

(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2012-178944
(P2012-178944A)

(43) 公開日 平成24年9月13日(2012.9.13)

(51) Int.Cl.			F I			テーマコード (参考)	
HO2M	7/12	(2006.01)	HO2M	7/12	Q	5H006	
HO2M	7/48	(2007.01)	HO2M	7/12	B	5H007	
HO2M	3/155	(2006.01)	HO2M	7/48	F	5H505	
HO2P	27/06	(2006.01)	HO2M	3/155	U	5H730	
			HO2P	7/63	Z		
審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 23 頁)							

(21) 出願番号	特願2011-41391 (P2011-41391)	(71) 出願人	000001889
(22) 出願日	平成23年2月28日 (2011. 2. 28)		三洋電機株式会社
			大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号
		(74) 代理人	100085501
			弁理士 佐野 静夫
		(74) 代理人	100128842
			弁理士 井上 温
		(74) 代理人	100141092
			弁理士 山本 英生
		(72) 発明者	米田 文生
			大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 三洋電機株式会社内
		Fターム(参考)	5H006 AA02 BB01 CA01 CB01 CB08 CC05 DA02 DA04 DB01 DC02 DC05
		最終頁に続く	

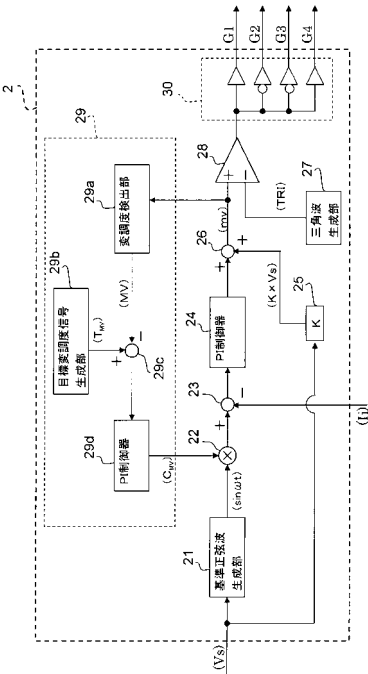
(54) 【発明の名称】 電力変換装置、電力変換システム、およびモータインバータ

(57) 【要約】

【課題】直流出力電圧の検出や推定を実行するための機構や動作を必要とせず、入力される電流波形を歪ませずに、かつ電力変換の効率が十分高くなるように、直流出力電圧の目標値を動的に設定することが容易となる電力変換装置を提供する。

【解決手段】駆動パルス信号に応じてスイッチングを行うスイッチング素子を有し、該スイッチングにより、入力される交流電圧に交流 - 直流変換を行う変換回路と、前記スイッチング素子の操作量を定める操作信号を生成する操作信号生成部と、前記操作信号を信号波としたパルス幅変調を行い、該操作信号に応じた前記駆動パルス信号を生成するパルス信号生成部と、を備え、前記操作信号生成部は、前記パルス幅変調における変調度を検出し、該変調度の検出値に基づいて前記操作信号を生成する電力変換装置とする。

【選択図】 図 2



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

駆動パルス信号に応じてスイッチングを行うスイッチング素子を有し、該スイッチングにより、入力される交流電圧に交流 - 直流変換を行う変換回路と、

前記スイッチング素子の操作量を定める操作信号を生成する操作信号生成部と、

前記操作信号を信号波としたパルス幅変調を行い、該操作信号に応じた前記駆動パルス信号を生成するパルス信号生成部と、を備え、

前記操作信号生成部は、

前記パルス幅変調における変調度を検出し、該変調度の検出値に基づいて前記操作信号を生成することを特徴とする電力変換装置。

10

【請求項 2】

前記変換回路は、

複数の前記スイッチング素子がブリッジ接続されて形成されたブリッジ型変換回路を有し、

前記操作信号生成部は、

入力される交流電流が力率 1 の正弦波に近づくように、前記操作信号を生成する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】

前記操作信号生成部は、

前記変調度の検出値をフィードバックさせ、

20

前記変調度が予め設定されている目標値に近づくように、または、前記変調度が予め設定されている許容範囲に収まるように、前記操作信号を生成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】

前記操作信号生成部は、

前記変調度が 1 に近づくように、前記操作信号を生成することを特徴とする請求項 3 に記載の電力変換装置。

【請求項 5】

前記変換回路は、

前記交流 - 直流変換を行う方向とは逆の方向に、電圧の直流 - 交流変換を行うことを特徴とする請求項 2 から請求項 4 の何れかに記載の電力変換装置。

30

【請求項 6】

請求項 5 に記載の電力変換装置と、

双方向に昇圧または降圧の直流 - 直流変換を行う直流 - 直流変換回路と、を備え、

前記電力変換装置の側に入力される交流電圧に、前記交流 - 直流変換および前記直流 - 直流変換を順に行って得られる直流電圧を、前記直流 - 直流変換回路の側から出力する動作、および、

前記直流 - 直流変換回路の側に入力される直流電圧に、前記直流 - 直流変換および前記直流 - 交流変換を順に行って得られる交流電圧を、前記電力変換装置の側から出力する動作、

40

を行うことを特徴とする電力変換システム。

【請求項 7】

前記電力変換装置の側には配電系統が接続され、前記直流 - 直流変換回路の側には二次電池が接続されることを特徴とする請求項 6 に記載の電力変換システム。

【請求項 8】

請求項 2 から請求項 4 の何れかに記載の電力変換装置と、

前記交流 - 直流変換によって得られた直流電圧が入力され、該直流電圧に直流 - 交流変換を行う直流 - 交流変換回路と、を備え、

前記直流 - 交流変換によって得られた交流電圧を、モータ駆動用の電圧として出力することを特徴とするモータインバータ。

50

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、交流電圧を直流に変換する電力変換装置、ならびに、これを有した電力変換システムおよびモータインバータに関する。

【背景技術】

【0002】

従来、交流電圧を直流に変換する電力変換装置が広く利用されている。また電力変換装置の一種として、交流電源にリアクトルを介してPWMブリッジ型変換回路を接続させる構成の高力率コンバータが知られている。

10

【0003】

この装置の電力変換回路は、例えばIGBT [Insulated Gate Bipolar Transistor] 等のスイッチング素子をブリッジ接続し、各スイッチング素子に逆並列にダイオードを接続することによって構成されている。この種の電力変換回路は、単に交流電圧を直流に変換するだけでなく、通常、入力される交流電流の波形を正弦波に近似させる機能、力率を1に近づける機能、および直流出力電圧を目標値（所望値）に制御する機能を有する。

【0004】

なお直流出力電圧を目標値に制御する手法としては、例えば、直流出力電圧を検出し、この検出結果が目標値に近づくように、各スイッチング素子をフィードバック制御する手法が挙げられる。また特許文献1には、直流出力電圧を検出する代わりに、入力される交流電圧や交流電流に基づいて直流出力電圧を推定するものが開示されている。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特開平7-59354号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

直流出力電圧を目標値に制御する電力変換装置によれば、出来るだけ所望値に近い値の直流出力電圧を得ることが可能である。しかし電力変換装置の主な使用目的が、入力される交流電流の波形を正弦波に近似させたり、力率を1に近づけたりすること等である場合、直流出力電圧の目標値をどのように設定しておくかが問題となる。

30

【0007】

ところで、例えば先述した構成の高力率コンバータでは、主回路自体が昇圧型となっている。そのため、入力される交流電流を完全な正弦波にするためには、直流出力電圧は、少なくとも、入力される交流電圧のピーク値以上の値に制御される必要がある。

【0008】

しかし直流出力電圧の目標値を低く設定し過ぎると、入力される交流電圧の変動などにより、直流出力電圧がこの交流電圧のピーク値より低くなり易くなる。その結果、入力される交流電流のピーク値付近の波形が歪み、高調波電流が増加する。その一方で、直流出力電圧の目標値を高く設定し過ぎると、各スイッチング素子でのスイッチング損失が増大し、電力変換の効率低下を招くことになる。

40

【0009】

そのため、入力される電流波形を歪ませないように直流出力電圧の目標値を設定する手法として、(1)入力される交流電圧のピーク値を検出し、このピーク値に一定のマージンを加えた値を、当該目標値に設定する手法や、(2)電力変換の効率は多少犠牲になるが、入力される交流電圧の変動に比べて十分に高いと考えられる値を、当該目標値として固定的に設定しておく手法、などが挙げられる。

【0010】

しかしこのような手法では、ある程度の幅をもつ動作領域全体において、入力される電

50

流波形を歪ませずに、かつ電力変換の効率が十分高くなるように、直流出力電圧の目標値を動的に設定することは困難である。また直流出力電圧の検出や推定を伴う手法を採用する場合、直流出力電圧の検出や推定を実行するための機構や動作が必要となり、電力変換装置のコスト増大を招く結果となる。

【 0 0 1 1 】

本発明は上述した問題に鑑み、直流出力電圧の検出や推定を実行するための機構や動作を必要とせず、入力される電流波形を歪ませずに、かつ電力変換の効率が十分高くなるように、直流出力電圧の目標値を動的に設定することが容易となる電力変換装置の提供を目的とする。

【課題を解決するための手段】

10

【 0 0 1 2 】

上記目的を達成するため、本発明に係る電力変換装置は、駆動パルス信号に応じてスイッチングを行うスイッチング素子を有し、該スイッチングにより、入力される交流電圧に交流 - 直流変換を行う変換回路と、前記スイッチング素子の操作量を定める操作信号を生成する操作信号生成部と、前記操作信号を信号波としたパルス幅変調を行い、該操作信号に応じた前記駆動パルス信号を生成するパルス信号生成部と、を備え、前記操作信号生成部は、前記パルス幅変調における変調度を検出し、該変調度の検出値に基づいて前記操作信号を生成する構成とする。

【 0 0 1 3 】

本構成によれば、直流出力電圧の検出や推定を実行するための機構や動作を必要とせず、入力される電流波形を歪ませずに、かつ電力変換の効率が十分高くなるように、直流出力電圧の目標値を動的に設定することが容易となる。

20

【 0 0 1 4 】

また上記構成としてより具体的には、前記変換回路は、複数の前記スイッチング素子がブリッジ接続されて形成されたブリッジ型変換回路を有し、前記操作信号生成部は、入力される交流電流が力率 1 の正弦波に近づくように、前記操作信号を生成する構成としてもよい。

【 0 0 1 5 】

また上記構成としてより具体的には、前記操作信号生成部は、前記変調度の検出値をフィードバックさせ、前記変調度が予め設定されている目標値に近づくように、または、前記変調度が予め設定されている許容範囲に収まるように、前記操作信号を生成する構成としてもよい。

30

【 0 0 1 6 】

また上記構成としてより具体的には、前記操作信号生成部は、前記変調度が 1 に近づくように、前記操作信号を生成する構成としてもよい。また上記構成としてより具体的には、前記変換回路は、前記交流 - 直流変換を行う方向とは逆の方向に、電圧の直流 - 交流変換を行う構成としてもよい。

【 0 0 1 7 】

また本発明に係る電力変換システムは、上記構成の電力変換装置と、双方向に昇圧または降圧の直流 - 直流変換を行う直流 - 直流変換回路と、を備え、前記電力変換装置の側に入力される交流電圧に、前記交流 - 直流変換および前記直流 - 直流変換を順に行って得られる直流電圧を、前記直流 - 直流変換回路の側から出力する動作、および、前記直流 - 直流変換回路に入力される直流電圧に、前記直流 - 直流変換および前記直流 - 交流変換を順に行って得られる交流電圧を、前記電力変換装置の側から出力する動作、を行う構成とする。

40

【 0 0 1 8 】

また上記構成において、前記電力変換装置の側には配電系統が接続され、前記直流 - 直流変換回路の側には二次電池が接続される構成としてもよい。本構成によれば、当該電力変換システムを、二次電池用のパワーコンディショナとして用いることが可能となる。

【 0 0 1 9 】

50

また本発明に係るモータインバータは、上記構成に係る電力変換装置と、前記交流 - 直流変換によって得られた直流電圧が入力され、該直流電圧に直流 - 交流変換を行う直流 - 交流変換回路と、を備え、前記直流 - 交流変換によって得られた交流電圧を、モータ駆動用の電圧として出力する構成とする。

【発明の効果】

【0020】

上述した通り、本発明に係る電力変換装置によれば、直流出力電圧の検出や推定を実行するための機構や動作を必要とせず、入力される電流波形を歪ませずに、かつ電力変換の効率が十分高くなるように、直流出力電圧の目標値を動的に設定することが容易となる。また本発明に係る電力変換システムおよびモータインバータによれば、当該電力変換装置の利点を享受することが可能となる。

10

【図面の簡単な説明】

【0021】

【図1】本発明の第1実施形態に係る電力変換装置の構成図である。

【図2】本発明の第1実施形態に係る制御部の構成図である。

【図3】不足変調の場合におけるパルス信号等の模式的なグラフである。

【図4】過変調の場合におけるパルス信号等の模式的なグラフである。

【図5】本発明の第2実施形態に係る電力変換装置の構成図である。

【図6】本発明の第2実施形態に係る制御部の構成図である。

【図7】本発明の第3実施形態に係る双方向パワコンの構成図である。

【図8】本発明の第4実施形態に係る双方向パワコンの構成図である。

【図9】本発明の第5実施形態に係るモータインバータの構成図である。

20

【発明を実施するための形態】

【0022】

本発明の実施形態について、第1実施形態から第5実施形態の各々を例に挙げて、以下に説明する。

【0023】

1. 第1実施形態

[電力変換装置の構成等について]

まず第1実施形態として、単相交流電源に対応した電力変換装置（高力率コンバータ）を挙げて説明する。図1は、当該電力変換装置9の構成図である。本図に示すように電力変換装置9は、主回路1および制御部2を有している。

30

【0024】

主回路1は、ブリッジ型変換回路11、電流電圧検出回路12、リアクトルL1、コンデンサC1、および出力端子T1などを有している。主回路1は、単相交流電源E1が接続されており、単相交流電源E1から交流入力電流I_iおよび交流入力電圧V_sが入力される。

【0025】

ブリッジ型変換回路11は、フルブリッジ接続された各スイッチング素子（Q1～Q4）を有しており、PWMブリッジ型変換回路を形成している。なお本発明の各実施形態では、スイッチング素子はNPN型のIGBTであるとするが、パワーMOSFETといった他種のもので採用されていても構わない。

40

【0026】

各スイッチング素子（Q1～Q4）の接続形態としては、スイッチング素子Q1のエミッタにスイッチング素子Q2のコレクタが接続され、スイッチング素子Q3のエミッタにスイッチング素子Q4のコレクタが接続され、スイッチング素子Q1のコレクタにスイッチング素子Q3のコレクタが接続され、スイッチング素子Q2のエミッタにスイッチング素子Q4のエミッタが接続されている。

【0027】

なお、スイッチング素子Q3とスイッチング素子Q4との接続点は、インダクタL1を

50

介して、単相交流電源 E_1 の正極側に接続され、スイッチング素子 Q_1 とスイッチング素子 Q_2 との接続点は、単相交流電源 E_1 の負極側に接続される。また、ブリッジ型変換回路 11 の上側の出力端（スイッチング素子 Q_1 とスイッチング素子 Q_3 との接続点）は、コンデンサ C_1 の一端および上側の出力端子 T_1 に接続され、ブリッジ型変換回路 11 の下側の出力端（スイッチング素子 Q_2 とスイッチング素子 Q_4 との接続点）は、コンデンサ C_1 の他端および下側の出力端子 T_1 に接続されている。

【0028】

またスイッチング素子（ $Q_1 \sim Q_4$ ）には、それぞれに、ダイオードが逆並列接続されている。また各スイッチング素子（ $Q_1 \sim Q_4$ ）は、自身に対応する駆動パルス信号（ $G_1 \sim G_4$ ）が制御部 2 から入力されるようになっており、入力された駆動パルス信号に応じて導通 / 非導通のスイッチングを行う。

10

【0029】

電流電圧検出回路 12 は、交流入力電流 I_i および交流入力電圧 V_s の波形を検出する。電流電圧検出回路 12 は、検出された交流入力電流 I_i の波形を表す信号（「入力電流信号」と称する）、および検出された交流入力電圧 V_s の波形を表す信号（「入力電圧信号」と称する）を、制御部 2 に出力する。

【0030】

制御部 2 は、主回路 1 側から入力される入力電流信号および入力電圧信号に基づいて、駆動パルス信号（ $G_1 \sim G_4$ ）を生成し、各スイッチング素子（ $Q_1 \sim Q_4$ ）に出力する。

20

【0031】

[制御部の詳細構成等について]

次に、制御部 2 の詳細な構成等について説明する。図 2 は制御部 2 の構成図である。本図に示すように、制御部 2 は、基準正弦波生成部 21、乗算器 22、減算器 23、PI 制御器 24、補償信号生成部 25、加算器 26、三角波生成部 27、PWM コンパレータ 28、変調度制御部 29、およびゲート駆動回路 30などを備えている。

【0032】

基準正弦波生成部 21 は、主回路 1 側から入力された入力電圧信号について、ゼロクロス検出処理（電圧値がゼロとなるタイミングの検出処理）などを実行し、交流入力電圧 V_s と同相である基準正弦波を生成して出力する。

30

【0033】

乗算器 22 は、基準正弦波生成部 21 から出力される基準正弦波に、変調度補正值 C_{MV} （詳しくは後述する）を乗算する処理を施す。当該乗算によって得られる波形の信号は、減算器 23 に出力される。

【0034】

減算器 23 は、主回路 1 側から入力された入力電流信号に基づき、乗算器 22 から出力される信号の波形から交流入力電流 I_i の波形を減算する処理を施す。当該減算によって得られる波形の信号は、PI 制御器 24 に出力される。

【0035】

PI 制御器 24 は、減算器 23 から出力される信号の値がゼロに近づくように出力値を算出し、この出力値を表す信号を加算器 26 に出力する。すなわち PI 制御器 24 は、乗算器 22 から出力される信号の波形と交流入力電流 I_i の波形との偏差が小さくなるように、PI 制御を実行する。これにより、交流入力電流 I_i が、力率 1 の正弦波に近づくように制御されることとなる。

40

【0036】

補償信号生成部 25 は、主回路 1 にて発生する逆起電圧を補償するための、補償信号を生成する。補償信号生成部 25 は、主回路 1 側から入力された入力電流信号に基づいて、交流入力電圧 V_s に所定係数 K を乗じた値の信号を補償信号として生成し、加算器 26 に出力する。

【0037】

50

加算器 26 は、P I 制御器 24 の出力信号の値に、補償信号の値を加算する処理を施す。これにより、逆起電圧を補償するためのフィードフォワード (F F) 制御が実現される。当該加算によって得られる波形の信号は、ブリッジ型変換回路 11 の操作量を定める操作信号 $m v$ として、P W M コンパレータ 28 の非反転入力端子および変調度制御部 29 に出力される。

【0038】

三角波生成部 27 は、周期や振幅が予め定められている基準三角波 $T R I$ の信号を生成し、P W M コンパレータ 28 の反転入力端子に出力する。P W M コンパレータ 28 は、各入力端子に入力される信号の値を比較し、当該比較の結果に応じた信号 (H レベルと L レベルが交互に現れるパルス信号) を生成する。

10

【0039】

すなわち P W M コンパレータ 28 は、操作信号 $m v$ を信号波とし、基準三角波 $T R I$ を搬送波 (キャリア) とする、キャリア変調方式のパルス幅変調 (P W M) を実行する。なお当該パルス幅変調における変調度 $M V$ は、操作信号 $m v$ (信号波) の振幅と基準三角波 $T R I$ (搬送波) の振幅との比で表される。P W M コンパレータ 28 によって生成されたパルス信号は、ゲート駆動回路 30 に出力される。

【0040】

また変調度制御部 29 は、変調度 $M V$ を目標値に近づけるためのフィードバック制御を行うものであり、変調度検出部 29 a、目標変調度信号生成部 29 b、減算器 29 c、および P I 制御器 29 d を備えている。

20

【0041】

変調度検出部 29 a は、入力される操作信号の振幅を検出し、この検出結果 (操作信号の振幅) と基準三角波 $T R I$ の振幅 (予め定められている値) との比である、現時点での変調度 $M V$ を検出する。なお、基準三角波 $T R I$ の振幅が 1 に設定されている場合、検出された操作信号の振幅を変調度とみなすことが出来る。検出された現時点での変調度 $M V$ を表す信号は、減算器 29 c に出力される。

【0042】

目標変調度信号生成部 29 b は、変調度 $M V$ の目標値を表す信号を生成し、減算器 29 c に出力する。なお後述する理由により、変調度 $M V$ は 1 であることが理想であるため、通常、この目標値は 1 に設定されることが好ましい。但し、当該目標値は 1 に限られるものではなく、例えば、変調度 $M V$ が 1 を越えることをより確実に防ぐため、目標値を 1 よりやや小さい値としても構わない。また当該目標値は、常時固定としておいても良く、所定の手段によって更新可能としておいても良い。

30

【0043】

減算器 29 c は、変調度検出部 29 a および目標変調度信号生成部 29 b から入力される信号に基づき、目標変調度から現時点での変調度 $M V$ を減算する処理を施す。当該減算によって得られる値の信号は、P I 制御器 29 d に出力される。

【0044】

P I 制御器 29 d は、減算器 29 c から出力される信号の値がゼロに近づくように先述した変調度補正值 C_{MV} を算出し、この変調度補正值 C_{MV} を表す信号を乗算器 22 に出力する。すなわち P I 制御器 29 d は、目標変調度と現時点での変調度 $M V$ との偏差が小さくなるように、P I 制御を実行する。

40

【0045】

先述した通り、変調度補正值 C_{MV} は、基準正弦波生成部 21 から出力される基準正弦波に乘じられる。これにより変調度 $M V$ は、目標値に近づくようにフィードバック制御されることとなる。

【0046】

ゲート駆動回路 30 は、P W M コンパレータ 28 から入力されるパルス信号に応じて駆動パルス信号 ($G 1 \sim G 4$) を生成し、各スイッチング素子 ($Q 1 \sim Q 4$) に出力する。これにより、各スイッチング素子 ($Q 1 \sim Q 4$) の P W M 制御が実現されることになる。

50

【 0 0 4 7 】

[電力変換回路の動作および変調度について]

電力変換回路 9 は上述した通りの構成となっており、ブリッジ型変換回路 1 1 における各スイッチング素子 ($Q_1 \sim Q_4$) をスイッチングさせることによって、単相交流電源 E_1 から入力される交流入力電圧 V_s を直流電圧に変換し、直流出力電圧 V_o として出力端子 T_1 から出力する。

【 0 0 4 8 】

また上述した通り、制御部 2 は、交流入力電流 I_i が力率 1 の正弦波に近づくように、かつ、変調度 MV が目標値の 1 に近づくように、各スイッチング素子 ($Q_1 \sim Q_4$) の操作量を定める操作信号 m_v を生成する。そして制御部 2 は、操作信号 m_v を信号波とし、基準三角波 TRI を搬送波 (キャリア) とするキャリア変調方式のパルス幅変調を行い、操作信号 m_v に応じた駆動パルス信号 ($G_1 \sim G_4$) を生成し、各スイッチング素子 ($Q_1 \sim Q_4$) を駆動させる。

【 0 0 4 9 】

ここで、制御部 2 が行うパルス幅変換について、変調度 MV が 1 より小さい場合 (不足変調) におけるパルス信号等の模式的なグラフを図 3 に、変調度 MV が 1 より大きい場合 (過変調) に生成されるパルス信号等の模式的なグラフを図 4 に、それぞれ示す。なお変調度 MV (= 操作信号 m_v の振幅 / 基準三角波 TRI の振幅) は、図 3 については 0.7 (= 0.7 / 1.0) となっており、図 4 については 1.2 (= 1.2 / 1.0) となっている。

【 0 0 5 0 】

図 3 に示すように、不足変調である場合は直流出力電圧 V_o が過剰傾向となり、各スイッチング素子 ($Q_1 \sim Q_4$) のスイッチング損失などが増大し、電力変換の効率低下を招くおそれがある。一方、図 4 に示すように、過変調である場合は直流出力電圧 V_o が不足傾向となり、直流出力電圧 V_o が交流入力電圧 V_s のピーク値より低くなると、交流入力電流 I_i のピーク値付近の波形が歪んで高調波電流が増加し易くなってしまふ。

【 0 0 5 1 】

このような理由から、変調度 MV は、出来るだけ 1 に近い状態に維持されることが望ましいといえる。電力変換装置 9 によれば、交流入力電圧 V_s や直流の出力電流が変動しても、常時 1 付近の値となるように変調度 MV が動的に制御される。その結果、直流出力電圧 V_o は、最適な値となるように動的に制御される。

【 0 0 5 2 】

なお電力変換装置 9 は、上述したように変調度 MV を制御するが、出力電圧については、直接制御するようになってはいない。そこで、電力変換装置 9 を用いて負荷への電力供給システムを形成する際には、電力変換装置 9 と負荷との間 (すなわち主回路 1 の後段側) に、電圧調整用の機器 (直流出力電圧 V_o を負荷に適合するように調整する機器) が設けられるようにしても良い。これにより、負荷に適正な入力電圧を供給することが可能でありながら、電力変換装置 9 の特長を活かした電力供給システムが実現される。

【 0 0 5 3 】

2. 第 2 実施形態

次に第 2 実施形態として、三相交流電源に対応した電力変換装置 (高力率コンバータ) を挙げて説明する。図 5 は、当該電力変換装置 9 a の構成図である。本図に示すように電力変換装置 9 a は、主回路 3 および制御部 4 を有している。

【 0 0 5 4 】

主回路 3 は、ブリッジ型変換回路 3 1、電流電圧検出回路 3 2、リアクトル ($L_1 \sim L_3$)、コンデンサ C_1 、および出力端子 T_1 などを有している。主回路 3 は三相交流電源 E_2 が接続されており、三相交流電源 E_2 から、三相 (U 相、 V 相、および W 相) の交流入力電流 (I_u 、 I_v 、 I_w) および交流入力電圧 (V_u 、 V_v 、 V_w) が入力される。なお添字の u 、 v 、および w は、それぞれ、 U 相、 V 相、および W 相であることを表す。

【 0 0 5 5 】

10

20

30

40

50

ブリッジ型変換回路 31 は、フルブリッジ接続された各スイッチング素子 ($Q1 \sim Q6$) を有しており、PWMブリッジ型変換回路を形成している。

【0056】

各スイッチング素子 ($Q1 \sim Q6$) の接続形態としては、スイッチング素子 $Q1$ のエミッタにスイッチング素子 $Q2$ のコレクタが接続され、スイッチング素子 $Q3$ のエミッタにスイッチング素子 $Q4$ のコレクタが接続され、スイッチング素子 $Q5$ のエミッタにスイッチング素子 $Q6$ のコレクタが接続されている。またスイッチング素子 $Q1$ 、 $Q3$ 、および $Q5$ の各コレクタが互いに接続され、スイッチング素子 $Q2$ 、 $Q4$ 、および $Q6$ の各エミッタが互いに接続されている。

【0057】

なお、スイッチング素子 $Q1$ とスイッチング素子 $Q2$ との接続点は、インダクタ $L1$ を介して、三相交流電源 $E2$ の U 相電源ラインに接続され、スイッチング素子 $Q3$ とスイッチング素子 $Q4$ との接続点は、インダクタ $L2$ を介して、三相交流電源 $E2$ の V 相電源ラインに接続され、スイッチング素子 $Q5$ とスイッチング素子 $Q6$ との接続点は、インダクタ $L3$ を介して、三相交流電源 $E2$ の W 相電源ラインに接続される。また、ブリッジ型変換回路 31 の上側の出力端 (スイッチング素子 $Q1$ 、 $Q3$ 、および $Q5$ の接続点) は、コンデンサ $C1$ の一端および上側の出力端子 $T1$ に接続され、ブリッジ型変換回路 31 の下側の出力端 (スイッチング素子 $Q2$ 、 $Q4$ 、および $Q6$ の接続点) は、コンデンサ $C1$ の他端および下側の出力端子 $T1$ に接続されている。

【0058】

またスイッチング素子 ($Q1 \sim Q6$) には、それぞれに、ダイオードが逆並列接続されている。また各スイッチング素子 ($Q1 \sim Q6$) は、自身に対応する駆動パルス信号 ($G1 \sim G6$) が制御部 4 から入力されるようになっており、駆動パルス信号に応じて導通 / 非導通のスイッチングを行う。

【0059】

電流電圧検出回路 32 は、各相の交流入力電流 (I_u 、 I_v 、 I_w) および交流入力電圧 (V_u 、 V_v 、 V_w) の波形を検出する。電流電圧検出回路 12 は、検出された各相の交流入力電流の波形、および検出された各交流入力電圧の波形を、制御部 4 に出力する。

【0060】

制御部 4 は、主回路 2 側から入力される入力電流信号および入力電圧信号に基づいて、駆動パルス信号 ($G1 \sim G6$) を生成し、各スイッチング素子 ($Q1 \sim Q6$) に出力する。

【0061】

[制御部の詳細構成等について]

次に、制御部 4 の詳細な構成等について説明する。図 6 は制御部 4 の構成図である。本図に示すように、制御部 4 は、電流値に対応した座標変換部 41、減算器 (42a、42b)、PI 制御器 (43a、43b)、電圧値に対応した座標変換部 44、補償処理部 (45a、45b)、加算器 (46a、46b)、逆座標変換部 47、三角波生成部 28、PWMパルス生成部 49、変調度制御部 50、およびゲート駆動回路 51などを備えている。

【0062】

座標変換部 41 は、主回路 3 側から入力された各相の交流入力電流の波形に座標変換 (三相二相変換と回転座標変換を含む) を施し、交流入力電流の d 軸成分 (有効電流成分) の信号 I_d 、および q 軸成分 (無効電流成分) の信号 I_q を生成する。信号 I_d は加算器 42a へ、 I_q の信号は加算器 42b へ、それぞれ出力される。

【0063】

減算器 42a は、変調度補正值 C_{MV} (詳しくは後述する) から信号 I_d の値を減算する処理を行う。当該減算によって得られる値の信号は、PI 減算器 43a に出力される。また減算器 42b は、ゼロの電流値 ($0A$) から信号 I_q の値を減算する処理を行う。当該減算によって得られる値の信号は、PI 減算器 43b に出力される。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 4 】

P I 制御器 4 3 a は、減算器 4 2 a から出力される信号の値がゼロに近づくように出力値を算出し、この出力値を表す信号を加算器 4 6 a に出力する。すなわち P I 制御器 4 3 a は、変調度補正值 C_{MV} と信号 I d の値との偏差が小さくなるように、P I 制御を実行する。このようにして、有効電流成分の振幅の制御が行われる。

【 0 0 6 5 】

P I 制御器 4 3 b は、減算器 4 2 b から出力される信号の値がゼロに近づくように出力値を算出し、この出力値を表す信号を加算器 4 6 b に出力する。すなわち P I 制御器 4 3 b は、信号 I q の値がゼロに近づくように、P I 制御を実行する。このように、力率 1 が保たれるように無効電流成分の振幅はゼロに近づくよう調整され、交流入力電流が力率 1 の正弦波に近づくように制御される。

10

【 0 0 6 6 】

座標変換部 4 4 は、主回路 3 側から入力された各相の交流入力電圧の波形に座標変換を施し、交流入力電圧の d 軸成分の信号 V d、および q 軸成分の信号 V q を生成する。信号 V d は補償処理部 4 5 a へ、信号 V q は補償処理部 4 5 b へ、それぞれ出力される。

【 0 0 6 7 】

補償信号生成部 (4 5 a、4 5 b) は、主回路 3 にて発生する逆起電圧を補償するための、補償信号を生成する。より具体的には、補償処理部 4 5 a は、信号 V d の値に所定係数 K 1 を乗じた値の信号を補償信号として生成し、加算器 4 6 a に出力する。また補償信号生成部 4 5 b は、信号 V q の値に所定係数 K 2 を乗じた値の信号を補償信号として生成し、加算器 4 6 b に出力する。

20

【 0 0 6 8 】

加算器 4 6 a は、P I 制御器 4 3 a の出力値に、補償処理部 4 5 a が出力する補償信号の値を加算する処理を行う。当該加算によって得られる値の信号は、調整後の有効電流成分の振幅に応じた信号 (コンバータの振幅 m d) として、逆座標変換部 4 7 および変調度制御部 5 0 に出力される。

【 0 0 6 9 】

加算器 4 6 b は、P I 制御器 4 3 b の出力値に、補償処理部 4 5 b が出力する補償信号の値を加算する処理を行う。当該加算によって得られる値の信号は、調整後の無効電流成分の振幅に応じた信号として、逆座標変換部 4 7 に出力される。これらの加算処理により、逆起電圧を補償するためのフィードフォワード (F F) 制御が実現される。

30

【 0 0 7 0 】

逆座標変換部 4 7 は、加算器 4 6 a からの入力信号 (d 軸の値) および加算器 4 6 b からの入力信号 (q 軸の値) に、逆座標変換 (座標変換部 4 1 が行う座標変換の逆の処理) を施す。当該逆座標変換により、ブリッジ型変換回路 1 1 の操作量を定める操作信号として、U 相に対応した操作信号 m u、V 相に対応した操作信号 m v、および W 相に対応した操作信号 m w が生成される。これらの操作信号は、P W M パルス生成部 4 9 に出力される。

【 0 0 7 1 】

三角波生成部 4 8 は、周期や振幅が予め定められている基準三角波 T R I の信号を生成し、P W M パルス生成部 4 9 に出力する。P W M パルス生成部 4 9 は、U 相、V 相、および W 相の各々について、操作信号と基準三角波 T R I との値を比較し、当該比較の結果に応じた信号 (H レベルと L レベルが交互に現れるパルス信号) を生成する。

40

【 0 0 7 2 】

すなわち P W M パルス生成部 4 9 は、各相の操作信号を信号波とし、基準三角波 T R I を搬送波 (キャリア) とする、キャリア変調方式のパルス幅変調 (P W M) を実行する。なお当該パルス幅変調における変調度 M D は、操作信号 (信号波) の振幅と基準三角波 T R I (搬送波) の振幅との比で表される。P W M パルス生成部 4 9 によって生成された各パルス信号は、ゲート駆動回路 5 1 に出力される。

【 0 0 7 3 】

50

また変調度制御部 50 は、変調度 MD を目標値に近づけるためのフィードバック制御を行うものであり、変調度検出部 50 a、目標変調度信号生成部 50 b、減算器 50 c、および P I 制御器 50 d を備えている。

【0074】

変調度検出部 29 a は、加算器 46 a から入力される信号の値について、基準三角波 TRI の振幅（予め定められている値）で除することによるスケール換算を行う。なお、加算器 46 a から入力される信号の値は操作信号の振幅を表しているため、当該スケール換算によって、現時点での変調度 MD が検出されることになる。また、基準三角波 TRI の振幅が 1 に設定されている場合、加算器 46 a から入力される信号の値を変調度とみなすことが出来る。検出された現時点での変調度 MD を表す信号は、減算器 50 c に出力される。

10

【0075】

目標変調度信号生成部 50 b は、変調度 MD の目標値を表す信号を生成し、減算器 50 c に出力する。なお第 1 実施形態の場合と同様に、変調度 MD は 1 であることが理想であるため、通常、この目標値は 1 に設定されることが好ましい。但し、当該目標値は 1 に限られるものではなく、例えば、変調度 MV が 1 を越えることをより確実に防ぐため、目標値を 1 よりやや小さい値としても構わない。また当該目標値は、常時固定としておいても良く、所定の手段によって更新可能としておいても良い。

【0076】

減算器 50 c は、変調度検出部 50 a および目標変調度信号生成部 50 b から入力される信号に基づき、目標変調度から現時点での変調度 MD を減算する処理を行う。当該減算によって得られる値の信号は、P I 制御器 50 d に出力される。

20

【0077】

P I 制御器 50 d は、減算器 50 c から出力される信号の値がゼロに近づくように先述した変調度補正值 C_{MV} を算出し、この変調度補正值 C_{MV} を表す信号を減算器 42 a に出力する。すなわち P I 制御器 50 d は、目標変調度と現時点での変調度 MD との偏差が小さくなるように、P I 制御を実行する。

【0078】

先述した通り、変調度補正值 C_{MV} から信号 Id の値が減算された値の信号は、P I 減算器 43 a に出力される。これにより変調度 MD は、目標値に近づくようにフィードバック制御されることとなる。

30

【0079】

ゲート駆動回路 30 は、PWM コンパレータ 28 から入力されるパルス信号に応じて駆動パルス信号（G1 ~ G4）を生成し、各スイッチング素子（Q1 ~ Q4）に出力する。これにより、各スイッチング素子（Q1 ~ Q4）の PWM 制御が実現されることになる。

【0080】

[電力変換回路の動作について]

電力変換回路 9 a は上述した通りの構成となっており、ブリッジ型変換回路 31 における各スイッチング素子（Q1 ~ Q6）をスイッチングさせることによって、三相交流電源 E2 から入力される交流入力電圧を直流電圧に変換し、直流出力電圧 Vo として出力端子 T1 から出力する。

40

【0081】

また上述した通り、制御部 4 は、交流入力電流が力率 1 の正弦波に近づくように、かつ、変調度 MD が目標値の 1 に近づくように、各スイッチング素子（Q1 ~ Q6）の操作量を定める操作信号（mu、mv、mw）を生成する。そして制御部 4 は、各操作信号（mu、mv、mw）を信号波とし、基準三角波 TRI を搬送波（キャリア）とするキャリア変調方式のパルス幅変調を行い、これらの操作信号に応じた駆動パルス信号（G1 ~ G6）を生成し、各スイッチング素子（Q1 ~ Q6）を駆動させる。

【0082】

電力変換装置 9 a によれば、第 1 実施形態に係る電力変換装置 9 の場合と同様に、交流

50

入力電圧や直流の出力電流が変動しても、常時 1 付近の値となるように変調度 $M D$ が動的に制御される。その結果、直流出力電圧 V_o は、最適な値となるように動的に制御される。

【0083】

なお電力変換装置 9 a は、上述したように変調度 $M D$ を制御するが、出力電圧については、直接制御するようになってはいない。そこで、電力変換装置 9 a を用いて負荷への電力供給システムを形成する際には、電力変換装置 9 a と負荷との間（すなわち主回路 3 の後段側）に、電圧調整用の機器（直流出力電圧 V_o を負荷に適合するように調整する機器）が設けられるようにしても良い。これにより、負荷に適正な入力電圧を供給することが可能でありながら、電力変換装置 9 a の特長を活かした電力供給システムが実現される。

10

【0084】

3. 第 3 実施形態

先述の通り、第 1 実施形態として、単相交流電源に対応した電力変換装置 9（高力率コンバータ）についての説明を行った。電力変換装置 9 の構成形態については、各種用途の機器に利用することが可能である。このような構成形態が利用された機器として、二次電池用の双方向パワコン〔パワーコンディショナ〕（電力変換システムの一形態）を例に挙げ、第 3 実施形態として以下に説明する。

【0085】

図 7 は、当該双方向パワコン 10 の構成図である。本図に示すように双方向パワコン 10 は、主回路 1 a および制御部 2 を有している。

20

【0086】

主回路 1 a は、ブリッジ型変換回路 1 1、電流電圧検出回路 1 2、リアクトル（ L_1 、 L_2 、 L_4 ）、コンデンサ（ C_1 、 C_2 ）、および双方向チョッパ回路 5 などを有している。なお、ブリッジ型変換回路 1 1、および電流電圧検出回路 1 2 の構成については、第 1 実施形態のものと同等であるため説明を省略する。また制御部 2 は、第 1 実施形態と同等の機能に加え、交流 - 直流変換を行う方向とは逆方向へ電圧の直流 - 交流変換が行われるように、駆動パルス信号（ $G_1 \sim G_4$ ）を出力する機能をも有している。

【0087】

主回路 1 a は、単相の交流電力を供給する配電系統 E_3 および二次電池 BAT が接続されており、双方向への電力伝送（二次電池 BAT の充電と放電）が可能となっている。主回路 1 a には、配電系統 E_3 からは交流電力（交流入力電流 I_i および交流入力電圧 V_s ）が入力され、二次電池 BAT からは直流電力が入力される。

30

【0088】

双方向チョッパ回路 5 は、スイッチング素子（ Q_7 、 Q_8 ）、リアクトル L_4 、およびコンデンサ C_3 を有している。スイッチング素子 Q_7 のエミッタはスイッチング素子 Q_8 のコレクタとリアクトル L_4 の一端に接続されている。スイッチング素子 Q_7 のコレクタは、ブリッジ型変換回路 1 1 の上側の出力端、およびコンデンサ C_1 の一端に接続されている。スイッチング素子 Q_8 のエミッタは、ブリッジ型変換回路 1 1 の下側の出力端、コンデンサ C_1 の他端、および二次電池 BAT の負極側に接続されている。またリアクトル L_4 の他端は、二次電池 BAT の正極側に接続されている。またコンデンサ C_3 の両端は、それぞれ二次電池 BAT の正極側と負極側に接続されている。

40

【0089】

双方向チョッパ回路 5 は、不図示の制御装置からパルス信号が入力され、これに応じて各スイッチング素子（ Q_7 、 Q_8 ）はスイッチングを行うようになっている。双方向チョッパ回路 5 は、ブリッジ型変換回路 1 1 側から二次電池 BAT 側への方向、および二次電池 BAT 側からブリッジ型変換回路 1 1 側への方向の何れにも（つまり双方向に）、直流電圧の変換（直流 - 直流変換）を行う機能を有している。なお双方向チョッパ回路 5 による電圧の変換は、昇圧および降圧の何れとしておいても構わない。

【0090】

またスイッチング素子 Q_3 とスイッチング素子 Q_4 との接続点は、インダクタ L_1 を介

50

して、配電系統 E 3 の正側に接続され、スイッチング素子 Q 1 とスイッチング素子 Q 2 との接続点は、配電系統 E 3 の負側に接続されている。またコンデンサ C 2 の両端は、それぞれ配電系統 E 3 の正極側と負極側に接続されている。

【0091】

双方向パワコン 10 は二次電池 B A T の充電を行う際、配電系統 E 3 から入力された交流電圧（交流入力電圧 V_s ）に対して、ブリッジ型変換回路 11 による交流 - 直流変換および双方向チョッパ回路 5 による直流 - 直流変換が順に行われるように、各スイッチング素子（Q 1 ~ Q 4、O 7、Q 8）を制御する。そして双方向パワコン 10 は、これらの変換動作により得られた直流電圧を、二次電池 B A T に出力する。

【0092】

また双方向パワコン 10 は二次電池 B A T の放電を行う際、二次電池 B A T から入力された直流電圧に対して、双方向チョッパ回路 5 による直流 - 直流変換およびブリッジ型変換回路 11 による直流 - 交流変換が順に行われるように、各スイッチング素子（Q 1 ~ Q 4、O 7、Q 8）を制御する。そして双方向パワコン 10 は、これらの変換動作により得られた交流電圧を、配電系統 E 3 に出力する。

【0093】

本実施形態では、主回路 1 a はブリッジ型変換回路 11 と双方向チョッパ回路 5 の二段構成となっているが、二次電池 B A T の充電時におけるブリッジ型変換回路 11 の制御手順については、第 1 実施形態の場合と同様である。そのため本実施形態の双方向パワコン 10 においても、第 1 実施形態の場合と同様の原理により、制御部 2 が行うパルス幅変調の変調度 M V は、常時 1 付近の値となるように動的に制御される。

【0094】

なお本実施形態の双方向パワコン 10 は、第 1 実施形態のものとほぼ同等の構成形態の電力変換装置（但し、交流 - 直流変換を行う方向とは逆の方向に、電圧の直流 - 交流変換をも行うようにしたもの）と、双方向チョッパ回路 5 とを備え、電力変換装置の側には配電系統 E 3 が、双方向チョッパ回路 5 の側には二次電池 B A T が、それぞれ接続されるようにしたものと見ることが出来る。

【0095】

このように見れば、双方向パワコン 10 は、電力変換装置の側に入力される交流電圧に、交流 - 直流変換および直流 - 直流変換を順に行って得られる直流電圧を、双方向チョッパ回路 5 の側から出力する動作、および、双方向チョッパ回路 5 の側に入力される直流電圧に、直流 - 直流変換および直流 - 交流変換を順に行って得られる交流電圧を、電力変換装置の側から出力する動作、を行うものと言える。

【0096】

4. 第 4 実施形態

先述の通り、第 2 実施形態として、三相交流電源に対応した電力変換装置 9 a（高力率コンバータ）についての説明を行った。電力変換装置 9 a の構成形態については、各種用途の機器に利用することが可能である。このような構成形態が利用された機器として、二次電池用の双方向パワコン（電力変換システムの一形態）を例に挙げ、第 4 実施形態として以下に説明する。

【0097】

図 8 は、当該双方向パワコン 10 a の構成図である。本図に示すように双方向パワコン 10 a は、主回路 2 a および制御部 4 を有している。

【0098】

主回路 2 a は、ブリッジ型変換回路 3 1、電流電圧検出回路 3 2、リアクトル（L 1 ~ L 4）、コンデンサ C 1、および双方向チョッパ回路 5 などを有している。なお、ブリッジ型変換回路 3 1、および電流電圧検出回路 3 2 の構成については、第 1 実施形態のものと同等であり、双方向チョッパ回路 5 の構成については第 3 実施形態のものと同等であるため、それぞれの説明を省略する。また制御部 4 は、第 2 実施形態と同等の機能に加え、交流 - 直流変換を行う方向とは逆方向へ電圧の直流 - 交流変換が行われるように、駆動パ

10

20

30

40

50

ルス信号 (G 1 ~ G 6) を出力する機能をも有している。

【 0 0 9 9 】

主回路 2 a は、三相の交流電力を供給する配電系統 E 4 および二次電池 B A T が接続されており、双方向への電力伝送 (二次電池 B A T の充電と放電) が可能となっている。主回路 2 a には、配電系統 E 4 からは交流電力 (各相の交流入力電流 (I u 、 I v 、 I w) および交流入力電圧 (V u 、 V v 、 V w)) が入力され、二次電池 B A T からは直流電力が入力される。

【 0 1 0 0 】

また、スイッチング素子 Q 1 とスイッチング素子 Q 2 との接続点は、インダクタ L 1 を介して、配電系統 E 4 の U 相電源ラインに接続され、スイッチング素子 Q 3 とスイッチング素子 Q 4 との接続点は、インダクタ L 2 を介して、配電系統 E 4 の V 相電源ラインに接続され、スイッチング素子 Q 5 とスイッチング素子 Q 6 との接続点は、インダクタ L 3 を介して、配電系統 E 4 の W 相電源ラインに接続されている。

【 0 1 0 1 】

双方向パワコン 1 0 a は二次電池 B A T の充電を行う際、配電系統 E 4 から入力された交流電圧に対して、ブリッジ型変換回路 3 1 による交流 - 直流変換および双方向チョッパ回路 5 による直流 - 直流変換が順に行われるように、各スイッチング素子 (Q 1 ~ Q 8) を制御する。そして双方向パワコン 1 0 a は、これらの変換動作により得られた直流電圧を、二次電池 B A T に出力する。

【 0 1 0 2 】

また双方向パワコン 1 0 a は二次電池 B A T の放電を行う際、二次電池 B A T から入力された直流電圧に対して、双方向チョッパ回路 5 による直流 - 直流変換およびブリッジ型変換回路 3 1 による直流 - 交流変換が順に行われるように、各スイッチング素子 (Q 1 ~ Q 8) を制御する。そして双方向パワコン 1 0 a は、これらの変換動作により得られた交流電圧を、配電系統 E 4 に出力する。

【 0 1 0 3 】

本実施形態では、主回路 2 a はブリッジ型変換回路 3 1 と双方向チョッパ回路 5 の二段構成となっているが、二次電池 B A T の充電時におけるブリッジ型変換回路 3 1 の制御手順については、第 2 実施形態の場合と同様である。そのため本実施形態の双方向パワコン 1 0 a においても、第 2 実施形態の場合と同様の原理により、制御部 4 が行うパルス幅変調の変調度 M D は、常時 1 付近の値となるように動的に制御される。

【 0 1 0 4 】

なお本実施形態の双方向パワコン 1 0 a は、第 2 実施形態のものとほぼ同等の構成形態の電力変換装置 (但し、交流 - 直流変換を行う方向とは逆の方向に、電圧の直流 - 交流変換をも行うようにしたもの) と、双方向チョッパ回路 5 とを備え、電力変換装置の側には配電系統 E 4 が、双方向チョッパ回路 5 の側には二次電池 B A T が、それぞれ接続されるようにしたものを見ることが出来る。

【 0 1 0 5 】

このように見れば、双方向パワコン 1 0 a は、電力変換装置の側に入力される交流電圧に、交流 - 直流変換および直流 - 直流変換を順に行って得られる直流電圧を、双方向チョッパ回路 5 の側から出力する動作、および、双方向チョッパ回路 5 の側に入力される直流電圧に、直流 - 直流変換および直流 - 交流変換を順に行って得られる交流電圧を、電力変換装置の側から出力する動作、を行うものと言える。

【 0 1 0 6 】

5 . 第 5 実施形態

次に、第 1 実施形態に係る電力変換装置 9 を力率改善 (power factor correction : PFC) のための部品として適用した、モータインバータについて説明する。図 9 は、当該モータインバータ 6 の構成図である。本図に示すようにモータインバータ 6 は、電力変換装置 9 および直流 - 交流変換回路 7 を有している。モータインバータ 6 は、単相の交流電力を供給する単相交流電源 E 1 が入力側に、交流電力によって駆動するモータ 8 が出力側に、

10

20

30

40

50

それぞれ接続された形態で用いられる。

【0107】

モータインバータ6は、単相交流電源E1から入力される交流電圧を、電力変換装置9によって直流電圧に変換した後、更に直流-交流変換装置7によって交流電圧に変換した上でモータ8に出力し、モータ8を駆動させる。ここで電力変換装置9は、高力率コンバータとしての機能を有しているため、力率を改善させる役割を果たすことになる。

【0108】

このようにモータインバータ6は、電力変換装置9と、交流-直流変換によって得られた直流電圧が入力され、この直流電圧に直流-交流変換を行う直流-交流変換回路7と、を備えており、この直流-交流変換によって得られた交流電圧を、モータ駆動用の電圧として出力するものとなっている。なお力率改善用の部品として、電力変換装置9の代わりに、第2実施形態に係る電力変換装置9aを適用することも可能である。この場合モータインバータ6は、三相の交流電源に対応するものとなる。

【0109】

6. その他

以上までに説明した通り、本実施形態に係る電力変換装置は、駆動パルス信号に応じてスイッチングを行うスイッチング素子を有し、該スイッチングにより、入力される交流電圧に交流-直流変換を行う主回路と、前記スイッチング素子の操作量を定める操作信号を生成する機能部（操作信号生成部）と、前記操作信号を信号波としたパルス幅変調を行い、該操作信号に応じた前記駆動パルス信号を生成する機能部（パルス信号生成部）と、を備えている。

【0110】

そして操作信号生成部は、このパルス幅変調における変調度を検出し、この変調度の検出値に基づいて前記操作信号を生成するようになっている。そのため各実施形態に係る電力変換装置によれば、直流出力電圧の検出や推定を実行するための機構（直流電圧検出器など）や動作を必要とせず、入力される電流波形を歪ませずに、かつ電力変換の効率が十分高くなるように、直流出力電圧の目標値を動的に設定することが容易となっている。また、検出回路の誤差や主回路の素子のバラツキに依存せず、かつ、交流入力電圧の変動や電力変換装置の負荷変動にも動的に追従可能な出力電圧のより適切な制御が可能となり、従来のものより高調波入力電流が少なく、より効率的で、小型化や低コスト化が達成された電力変換装置が実現できる。

【0111】

以上、本発明の実施形態について説明したが、本発明はこの内容に限定されるものではない。本発明はその主旨を逸脱しない限り、種々の変形を加えた形態で実施され得る。

【0112】

例えば先に説明した各実施形態では、操作信号生成部は、変調度の検出値をフィードバックさせ、変調度が予め設定されている目標値に近づくように、操作信号を生成するようになっている。この点、操作信号の生成に当該検出値を反映させるための形態や、当該検出値のフィードバックの具体的形態などについては、本発明の主旨を逸脱しない限り、他の形態が採用されても構わない。また、変調度が予め設定されている目標値に近づくようにする代わりに、変調度が予め設定されている許容範囲に収まるように、操作信号を生成する形態が採用されても構わない。

【産業上の利用可能性】

【0113】

本発明は、交流電圧を直流電圧に変換する電力変換装置に利用することができる。

【符号の説明】

【0114】

- 1、1a、3、3a 主回路
- 2、4 制御部
- 5 双方向チョッパ回路（直流-直流変換回路）

10

20

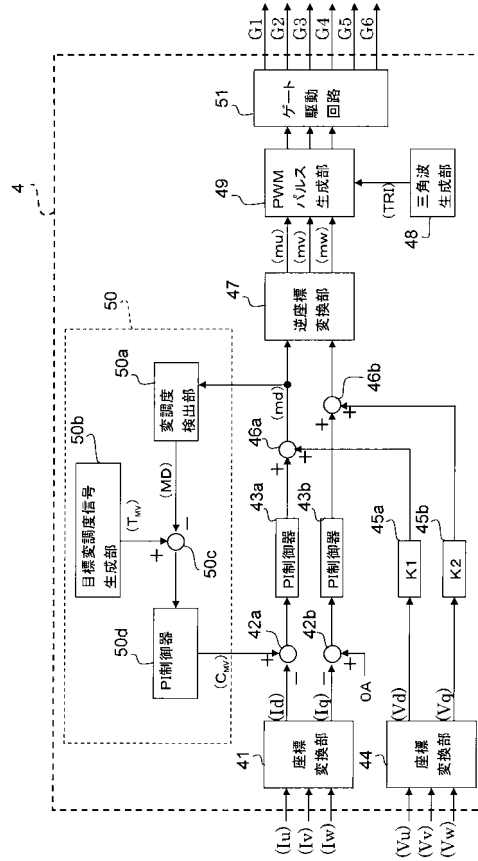
30

40

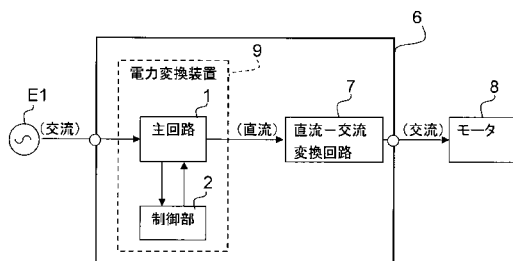
50

6	モータインバータ	
7	直流 - 交流変換回路	
8	モータ	
9、9 a、	電力変換装置	
10、10 a	双方向パワコン（電力変換システム）	
11、31	ブリッジ型変換回路	
12、32	電流電圧検出回路	
21	基準正弦波生成部	
22	乗算器	
23	減算器	10
24	P I 制御器	
25	補償信号生成部	
26	加算器	
27	三角波生成部	
28	P W M コンパレータ	
29	変調度制御部	
29 a	変調度検出部	
29 b	目標変調度信号生成部	
29 c	減算器	
29 d	P I 制御器	20
30	ゲート駆動回路	
41	座標変換部	
42 a、42 b	減算器	
43 a、43 b	P I 制御器	
44	座標変換部	
45 a、45 b	補償処理部	
46 a、46 b	加算器	
47	逆座標変換部	
48	三角波生成部	
49	P W M パルス生成部	30
50	変調度制御部	
50 a	変調度検出部	
50 b	目標変調度信号生成部	
50 c	減算器	
50 d	P I 制御器	
51	ゲート駆動回路	
B A T	二次電池	
C 1 ~ C 3	コンデンサ	
E	交流電源	
E 1	単相交流電源	40
E 2	三相交流電源	
E 3	配電系統（単相）	
E 4	配電系統（三相）	
L 1 ~ L 4	リアクトル	
Q 1 ~ Q 8	スイッチング素子	
T 1	出力端子	

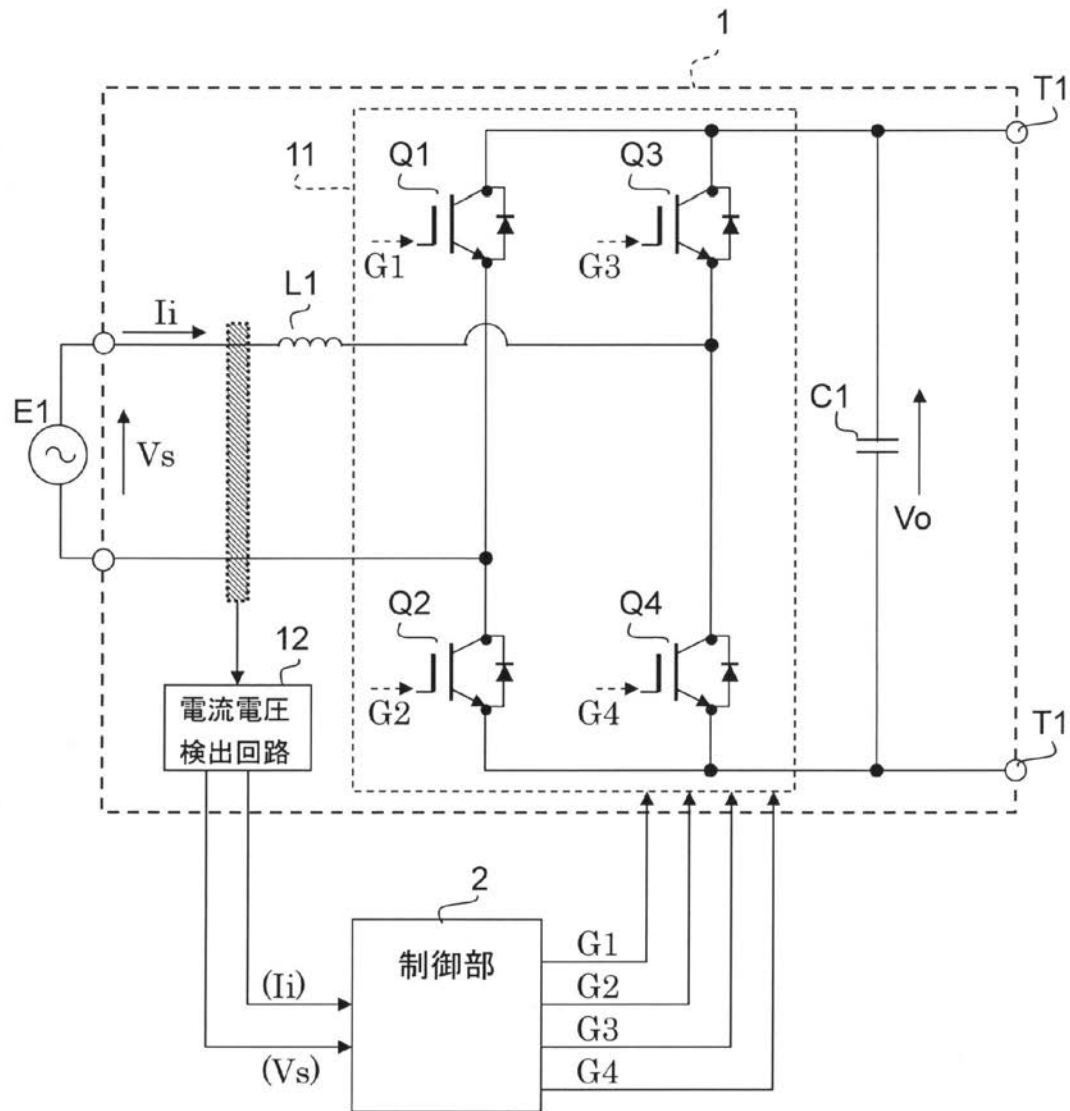
【 図 6 】



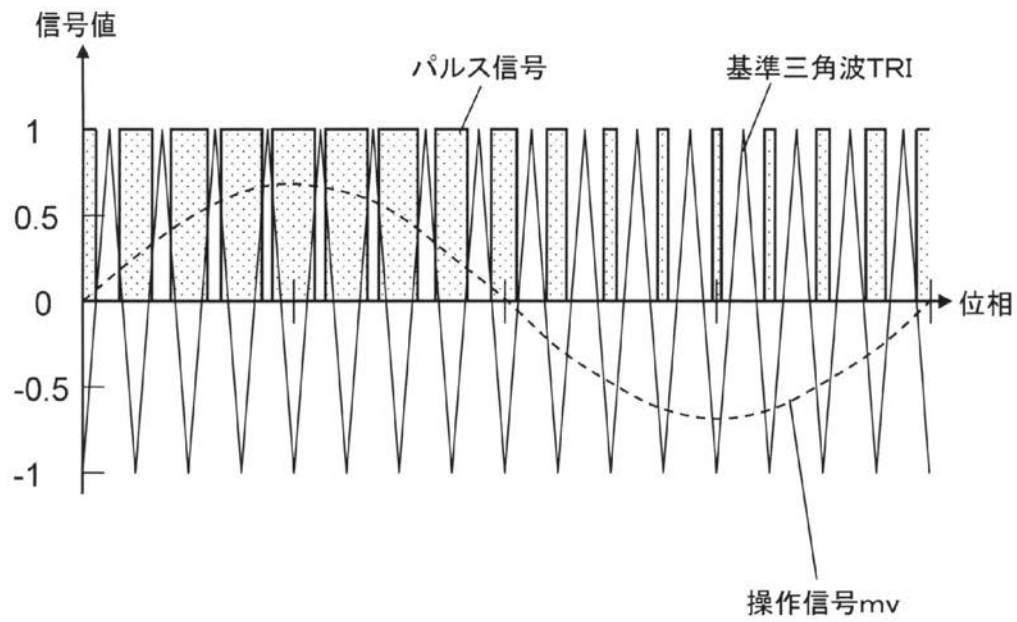
【 図 9 】



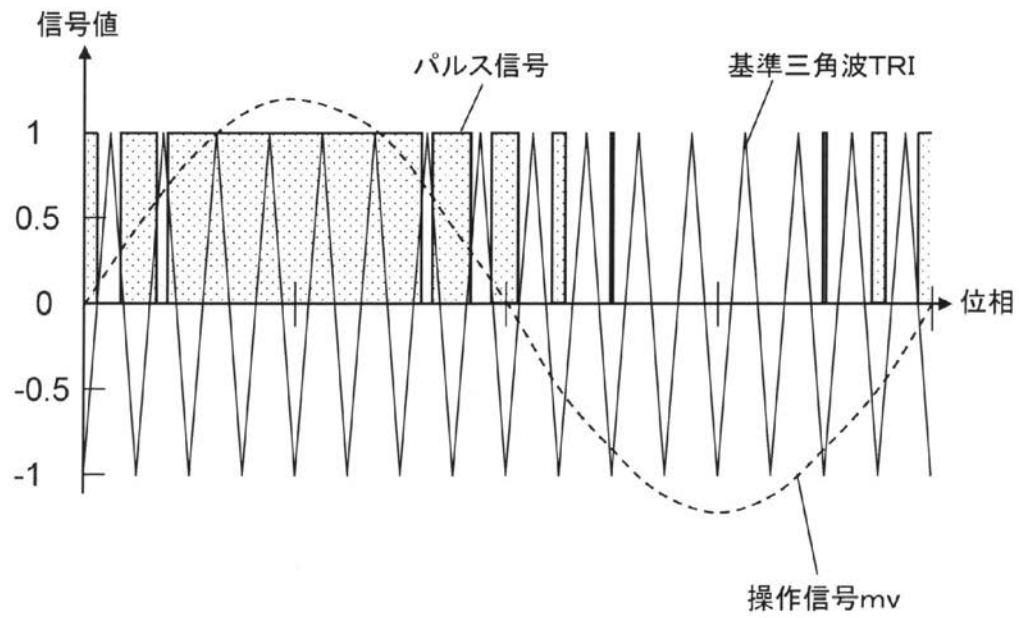
【図 1】

9

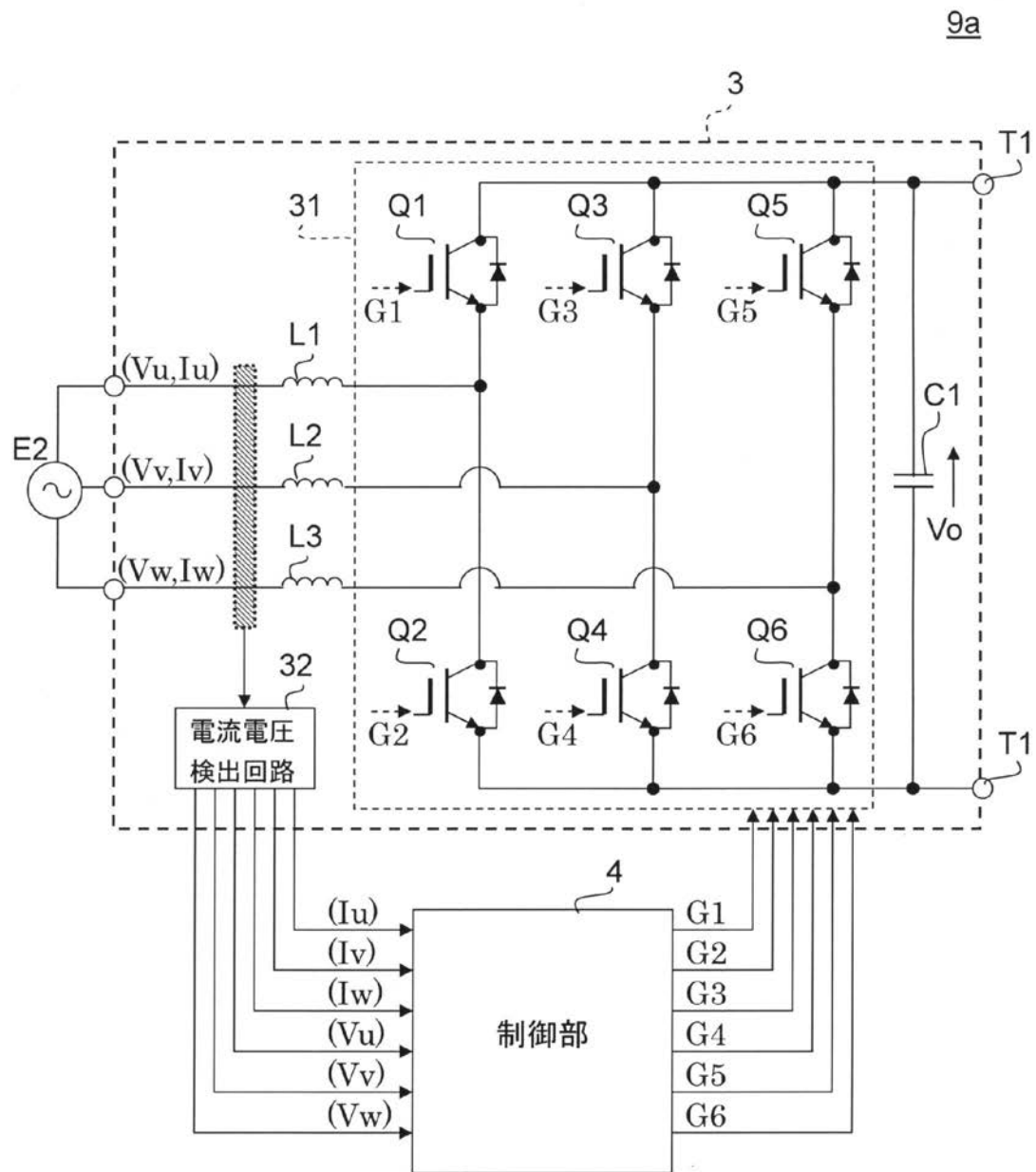
【図 3】



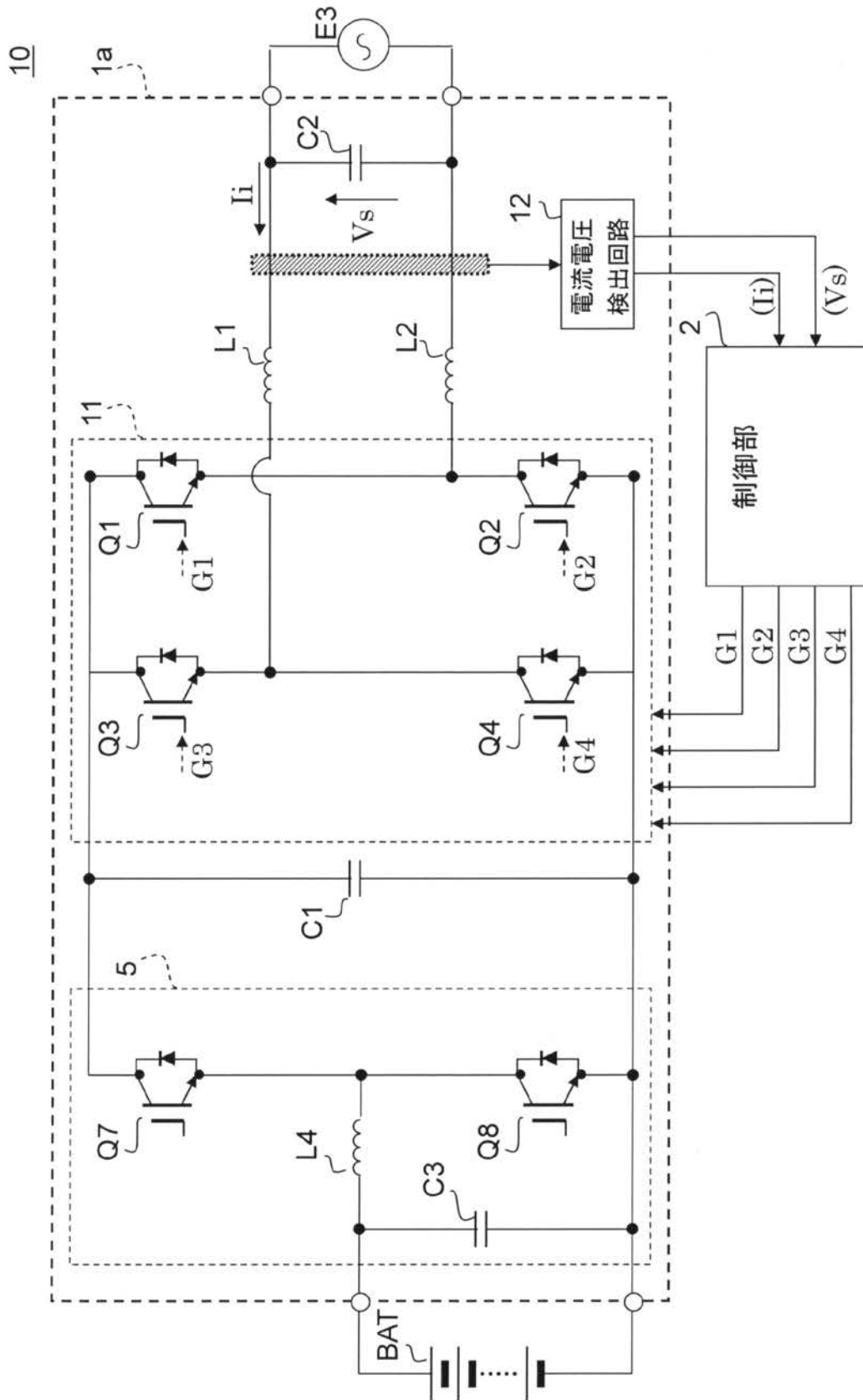
【図 4】



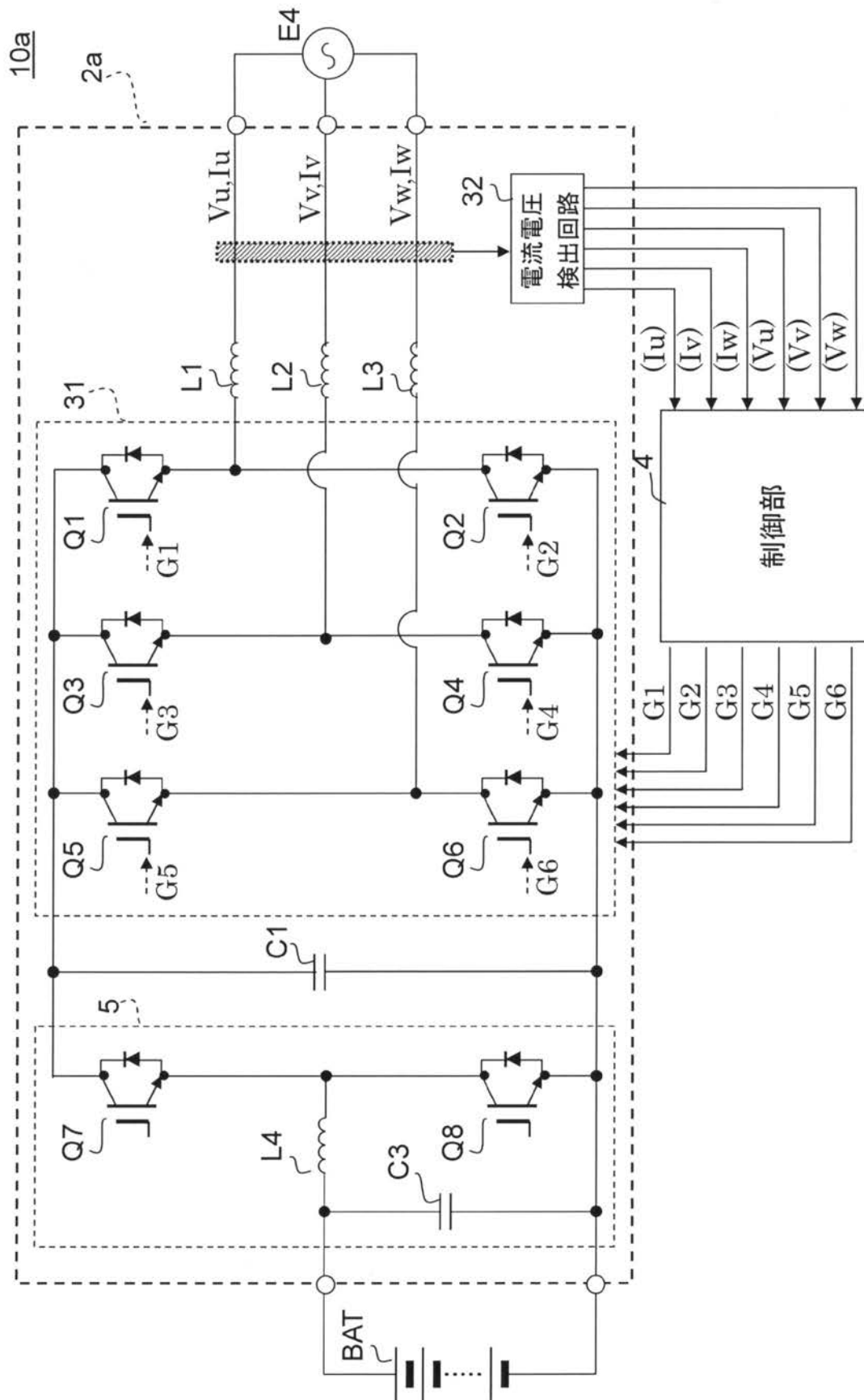
【図 5】



【図 7】



【図 8】



フロントページの続き

F ターム(参考) 5H007 BB06 CA01 CB05 CC12 CC23 DA05 DA06 DB01 DC02 DC05
EA02
5H505 BB02 CC05 DD03 EE49 HA10 HB01 LL22 LL24
5H730 AS04 AS05 AS08 BB13 BB14 BB86 CC02 DD02 EE13