1)$ 、第 2 の三相インバータ 202 の電圧ベクトルは $V_{27}(1, 1, 1)$ となり、 i_{w1} が電流検出器 400 に流れるため第 1 の三相インバータ 201 の W 相の相電流 i_{w1} が検出できる。

検出期間 t_3 では、第 1 の三相インバータ 201 の電圧ベクトルは $V_{17}(1, 1, 1)$ 、第 2 の三相インバータ 202 の電圧ベクトルは $V_{24}(1, 0, 0)$ となり、 i_{u2} が電流検出器 400 に流れるため第 2 の三相インバータ 202 の U 相の相電流 i_{u2} が検出できる。

検出期間 t_4 では、第 1 の三相インバータ 201 の電圧ベクトルは $V_{17}(1, 1, 1)$ 、第 2 の三相インバータ 202 の電圧ベクトルは $V_{22}(0, 1, 0)$ となり、 i_{v2} が電流検出器 400 に流れるため第 2 の三相インバータ 202 の V 相の相電流 i_{v2} が検出できる。

検出期間 t_5 では、第 1 の三相インバータ 201 の電圧ベクトルは $V_{17}(1, 1, 1)$ 、第 2 の三相インバータ 202 の電圧ベクトルは $V_{21}(0, 0, 1)$ となり、 i_{w2} が電流検出器 400 に流れるため第 2 の三相インバータ 202 の W 相の相電流 i_{w2} が検出できる。

【0051】

この実施の形態においても、1つの電流検出器 400 を用いて各相電流 i を得ることができ、上記実施の形態 1 と同様に、小型で簡略、また安価な装置構成にて、各相の電流を信頼性良く検出できると共に、電圧、電流の出力波形の歪みを抑制し、所望の出力を信頼性良く得ることができる。

また、基準ゲート信号 602 は、分割した各検出期間 $t_0 \sim t_5$ にて各相電流 i がそのまま検出できるように設定したため、出力電流演算部 500 は、検出電流 I_{dc} がいずれの相電流 i が識別するのみで良く、演算ロジックが簡略化できる。また、各相の基準ゲート信号 602 を第 1、第 2 の三相インバータ 201、202 のいずれの相に適用するかを任意に決定でき、電流検出期間 T_A のゲート信号 G (第 1 のゲート信号 604) も容易に決定できる。

【0052】

なお、電流検出期間 T_A で用いるゲート信号 G は、上記各実施の形態で用いたものに限らず、電流検出期間 T_A を複数個で分割した各検出期間にて各相電流 i が検出できるものであればよい。

また、例えば、上記実施の形態 1、3～5 で用いた複数種の基準ゲート信号 602 を予め保持して、制御周期毎に最適な基準ゲート信号 602 を切り替え選択して用いても良い。

【0053】

また、上記各実施の形態では、複数の三相インバータを多重化した電力変換装置を用いて説明したが、三相インバータを 1 つで主回路装置を構成しても良く、また、単相インバータを複数個並列接続して主回路装置を構成しても良い。いずれの場合も、複数の相電流 i を 1 つの電流検出器 400 で検出でき、上記実施の形態 1 と同様に、小型で簡略、また安価な装置構成にて、各相電流を信頼性良く検出できると共に、電圧、電流の出力波形の歪みを抑制し、所望の出力を信頼性良く得ることができる。

また、PWM 制御により交流電力を直流電力に変換する電力変換装置にも適用でき、同様の効果が得られる。

10

20

30

40

50

【0054】

なお、この発明は、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、省略することが可能である。

【符号の説明】

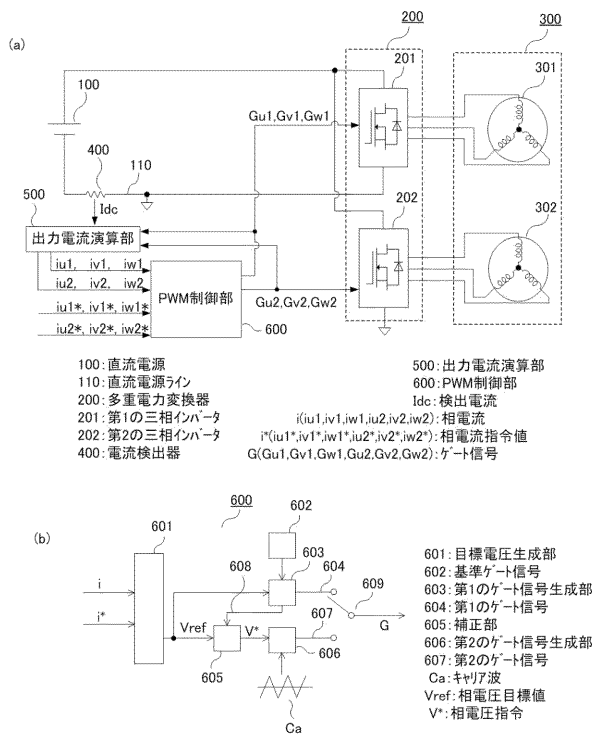
【0055】

21u~21w, 22u~22w, 23u~23w, 24u~24w MOSFET、
 100 直流電源、110 直流電源ライン、200, 200A 多重電力変換器、
 201 第1の三相インバータ、202 第2の三相インバータ、
 203 第3の三相インバータ、204 第4の三相インバータ、400 電流検出器、
 500, 500A 出力電流演算部、600, 600A PWM制御部、
 601 目標電圧生成部、602 基準ゲート信号、603 第1のゲート信号生成部、
 604 第1のゲート信号(電流検出期間のゲート信号)、605 補正部、
 606 第2のゲート信号生成部、
 607 第2のゲート信号(電流制御期間のゲート信号)、Ca キャリア波、
 G(Gu1~Gw1, Gu2~Gw2, Gu3~Gw3, Gu4~Gw4) ゲート信号、
 i(iu1~iw1, iu2~iw2, iu3~iw3, iu4~iw4) 相電流、
 i*(iu1*~iw1*, iu2*~iw2*, iu3*~iw3*, iu4*~iw4*) 相電流指令値、
 Idc 検出電流、TA 電流検出期間、TB 電流制御期間、
 V*(Vu1~Vw1, Vu2~Vw2, Vu3~Vw3, Vu4~Vw4) 相電圧指令、
 Vref 相電圧目標値。

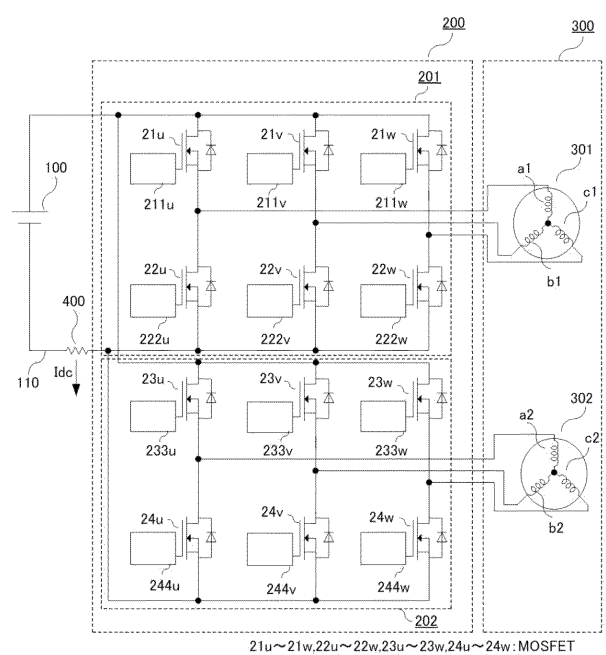
10

20

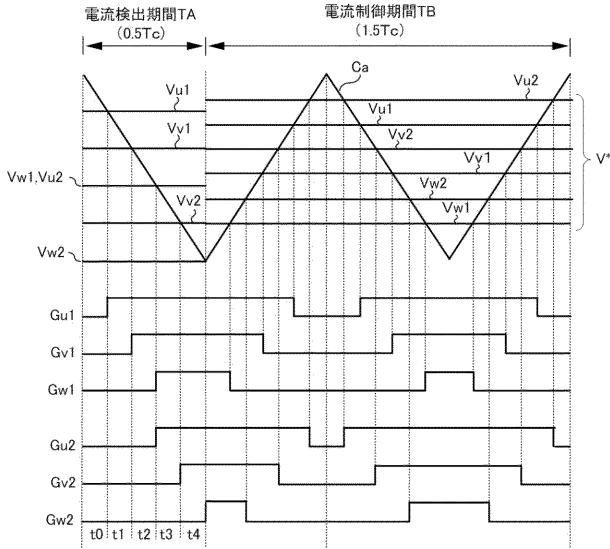
【図1】



【図2】



【図3】



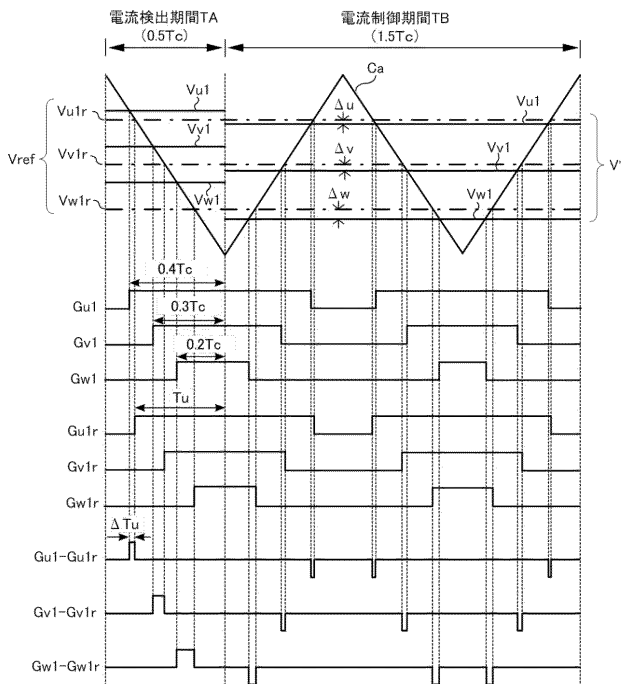
【図5】

電圧ベクトル	スイッチング状態			検出できる電流
	U相	V相	W相	
V20	0	0	0	-
V21	0	0	1	i_{w2}
V22	0	1	0	i_{v2}
V23	0	1	1	$-i_{u2}$
V24	1	0	0	i_{u2}
V25	1	0	1	$-i_{v2}$
V26	1	1	0	$-i_{w2}$
V27	1	1	1	-

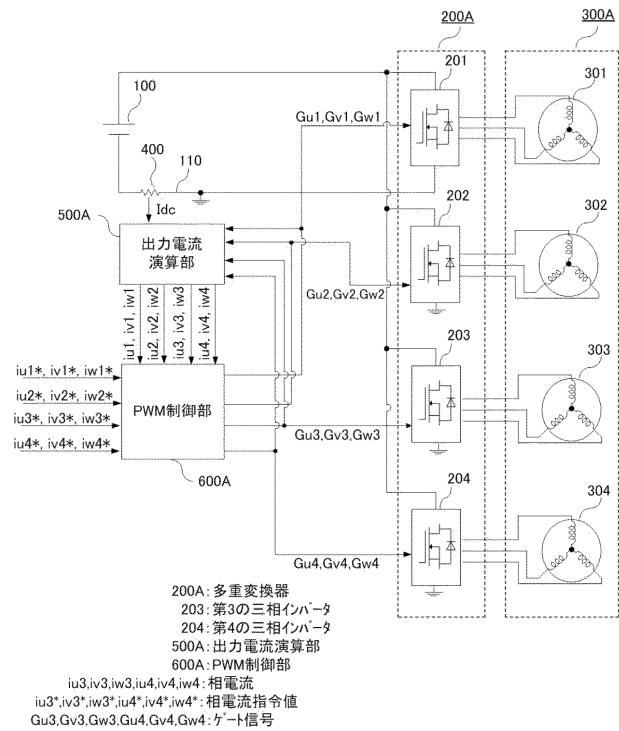
【図4】

電圧ベクトル	スイッチング状態			検出できる電流
	U相	V相	W相	
V10	0	0	0	-
V11	0	0	1	i_{w1}
V12	0	1	0	i_{v1}
V13	0	1	1	$-i_{u1}$
V14	1	0	0	i_{u1}
V15	1	0	1	$-i_{v1}$
V16	1	1	0	$-i_{w1}$
V17	1	1	1	-

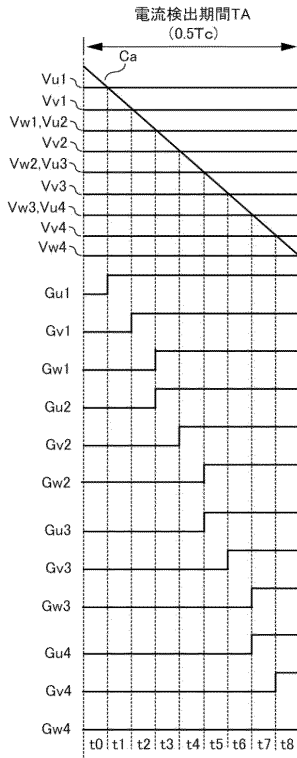
【図6】



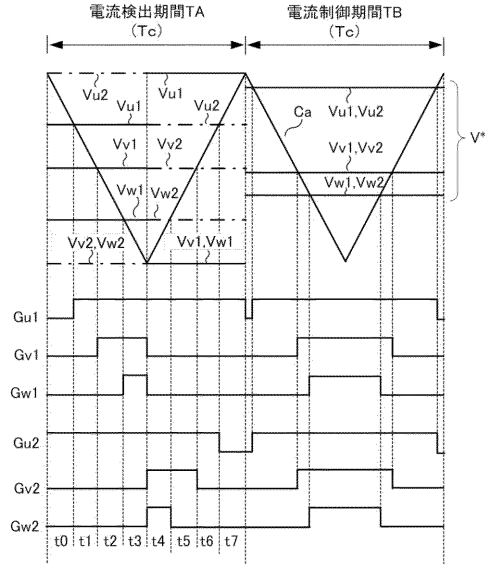
【図7】



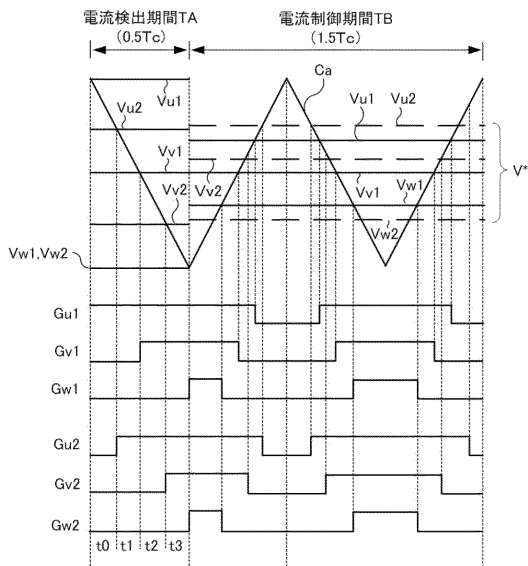
【図 8】



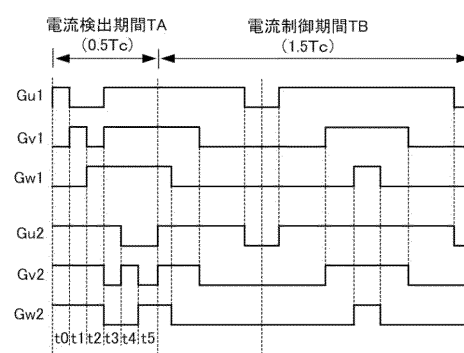
【図 9】



【図 10】



【図 11】



フロントページの続き

(72)発明者 小島 鉄也

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) 5H007 AA12 BB06 CA02 CC05 DB07 DC02 EA13