

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5776945号
(P5776945)

(45) 発行日 平成27年9月9日(2015.9.9)

(24) 登録日 平成27年7月17日(2015.7.17)

(51) Int.Cl.	F 1
HO2M 7/48 (2007.01)	HO2M 7/48 F
HO2M 7/797 (2006.01)	HO2M 7/797
HO2M 3/155 (2006.01)	HO2M 3/155 H

請求項の数 7 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2012-166031 (P2012-166031)
(22) 出願日	平成24年7月26日 (2012.7.26)
(65) 公開番号	特開2014-27782 (P2014-27782A)
(43) 公開日	平成26年2月6日 (2014.2.6)
審査請求日	平成26年9月30日 (2014.9.30)

(73) 特許権者	000004260 株式会社デンソー 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
(74) 代理人	110000604 特許業務法人 共立
(72) 発明者	鈴木 亮 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内
(72) 発明者	田島 靖兼 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内
(72) 発明者	小川 貴弘 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】電力変換制御装置および電力変換システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数相電力変換器の出力側に接続される回転電機に対して複数相で変調して力行状態と回生状態とを切り替え可能な電力変換制御装置において、

前記回生状態であり、かつ、前記回転電機の線間電圧が所定の電圧よりも大きい、または前記回転電機の回転数が所定の回転数よりも大きい第1制御条件を満たすと、前記複数相のうち一相のみで変調する一相変調制御を行うことを特徴とする電力変換制御装置。

【請求項 2】

前記複数相電力変換器の入力側には電力源を直接接続することを特徴とする請求項1に記載の電力変換制御装置。

10

【請求項 3】

前記電力源から供給される電圧が許容範囲外の電圧になるか、あるいは前記回転電機のトルクが許容範囲外のトルクになる第2制御条件を満たすと、前記複数相で変調する複数相変調制御を行うことを特徴とする請求項1または2に記載の電力変換制御装置。

【請求項 4】

請求項1から3のいずれか一項に記載の電力変換制御装置と、前記複数相電力変換器と、電力源の電圧を前記複数相電力変換器が必要とする電圧に昇圧するコンバータとを有することを特徴とする電力変換システム。

【請求項 5】

前記コンバータと前記複数相電力変換器との間に接続され、第1コンデンサと、前記第

20

1 コンデンサよりも静電容量が小さい第2コンデンサとを有し、

前記第1制御条件を満たすと前記第2コンデンサに接続するように切り替え、前記第1制御条件を満たさなければ前記第1コンデンサに接続するように切り替える切替部を有することを特徴とする請求項4に記載の電力変換システム。

【請求項6】

前記切替部は、前記電力変換制御装置から伝達される信号に基づいてオン／オフを制御可能なスイッチング素子を含むことを特徴とする請求項5に記載の電力変換システム。

【請求項7】

前記第2コンデンサの静電容量は、前記第1コンデンサの静電容量の10～0.1%の範囲であることを特徴とする請求項5または6に記載の電力変換システム。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、複数相電力変換器の出力側に接続される回転電機に対して複数相で変調して力行状態と回生状態とを行う電力変換制御装置および電力変換システムに関する。

【背景技術】

【0002】

従来では、電圧の高い電動機を制御するのに、高圧のバッテリが必要なく、バッテリ交換時の安全性が高くなりメンテナンス性が向上し、省エネならびに小型軽量化が可能となることを目的とする電動機制御装置に関する技術の一例が開示されている（例えば特許文献1を参照）。この電動機制御装置は、制御部がPWM（Pulse Width Modulation）制御によりIGBTの各ゲートに対してゲート信号を与えて三相PWM制御を実施する。電動機の速度によってPN電圧指令を可変させる方法（低速時にPN電圧を下げる）を用いると、双方向型チョッパ部のみならずインバータ部のスイッチング損失を低減できる。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特開2001-275367号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

30

【0004】

しかし、三相PWM制御を実施するに伴うトレードオフとして、かえってスイッチング損失が増加するという問題がある。また、インバータ部のスイッチング損失を低減するには電動機の速度が低速である場合にとどまるという問題がある。

【0005】

本発明はこのような点に鑑みてなしたものであり、回転電機の回転速度にかかわらず、複数相電力変換器のスイッチング損失を従来よりも低減することができる電力変換制御装置および電力変換システムを提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0006】

40

上記課題を解決するためになされた第1の発明は、複数相電力変換器の出力側に接続される回転電機に対して複数相で変調して力行状態と回生状態とを切り替え可能な電力変換制御装置において、前記回生状態であり、かつ、前記回転電機の線間電圧が所定の電圧よりも大きい、または前記回転電機の回転数が所定の回転数よりも大きい第1制御条件を満たすと、前記複数相のうち一相のみで変調する一相変調制御を行うことを特徴とする。

【0007】

この構成によれば、第1制御条件を満たすと、回転電機の回転速度にかかわらず、複数相のうち一相のみで変調する一相変調制御を行う。一相のみで変調を行うので、全相（複数相の全部）で変調を行うよりもスイッチング損失を低減することができる。

【0008】

50

なお「複数相」は、二相以上で任意であるが、現実的には数十相が上限になる。「回転電機」は、例えば発電機、電動機、電動発電機等が該当する。「力行状態」は、複数相電力変換器によって得られた交流電圧を用いて回転電機を駆動させる状態である。「回生状態」は、回転電機によって発電された電力を電力源に戻す（充電を含む）状態である。「線間電圧」は相間電圧とも呼ぶ。「所定の電圧」は任意の数値を設定（変更を含む）することができ、単独値でもよく、数値の範囲（例えば上限値と下限値で規定される範囲）でもよい。「回転電機の線間電圧」は、複数相のうち二相にかかる電圧（電位差）である。「よりも大きい」には、境界値（すなわち所定の電圧、所定の回転数）を含まない場合に限らず、当該境界値を含めてもよい。

【0009】

10

第2の発明は、前記電力源から供給される電圧が許容範囲外の電圧になるか、あるいは前記回転電機のトルクが許容範囲外のトルクになる第2制御条件を満たすと、前記第1制御条件を満たすか否かにかかわらず、前記複数相で変調する複数相変調制御を行うことを特徴とする。この構成によれば、第2制御条件を満たすと、複数相で変調する複数相変調制御を行う。過電圧やトルク変動が大きい場合に適用されて複数相変調制御を行うので、複数相電力変換器の作動を安定させることができる。なお、電圧およびトルクの許容範囲は、変調制御の相数・回転電機・バッテリ・インバータの定格等に応じて適切に設定してよい。

【0010】

20

第3の発明は、電力変換システムにおいて、第1の発明および第2の発明を含む電力変換制御装置と、前記複数相電力変換器と、電力源の電圧を前記複数相電力変換器が必要とする電圧に昇圧するコンバータとを有することを特徴とする。この構成によれば、回転電機の回転速度にかかわらず、複数相のうち一相のみで変調する一相変調制御を行うので、従来よりもスイッチング損失を低減できる電力変換システムを提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】電力変換システムの第1構成例を模式的に示す図である。

【図2】コンバータの構成例を模式的に示す図である。

【図3】相数切替制御処理の第1手続き例を示すフローチャートである。

【図4】出力電圧値や変調制御相等の経時的变化を示すタイムチャートである。

30

【図5】電力変換システムの第2構成例を模式的に示す図である。

【図6】一相変調制御時のインバータ入力電圧の経時的变化を示すタイムチャートである。

。

【図7】電力変換システムの第3構成例を模式的に示す図である。

【図8】相数切替制御処理の第2手続き例を示すフローチャートである。

【図9】電力変換システムの第4構成例を模式的に示す図である。

【図10】相数切替制御処理の第3手続き例を示すフローチャートである。

【図11】三相変調制御と一相変調制御が切り替わる例のタイムチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0012】

40

以下、本発明を実施するための形態について、図面に基づいて説明する。なお、特に明示しない限り、「接続する」という場合には電気的に接続することを意味する。各図は、本発明を説明するために必要な要素を図示し、実際の全要素を図示しているとは限らない。連続符号は記号「～」を用いて簡略化する。例えば「スイッチング素子Q1～Q6」は「スイッチング素子Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6」を意味する。上下左右等の方向を言う場合には、図面の記載を基準とする。

【0013】

〔実施の形態1〕

実施の形態1は、一定の条件を満たすと複数相のうち一相のみで変調する一相変調制御を行う例であって、図1～図4を参照しながら説明する。「複数相電力変換器」には三相

50

の電力変換器を適用し、「回転電機」には電動発電機を適用する。

【0014】

図1に示す電力変換システムは、コンバータ10，電力変換器20，電力変換制御装置50などを有する。必要に応じて備えられるコンバータ10は、電力源E_b（例えばバッテリや燃料電池等）から供給される直流電圧（電圧値V_L；例えば300[V]等）を、電力変換器20で必要とする直流電圧（電圧値V_H；例えば660[V]等）に変換して出力する機能を担う。電力源E_bとコンバータ10との間には、二点鎖線で示すように、必要に応じて平滑用のコンデンサC1を介在させてもよい。コンバータ10の構成や作動等について後述する（図2を参照）。なお、コンバータ10や電力変換器20等で動作に必要とする電力（電圧や電流）は任意の電力源から受けてよい。すなわち電力源E_bから受けてもよく、電力源E_bとは別個の電力源から受けてもよい。電力源E_bは、例えばバッテリ（蓄電池），燃料電池，電力系統等が該当する。10

【0015】

電力変換器20は、供給される直流電圧（電圧値V_H）を電力変換して回転電機40に出力（伝達）する機能を担う。電力源E_bと電力変換器20との間には、コンバータ10を介在させている。コンバータ10と電力変換器20との間には、平滑用のコンデンサC2が接続される。コンデンサC2は「第1コンデンサ」に相当し、コンバータ10の出力電圧値（電圧値V_H）の電位変動を低減する機能を担う。

【0016】

電力変換器20は、スイッチング素子Q1～Q6やダイオードD1～D6などを有する。スイッチング素子Q1～Q6には例えばIGBTが用いられ、電力変換制御装置50から個別に伝達される制御信号V_{inv}*に従ってオン／オフが駆動される。ダイオードD1～D6は、それぞれ対応するスイッチング素子Q1～Q6のコレクタ端子とエミッタ端子との間に並列接続される。これらのダイオードD1～D6は、いずれもフリーホイールダイオードとして機能する。スイッチング素子Q1～Q3やダイオードD1～D3などは上アーム側に配置され、スイッチング素子Q4～Q6やダイオードD4～D6などは下アーム側に配置される。共通電位Gcは電力変換器20内で共通する電位（同電位グランド）であり、必要に応じて接地しても良い。接地される場合には0[V]になる。20

【0017】

電力変換器20内の回路素子は、一点鎖線で囲って示すように三相（本例ではU相，V相，W相）に分けられ、電力変換制御装置50によって相ごとに作動が制御される。U相は、スイッチング素子Q1，Q4やダイオードD1，D4などで構成される。V相は、スイッチング素子Q2，Q5やダイオードD2，D5などで構成される。W相は、スイッチング素子Q3，Q6やダイオードD3，D6などで構成される。U相のスイッチング素子Q1，Q4は、直列接続されてハーフブリッジを構成する。V相のスイッチング素子Q2，Q5と、W相のスイッチング素子Q3，Q6についても同様に、直列接続されてハーフブリッジを構成する。ハーフブリッジの各接続点と回転電機40の三相端子とは、線路K_u，K_v，K_wによって相ごとに接続されている。線路K_uにはU相電流I_uが流れ、線路K_vにはV相電流I_vが流れ、線路K_wにはW相電流I_wが流れる。30

【0018】

電力変換制御装置50は、コンバータ10や電力変換器20等の動作を司る。本発明を実現するための電力変換制御装置50の構成例については後述する（図1を参照）。電力変換制御装置50が入力する信号には、例えば「外部装置」に相当するECU60から伝達されるトルク指令値T*や、電流センサ30から伝達される電流I（すなわち相電流I_u，I_v，I_w）、電圧センサ41から伝達される相電圧V（すなわちU相電圧V_u，V相電圧V_v，W相電圧V_w）、回転センサ42から伝達される回転情報（すなわち回転角度eや回転速度等）などが該当する。電圧センサ41は相電圧Vを検出できれば構成を問わず、必ずしも備える必要はない。回転センサ42は回転情報を検出できれば構成を問わず、必ずしも備える必要はない。電力変換制御装置50が出力する信号は、スイッチング素子Q1～Q6の制御端子P1～P6に伝達する制御信号V_{inv}*や、図2に示すよう4050

にコンバータ 10 に備えるスイッチング素子 Qa, Qb の制御端子 Pa, Pb に伝達する制御信号 Vconv* などが該当する。

【0019】

上記電力変換制御装置 50 は、上述した機能を担うように構成されるほか、コンバータ制御部 51 や状態判定部 53 などを有する。コンバータ制御部 51 は、電力源 Eb から供給される電圧値 VL を電力変換器 20 で必要とする電圧値 VH に変換して出力するための上記制御信号 Vconv* を生成して出力する。状態判定部 53 は、回転電機 40 の運転（稼働）状態が力行状態なのか回生状態なのかを判定する。本形態では、電流センサ 30 から伝達される相電流 Iu, Iv, Iw に基づいて判別を行う。電流センサは必ずしも 3 相分備える必要はなく、1 相・2 相のみ接続しても良い。なお二点鎖線で示すように、電流センサ 30 から伝達される電流 I に基づいて相電圧 V に変換する電圧変換部 52 を備えてよい（具体例は後述する）。 10

【0020】

回転電機 40 は、例えば電動機能と発電機能とを兼ね備える三相の電動発電機（図 1 では「MG」と示す）を適用する。電流センサ 30 には、回転電機 40 を流れる相電流 Iu, Iv, Iw を個々に検出可能なセンサを用いる。例えば、磁気比例型センサ、電磁誘導型センサ、ファラデー効果型センサ、変流器型センサなどが該当する。回転センサ 42 は、回転電機 40 に備える回転部材（例えば主軸やロータ等）の回転に基づく回転信号を出力する。回転信号はデジタル信号やアナログ信号の種類を問わず、説明の都合により以下では単に「回転角度 e」と呼ぶことにする。 20

【0021】

図 2 に示すコンバータ 10 は、電力源 Eb から供給される電圧値 VL を、電力変換器 20 で必要とする電圧値 VH に変換して出力する機能を担う。電力源 Eb には、例えばバッテリや燃料電池等を用いる。 20

【0022】

上記コンバータ 10 は、いわゆる「DC - DC コンバータ」であって、スイッチング素子 Qa, Qb、インダクタ La、ダイオード Da, Db などを有する。スイッチング素子 Qa, Qb は、ECU 60 から伝達される制御信号 Vconv* に従ってオン／オフが制御される。このスイッチング素子 Qa, Qb には、スイッチング機能を有する半導体素子（例えば IGBT やパワートランジスタ等）を用いる。本例のスイッチング素子 Qa, Qb は直列接続され、ハーフブリッジを構成する。ダイオード Da, Db は、それぞれスイッチング素子 Qa, Qb に逆並列接続され、フリーホイールダイオードとして機能する。 30

【0023】

スイッチング素子 Qa, Qb の接続点は、さらにインダクタ La を介して、電力源 Eb のプラス電極に接続する。このインダクタ La には、例えばチョークコイルを用いる。コンバータ 10 の出力側は、コンデンサ C2 を介して電力変換器 20 の入力側に接続する。具体的には、スイッチング素子 Qa の高電位側端子（図面上側端子）を電力変換器 20 の高電位側に接続し、スイッチング素子 Qb の低電位側端子（図面下側端子）を電力変換器 20 の低電位側に接続する。また、スイッチング素子 Qb の低電位側端子は電力源 Eb のマイナス電極に接続する。 40

【0024】

上述のように構成された電力変換システムにおいて、電力変換制御装置 50 で行われる処理の一つである相数切替制御処理について図 3 を参照しながら説明する。なお、相数切替制御処理は電力変換制御装置 50 の作動中に繰り返し実行される。図 3 におけるステップ S10, S11 は「第 1 制御条件」に相当する。

【0025】

まず、回転電機 40 が回生状態か否かを判別する〔ステップ S10〕。もし回生状態であれば（ステップ S10 で YES）、電圧値 VL と出力電圧値 Vout とが第 1 式を満たすか否かを判別する〔ステップ S11〕。当該第 1 式は、例えば下記の式（1）が該当する。出力電圧値 Vout は、回転電機 40 における各相の巻線やコイルに印加される相電圧 V 50

(すなわち U 相電圧 V_u , V 相電圧 V_v , W 相電圧 V_w) の実効値に相当する。

【0026】

【数1】

$$\frac{3\sqrt{2}}{2}V_{out} \geq VL \quad \dots \quad (1)$$

$$V_{out} \geq \frac{2}{3\sqrt{2}}VL (=V_{th}) \quad \dots \quad (2)$$

10

【0027】

式(1)を変形すると式(2)になる。電圧センサ41から伝達される相電圧V(すなわちU相電圧 V_u , V相電圧 V_v , W相電圧 V_w)に基づいて出力電圧値 V_{out} を求め、当該出力電圧値 V_{out} が式(2)を満たすか否かを判別する。本形態では、インバータ入力電圧 V_H にはMG線間電圧が出力される。具体的には、線間電圧 V_{uv} (U相電圧 V_u とV相電圧 V_v との電位差)、線間電圧 V_{vw} (V相電圧 V_v とW相電圧 V_w との電位差)、線間電圧 V_{wu} (W相電圧 V_w とU相電圧 V_u との電位差)のいずれかである。後述する表1および図4の制御区間で示すように、線間電圧の対象となる相電圧Vは順次変化する。例えばU相電圧 V_u , V相電圧 V_v , W相電圧 V_w のうち最大電圧を示す相を特定できれば、線間電圧の対象となる相電圧Vを容易に特定できる。式(2)に示す閾値電圧 V_{th} は「所定の電圧」に相当する。

20

【0028】

また、式(1)(2)の代わりに下記式(3)の様に回転電機40の回転数 N_{rpm} から誘起電圧を求めた数式(K と N_{rpm} の積算)を判定に使しても良いし、式(4)の様に回転数 N_{rpm} のみを条件式に適用してもよい。なお、式(3)中の「 K 」は誘起電圧係数である。

【0029】

【数2】

30

$$(V_{out} =)K \times N_{rpm} \geq VL \quad \dots \quad (3)$$

$$N_{rpm} \geq N_{th} \quad \dots \quad (4)$$

【0030】

もしステップS11において第1式を満たせば(Y E S)、一相変調制御を行い〔ステップS14〕、相数切替制御処理をリターンする。一相変調制御は、回転電機40を三相のうち一相でPWM制御を行う。ステップS14で行う一相変調制御(PWM制御)は、例えば下記の表1に従って行う。

40

【0031】

【表1】

制御区間	U相電圧	V相電圧	W相電圧	線間電圧
Sy1	MIDDLE/ PWM制御	MAX/ 上アームON	MIN/ 下アームON	VW
Sy2	MAX/ 上アームON	MIDDLE/ PWM制御	MIN/ 下アームON	UV(WU)
Sy3	MAX/ 上アームON	MIN/ 下アームON	MIDDLE/ PWM制御	UV
Sy4	MIDDLE/ PWM制御	MIN/ 下アームON	MAX/ 上アームON	WV(VW)
Sy5	MIN/ 下アームON	MIDDLE/ PWM制御	MAX/ 上アームON	WU
Sy6	MIN/ 下アームON	MAX/ 上アームON	MIDDLE/ PWM制御	VU(UV)

10

20

【0032】

上記表1は、図4に示すように三相のうち二相の相電圧が一致する時期ごとに1周期を区分し、制御区間Sy1, Sy2, Sy3, Sy4, Sy5, Sy6とする。制御区間Sy1では、U相電圧VuのみPWM制御を行い、V相電圧Vvに対応する上アームのスイッチング素子Q2をオンする制御を行い、W相電圧Vwに対応する下アームのスイッチング素子Q6をオフする制御を行う。この制御により、V相電圧VvとW相電圧Vwとはそれぞれ無制御の電圧が出力される（例えば誘起電圧）。制御区間Sy2では、V相電圧VvのみPWM制御を行い、U相電圧Vuに対応する上アームのスイッチング素子Q1をオンする制御を行い、W相電圧Vwに対応する下アームのスイッチング素子Q6をオンする制御を行う。この制御により、U相電圧VuとW相電圧Vwとはそれぞれ無制御の電圧が出力される（例えば誘起電圧）。制御区間Sy3～Sy6についても同様である。

30

【0033】

一方、ステップS10で力行状態の場合や（NO）、ステップS11で第1式を満たさない場合は（NO）、いずれも三相変調制御を行い〔ステップS16〕、相数切替制御処理をリターンする。三相変調制御は、回転電機40の三相全部でPWM制御を行う。

【0034】

上述した相数切替制御処理が実行されると、出力電圧値Vout（U相電圧Vu, V相電圧Vv, W相電圧Vw）の変化は図4のようになる。図4は、横軸を回転電機40の回転角度eとし、縦軸に出力電圧値Vout, 制御区間, 変調制御を行う相（変調制御相）, 制御する相数（制御相数）をそれぞれ示す。U相電圧Vu, V相電圧Vv, W相電圧Vwはそれぞれ正弦波形であり、位相が120度ずつずれて変化する。

40

【0035】

U相電圧Vu, V相電圧Vv, W相電圧Vwのうちで二相が同電圧になる時期を基準として、1周期（図4の例ではU相電圧Vuの1周期）が6つの制御区間Sy1～Sy6に区画される。制御区間Sy1～Sy6における線間電圧の対象となる相は変化する（表1を参照）。すなわち表1において、上アームのスイッチング素子をオンする相と、下アームのスイッチング素子をオンする相である。言い換えれば、一相変調制御を行わない相の相互間電位差でもある。回転電機40が回生状態であれば、上記式（1）を満たすので、1周期の

50

全部で一相変調制御を行う（図3のステップS14）。

【0036】

上述した実施の形態1によれば、以下に示す各効果を得ることができる。

【0037】

(1) 電力変換システムに含まれる電力変換制御装置50において（図1を参照）、回生状態であり、かつ、回転電機40の線間電圧（Vout）が所定の電圧（Vth）よりも大きい、または回転電機40の回転数（Nrpm）が所定の回転数（Nth）よりも大きい第1制御条件を満たすと（図3のステップS10, S11でYES）、複数相のうち一相のみで変調する一相変調制御を行う構成とした（図3のステップS14を参照）。この構成によれば、第1制御条件を満たすと、回転電機40の回転速度にかかわらず一相のみで変調を行うので、全相（複数相の全部）で変調を行うよりもスイッチング損失を低減することができる。10

【0038】

(4) 電力変換システムは、電力変換制御装置50と、電力変換器20と、電力源Ebの電圧を電力変換器20が必要とする電圧に昇圧するコンバータ10とを有する構成とした（図1を参照）。この構成によれば、回転電機の回転速度にかかわらず、複数相のうち一相のみで変調する一相変調制御を行うので、従来よりもスイッチング損失を低減できる電力変換システムを提供することができる。

【0039】

〔実施の形態2〕

20

実施の形態2は、一定の条件を満たすとコンデンサの容量を変化させるとともに複数相のうち一相のみで変調する一相変調制御を行う例であって、図5と図6を参照しながら説明する。なお、電力変換システムの構成等は実施の形態1と同様であり、図示および説明を簡単にするために実施の形態2では実施の形態1と異なる点について説明する。よって実施の形態1で用いた要素と同一の要素には同一の符号を付して説明を省略する。

【0040】

図5に示す電力変換システムは、図1と比べると次の2点で相違する。第1点は、スイッチング素子Qc, ダイオードDa, コンデンサCcをさらに有する。第2点は、コンデンサC2の+端側をスイッチング素子Qcのドレイン端子に接続し、他端側を電力変換器20の低電位側入力端子（図面下側端子）に接続する。なお、スイッチング素子QcおよびダイオードDaは「切替部」に相当する。30

【0041】

スイッチング素子Qcのソース端子は電力変換器20の高電位側入力端子（図面上側端子）に接続する。スイッチング素子Qcは、電力変換制御装置50から伝達される制御信号Vc*に従ってオン／オフが駆動される。「第2コンデンサ」に相当するコンデンサCcは、電力変換器20の高電位側入力端子と低電位側入力端子との間に接続する。コンデンサCcの静電容量は、コンデンサC2の静電容量の10～0.1%の範囲内となるよう設定する。コンデンサC2の静電容量の1%が望ましい。ダイオードDaは、カソード端子をスイッチング素子Qcのドレイン端子に接続し、アノード端子をスイッチング素子Qcのソース端子に接続する。ダイオードDaもまた上述したダイオードD1～D6やダイオードDa, Dbと同様にフリーホイールダイオードとして機能する。40

【0042】

電力変換制御装置50で実行される相数切替制御処理は実施の形態1と同様であるが（図3を参照）、電力変換器20の入力側に接続されるコンデンサの静電容量を変化させる点が相違する。具体的には、制御信号Vc*に基づくスイッチング素子Qcのオン／オフによって、コンデンサCc（小容量）とコンデンサC2（大容量）とが切り替えられる。すなわち、スイッチング素子QcがオンになるとコンデンサCc, C2が並列接続され、オフになるとコンデンサCcのみが接続される。

【0043】

図3では二点鎖線で示す処理を行う。すなわち第1制御条件を満たせば（ステップS1

50

0, S 1 1 で Y E S)、小容量のコンデンサ C c に切り替えたうえで [ステップ S 1 3]、一相変調制御を行う [ステップ S 1 4]。一方、第 1 制御条件を満たさなければ (ステップ S 1 0, S 1 1 のいずれかで N O)、大容量のコンデンサ C c, C 2 に切り替えたうえで [ステップ S 1 5]、三相変調制御を行う [ステップ S 1 6]。

【0044】

ステップ S 1 4 で一相変調制御が行われると、スイッチング素子 Q c がオフになり、図 6 に示すような 1 / 6 周期の電圧変動がコンデンサ C c の両端に発生する。すなわちコンデンサ C c に印加される電圧値 V H は、次の式 (5) の範囲内で変動する。

【0045】

【数 3】

10

$$\sqrt{3}(\sqrt{2}V_{out}) \geq VH \geq \frac{3\sqrt{2}}{2}V_{out} \cdots (5)$$

【0046】

上述した実施の形態 2 によれば、以下に示す各効果を得ることができる。その他については実施の形態 1 と同様であるので、実施の形態 1 と同様の作用効果が得られる。

【0047】

20

(5) コンバータ 1 0 と電力変換器 2 0 との間に接続され、コンデンサ C 2 (第 1 コンデンサ) と、コンデンサ C 2 よりも静電容量が小さいコンデンサ C c (第 2 コンデンサ) とを有し、第 1 制御条件を満たすとコンデンサ C c に接続するように切り替え、第 1 制御条件を満たさなければコンデンサ C 2 に接続するように切り替えるスイッチング素子 Q c (切替部) を有する構成とした (図 5 を参照)。この構成によれば、第 1 制御条件を満たすか否かでパワーバッファとして使用する静電容量が変化する。第 1 制御条件を満たさなければ回転電機 4 0 に流れる電流 I (各相電流 I u, I v, I w) をより正弦波形に近づけることができ、第 1 制御条件を満たせば回転電機 4 0 で回生される電力を平滑化することができる (図 6 を参照)。

【0048】

30

(6) 切替部は、電力変換制御装置 5 0 から伝達される信号に基づいてオン / オフを制御可能なスイッチング素子 Q c を含む構成とした (図 5 を参照)。この構成によれば、スイッチング素子 Q c によるコンデンサ C 2, C c の切り替えが行えるので、機械的な切り替えよりも大幅に動作不良を無くすことができ、メンテナンスが不要になる。したがって、ランニングコストを大幅に抑えることができる。

【0049】

(7) コンデンサ C c の静電容量は、コンデンサ C 2 の静電容量の 1 0 ~ 0 . 1 % の範囲である構成とした (図 5 を参照)。この構成によれば、コンデンサ C c は静電容量が小さいので、コンデンサ C c による電力変動が小さく抑えられる。

【0050】

40

〔実施の形態 3〕

実施の形態 3 は、電力源と電力変換器とを直接的に接続する例であって、図 7 と図 8 を参照しながら説明する。なお、電力変換システムの構成等は実施の形態 1 と同様であり、図示および説明を簡単にするために実施の形態 3 では実施の形態 1 と異なる点について説明する。また実施の形態 1 で用いた要素と同一の要素には同一の符号を付して説明を省略する。

【0051】

図 7 に示す電力変換システムは、図 1 と比べるとコンバータ 1 0 を無くし、コンバータ 1 0 に制御信号 V conv * を出力するコンバータ制御部 5 1 を無くし、電力変換器 2 0 の入力側に電力源 E b を直接接続する点が相違する。コンバータ 1 0 を無くすと、電圧値 V L

50

と電圧値 V_H が等しくなり ($V_L = V_H$) 、電力変換器 20 は電力源 E_b から供給される電圧の変化の影響を受ける。そこで、電力変換制御装置 50 は図 8 に示す相数切替制御処理を実行する。当該相数切替制御処理は、図 3 に示す同処理に代わる。

【0052】

図 8 に示す相数切替制御処理は、図 3 のステップ S11 に代えて、ステップ S12 を実行する点が相違する。当該ステップ S12 は、図 8 に示すステップ S10 とともに「第 2 制御条件」に相当し、電圧値 V_L と出力電圧値 V_{out} とが第 2 式を満たすか否かを判別する。第 2 式は、例えば下記の式(6)や式(8)が該当する。境界電圧値 V_{fail} は、電力源 E_b に戻す印加する)ことが可能な過電圧値である。境界トルク値 N_{fail} は、回転電機 40 の定格トルクを上回る過トルク値である。

10

【0053】

【数 4】

$$V_{fail} \geq \frac{3\sqrt{2}}{2} V_{out} \geq VL \dots (6)$$

$$\frac{2}{3\sqrt{2}} V_{fail} \geq V_{out} \geq \frac{2}{3\sqrt{2}} VL (= V_{th}) \dots (7)$$

20

$$(N_{th} =) N_{fail} \geq Nr \dots (8)$$

【0054】

式(6)を変形すると式(7)になる。電圧センサ 41 から伝達される相電圧 V (すなわち U 相電圧 V_u , V 相電圧 V_v , W 相電圧 V_w)に基づいて出力電圧値 V_{out} を求め、当該出力電圧値 V_{out} が式(7)を満たすか否かを判別する。式(7)に示す閾値電圧 V_{th} は「所定の電圧」に相当する。出力電圧値 V_{out} に代えて (あるいは加えて)、式(8)に示すように回転トルク値 N_r が境界トルク値 N_{fail} 以下であるか否かを判別してもよい。もし第 2 式を満たせば (YES)、一相変調制御を行い [ステップ S14] 、相数切替制御処理をリターンする。第 2 式を満たさなければ、三相変調制御を行い [ステップ S16] 、相数切替制御処理をリターンする。

30

【0055】

上述した実施の形態 3 によれば、以下に示す各効果を得ることができる。その他については実施の形態 1 と同様であるので、実施の形態 1 と同様の作用効果が得られる。

【0056】

(2) 電力変換器 20 の入力側には電力源 E_b を直接接続する構成とした (図 8 を参照)。この構成によれば、従来よりスイッチング損失を低減しながらも、コンバータ 10 が不要になる分だけコストを低減することができる。

40

【0057】

(3) 電力源 E_b から供給される電圧が許容範囲内の電圧になる。かつ、回転電機 40 のトルクが許容範囲内のトルクになる第 2 制御条件を満たさないと、三相で変調する三相変調制御を行う構成とした (図 8 のステップ S12 , S16 を参照)。この構成によれば、過電圧やトルク変動が大きい場合に適用されて三相変調制御を行うので、複数相電力変換器の作動を安定させることができる。

【0058】

〔他の実施の形態〕

以上では本発明を実施するための形態について実施の形態 1 ~ 3 に従って説明したが、本発明は当該形態に何ら限定されるものではない。言い換えれば、本発明の要旨を逸脱しない範囲内において、種々なる形態で実施することもできる。例えば、次に示す各形態を

50

実現してもよい。

【0059】

上述した実施の形態3の電力変換システムは、コンバータ10を無くし、電力変換器20の入力側に電力源Ebを直接接続する構成とした(図7を参照)。この形態に代えて、電力源Ebと電力変換器20との間にコンデンサCcをさらに備える構成としてもよく、その構成例を図9に示す。図9に示すスイッチング素子Qc, コンデンサCcおよびコンデンサC2は実施の形態2と同様に接続する(図5を参照)。この構成において、電力変換制御装置50で実行する相数切替制御処理は図10のようになる。図10の相数切替制御処理では、図3に示すステップS11と図8に示すステップS12を併せて実行する。この構成例によれば、実施の形態2の作用効果と実施の形態3の作用効果が得られる。

10

【0060】

上述した実施の形態1～3では、回転電機40が回生状態であれば、式(1)で示す第1式を満たし、一相変調制御を行う例を示した(図4を参照)。この形態に代えて(あるいは加えて)、回転電機40における各相の巻線やコイルに印加される相電圧V(すなわちU相電圧Vu, V相電圧Vv, W相電圧Vw)と、三相のうち二相の相電圧が一致する電圧との間に、式3に示す閾値電圧Vthを設定してもよい。この場合における制御相数の変化は図11のようになる。すなわち1周期の間に三相変調制御と一相変調制御が含まれる。一相変調制御が含まれるので、実施の形態1～3と同様の作用効果が得られる。

【0061】

上述した実施の形態2では、切替部としてスイッチング素子Qcを適用した(図5を参照)。この形態に代えて、コンデンサCcとコンデンサC2とを切り替える他の切替部を適用してもよい。電力変換制御装置50から伝達される制御信号Vc*に基づく他の切替部は、例えばトランジスタ、リレー(半導体リレーを含む)、フォトカプラ、トランスなどが該当する。制御信号Vc*に基づかない他の切替部は、例えば式(2)を満たす出力電圧値Voutでツェナー降伏が生じるように設定されたツェナーダイオードなどが該当する。他の切替部を適用する場合でもコンデンサCcとコンデンサC2とを切り替えられるので、実施の形態2と同様の作用効果を得ることができる。

20

【0062】

上述した実施の形態1～3では、三相の電動発電機である回転電機40を適用した(図1, 図5, 図7を参照)。この形態に代えて(あるいは加えて)、三相以外の相数(単相, 二相, 四相以上)からなる電動発電機を適用してもよい。また、複数相の発電機や、複数相の電動機等にも適用してもよい。機器の相違に過ぎないので、実施の形態1～3と同様の作用効果を得ることができる。

30

【0063】

上述した実施の形態1～3では、スイッチング素子Q1～Q6やスイッチング素子Qa～QcとしてIGBTを適用した(図1, 図5, 図7を参照)。この形態に代えて、他のスイッチング素子を適用してもよい。他のスイッチング素子としては、PチャネルMOSFET, JFET, MESFET等のFET、GTO、パワートランジスタなどが該当する。単に構成上の相違に過ぎず機能作用は同等であるので、実施の形態1～3と同等の作用効果を得ることができる。

40

【0064】

上述した実施の形態1～3では、電圧センサ41から伝達される相電圧V(すなわちU相電圧Vu, V相電圧Vv, W相電圧Vw)に基づいて出力電圧値Vout(線間電圧)を求め、当該出力電圧値Voutが式(2)や式(7)等を満たすか否かを判別する構成とした。この形態に代えて、電流センサ30から伝達される電流I(すなわち相電流Iu, Iv, Iw)に基づいて相電圧Vに変換する電圧変換部52(図1, 図5, 図7, 図9に二点鎖線で示す)により、出力電圧値Vout(線間電圧)を求め、当該出力電圧値Voutが式(2)や式(7)等を満たすか否かを判別する構成としてもよい。さらに電圧変換部52に出力電圧値Voutを求める機能を含めてよい。その他、電圧センサ41に出力電圧値Voutを求める機能を含めてよい。さらに回転センサから出力電圧値Voutを求め、式(

50

3) を満たすか否かを判別する構成としても良い。要するに出力電圧値 V_{out} (線間電圧) を取得できれば構成を問わない。これらの構成であっても出力電圧値 V_{out} (線間電圧) が得られるので、実施の形態 1 ~ 3 と同等の作用効果を得ることができる。

【0065】

上述した実施の形態 1 ~ 3 では、回転電機 40 の回転数 N_{rpm} が式 (4) を満たすか否かを判定する構成としても良い。回転数 N_{rpm} の算出にはレゾルバ等の回転センサを用いても良いし、用いなくても良い。回転数 N_{rpm} を算出できれば構成は問わない。また、式 (1) から式 (8) までは等号を含む式で判別する構成としたが、等号を含まない不等号で表す式で判別する構成としてもよい。いずれの構成であっても判別対象や境界値が相違するに過ぎないので、実施の形態 1 ~ 3 と同等の作用効果を得ることができる。10

【符号の説明】

【0066】

E b 電力源

1 0 コンバータ

2 0 電力変換器

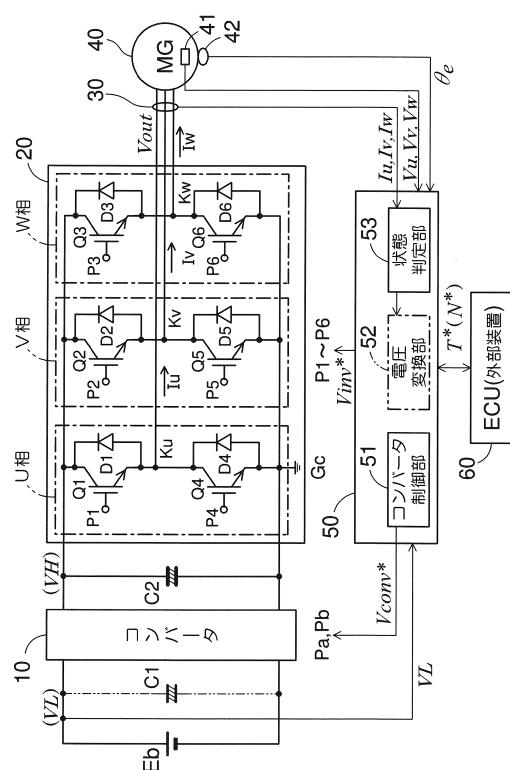
4 0 回転電機

5 0 電力変換制御装置

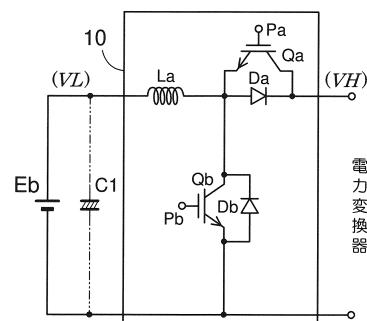
C 2 コンデンサ (第 1 コンデンサ)

C c コンデンサ (第 2 コンデンサ)

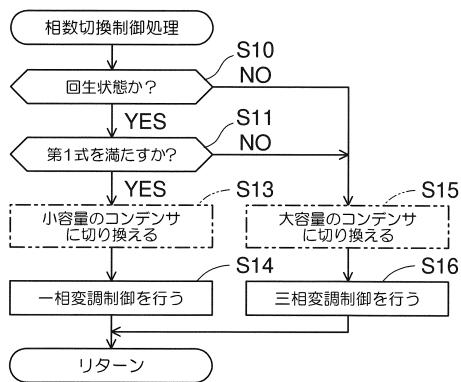
【図 1】



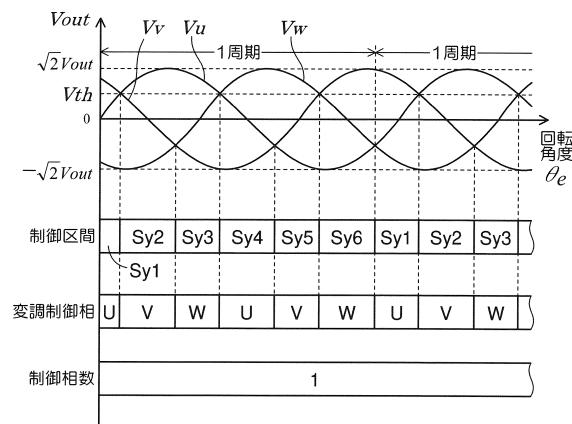
【図 2】



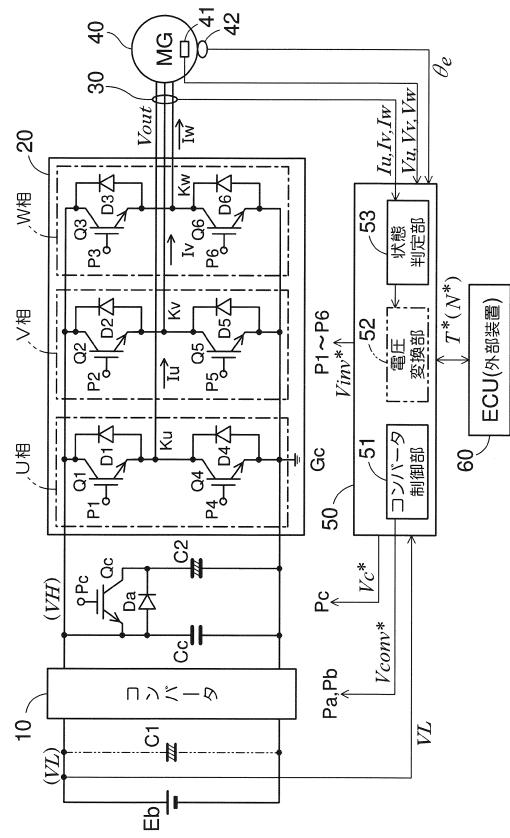
【図 3】



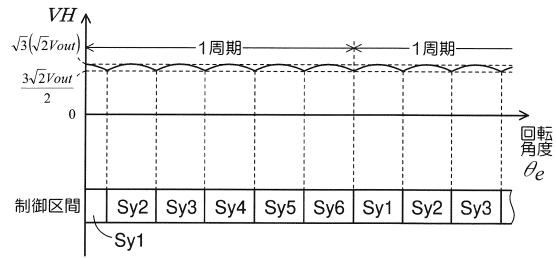
【図4】



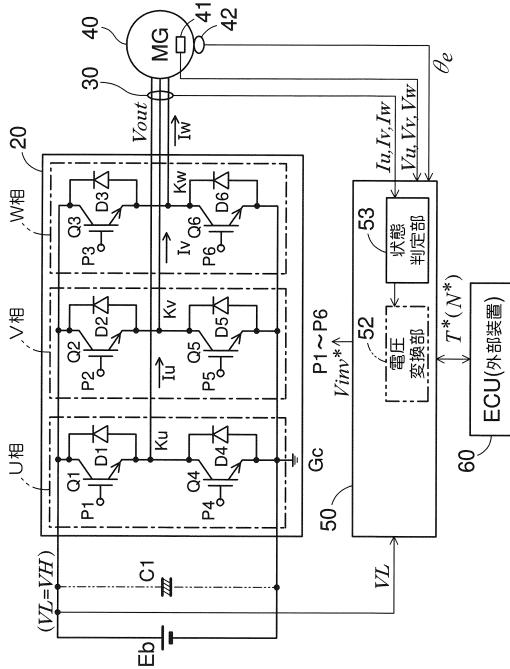
【図5】



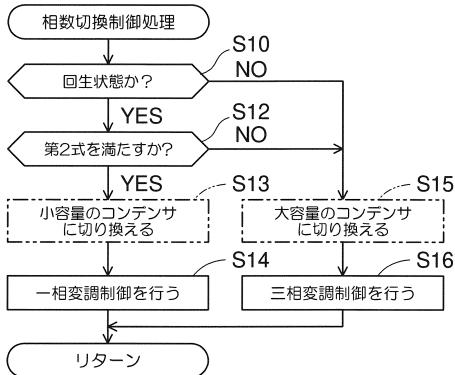
【図6】



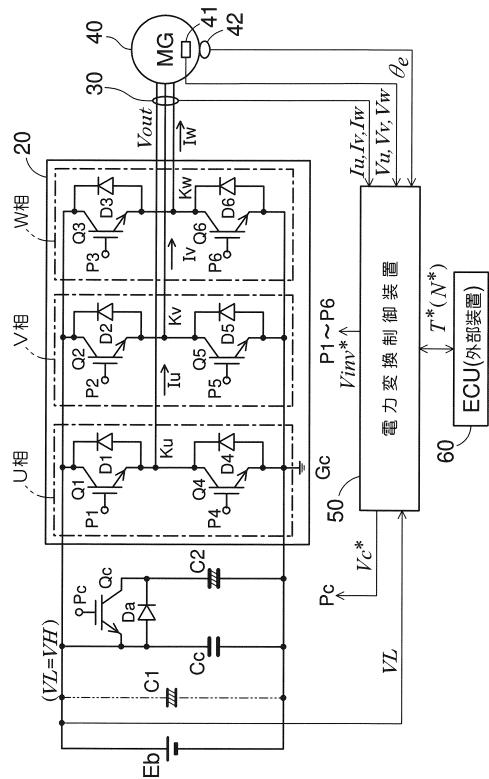
【図7】



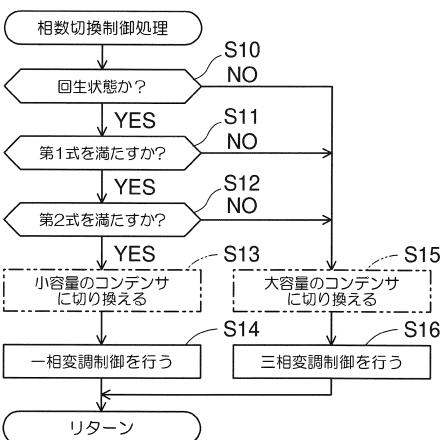
【図 8】



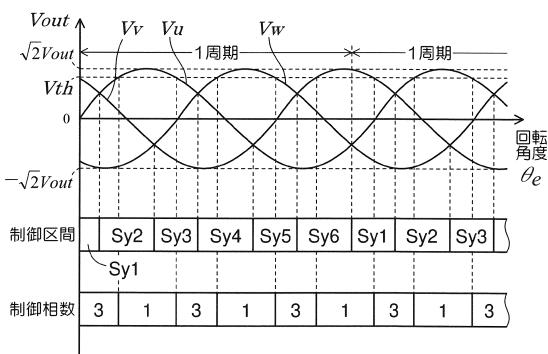
【図 9】



【図 10】



【図 11】



フロントページの続き

(72)発明者 明慶 一賀
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

審査官 宮地 将斗

(56)参考文献 特開2010-17058(JP,A)
特開2010-200412(JP,A)
特開2002-209386(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/48
H02M 3/155
H02M 7/797