

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7114968号
(P7114968)

(45)発行日 令和4年8月9日(2022.8.9)

(24)登録日 令和4年8月1日(2022.8.1)

(51)国際特許分類	F I
H 0 2 P 27/06 (2006.01)	H 0 2 P 27/06
H 0 2 M 7/49 (2007.01)	H 0 2 M 7/49
H 0 2 M 7/48 (2007.01)	H 0 2 M 7/48 E
	H 0 2 M 7/48 S

請求項の数 1 (全18頁)

(21)出願番号	特願2018-54563(P2018-54563)	(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
(22)出願日	平成30年3月22日(2018.3.22)	(74)代理人	110003214 特許業務法人服部国際特許事務所
(65)公開番号	特開2019-170016(P2019-170016 A)	(74)代理人	100093779 弁理士 服部 雅紀
(43)公開日	令和1年10月3日(2019.10.3)	(72)発明者	岡 晴香 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式 会社デンソー内
審査請求日	令和3年1月20日(2021.1.20)	(72)発明者	小俣 隆士 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	中村 誠 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自 最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電動機駆動装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

2つの電源が個別に接続される2台のインバータを用いて、端点同士がオープンである2相以上の巻線(81、82、83)を有する電動機(80)の駆動を制御する電動機駆動装置であって、

第1電源(11)から直流電力が入力され、前記巻線の各相に対応して設けられる複数の第1スイッチング素子(61~66)を有し、前記巻線の一端に接続される第1インバータ(60)と、

第2電源(12)から直流電力が入力され、前記巻線の各相に対応して設けられる複数の第2スイッチング素子(71~76)を有し、前記巻線の他端に接続される第2インバータ(70)と、

トルク指令に基づき、前記第1インバータへの出力電圧指令である第1電圧指令を生成する第1インバータ制御回路(201)、及び、前記第2インバータへの出力電圧指令である第2電圧指令を生成する第2インバータ制御回路(202)、の2つのインバータ制御回路を有する制御部(200)と、

を備え、

いずれか一方の前記インバータ制御回路は、目標電力指令にしたがって、前記2つの電源から前記2台のインバータへ供給される電力の分配を制御する電力制御部(40)を有する電力管理回路として設定され、他方の前記インバータ制御回路は、前記電力制御部を有しない電力非管理回路として設定され、

前記電力管理回路はフィードフォワード制御により d q 軸電圧指令を生成し、前記電力非管理回路はフィードバック制御により d q 軸電圧指令を生成し、

前記電力管理回路の前記電力制御部は、各前記インバータ制御回路の d q 軸電圧指令に基づき、前記電力管理回路のみの d q 軸電圧指令を調整し、

前記目標電力指令として、前記 2 台のインバータに対する合計の目標電力量 (A + B) 及び前記電力非管理回路側のインバータに対する目標電力量 (A) が指令され、

前記電力制御部は、前記目標電力量の急変の影響を抑えるようにフィルタ処理し、
前記 2 台のインバータに対するフィルタ処理後の合計の目標電力量を前記 2 台のインバータへの合成電圧指令の電圧振幅 (V a m p) で除して電力定数 (k) を算出し、
前記電力非管理回路側のインバータに対するフィルタ処理後の目標電力量を前記電力定数で除した値を、前記 2 台のインバータへの合成電圧指令の電圧振幅から減じて、前記電力管理回路側のインバータに対する電圧指令の電圧振幅 (V a m p 2 #) を算出し、前記電力管理回路の d q 軸電圧指令を調整する電動機駆動装置。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【 0 0 0 1 】

本発明は、2 台のインバータで電動機を駆動する電動機駆動装置に関する。

【背景技術】

【 0 0 0 2 】

従来、交流電動機のオープン巻線の両端にそれぞれ接続された 2 台のインバータの出力により交流電動機を駆動する技術が知られている。例えば特許文献 1 に開示されたインバータ装置は、2 電源 2 インバータの電気回路構成において、互いに逆極性となる第 1 のインバータの出力と第 2 のインバータの出力とを合成する。

20

【 0 0 0 3 】

また、従来、2 つの直流電源の一方から他方へ電力を移動させる技術が知られている。例えば特許文献 2 に開示された電力変換装置は、2 電源及び単一インバータの電気回路構成において、インバータの共通の下アームに対し、一方の電源である燃料電池に接続された上アームと、他方の電源である二次電池に接続された上アームとが並列に接続されている。燃料電池及び二次電池から供給される電力は、分配目標値にしたがって制御される。

【先行技術文献】

【特許文献】

【 0 0 0 4 】

【文献】特許第 3 3 5 2 1 8 2 号公報
特開 2 0 0 7 - 1 4 1 8 5 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 5 】

特許文献 1 には、2 電源 2 インバータの電気回路構成での基本的な制御概念が記載されているに過ぎず、2 つの電源間の電力移送や分配に関する言及は一切無い。

【 0 0 0 6 】

特許文献 2 には、一方の電源から他方の電源に電力移送する技術が開示されているが、例えばハイブリッド車両の主機モータ駆動装置に適用された場合、走行中にモータ力行、回生電力に対する各インバータの分担電力量を変えることについては言及されていない。特許文献 2 の技術は一方向の充放電制御が前提となっており、車両走行中の SOC 枯渇や電池劣化を防ぐことは困難である。また、その充放電を実現するには、トルクや回転数に加え、電力を考慮した d q 軸電流指令や補正 d q 軸電圧指令等、多くのパラメータが必要であるため、制御の複雑化を招き、安定してモータを駆動できないシーンが発生するおそれがある。

40

【 0 0 0 7 】

本発明は上述の課題に鑑みて創作されたものであり、その目的は、2 電源 2 インバータ

50

の構成において、2つの電源から2台のインバータへ供給される電力の分配を適切に制御する電動機駆動装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0008】

本発明による電動機駆動装置は、2つの電源が個別に接続される2台のインバータを用いて、端点同士がオープンである2相以上の巻線(81、82、83)を有する電動機(80)の駆動を制御する。この電動機駆動装置は、第1インバータ(60)と、第2インバータ(70)と、制御部(200)と、を備える。

【0009】

第1インバータは、第1電源(11)から直流電力が入力され、巻線の各相に対応して設けられる複数の第1スイッチング素子(61~66)を有し、巻線の一端に接続される。第2インバータは、第2電源(12)から直流電力が入力され、巻線の各相に対応して設けられる複数の第2スイッチング素子(71~76)を有し、巻線の他端に接続される。

10

【0010】

制御部は、トルク指令に基づき、第1インバータへの出力電圧指令である第1電圧指令を生成する第1インバータ制御回路(201)、及び、第2インバータへの出力電圧指令である第2電圧指令を生成する第2インバータ制御回路(202)、の2つのインバータ制御回路を有する。

【0011】

いずれか一方のインバータ制御回路は、目標電力指令にしたがって、2つの電源から2台のインバータへ供給される電力の分配を制御する電力制御部(40)を有する電力管理回路として設定され、他方のインバータ制御回路が電力制御部を有しない電力非管理回路として設定される。本発明では、2電源の電力分配量を管理し2電源間の電力を調整することで、電源のSOCや電圧値を管理可能とする。したがって、一方の電源のSOC枯渇や電池劣化を適切に防止することができる。

20

【0012】

電力管理回路はフィードフォワード制御によりd q軸電圧指令を生成し、電力非管理回路はフィードバック制御によりd q軸電圧指令を生成する。電力管理回路の電力制御部は、各インバータ制御回路のd q軸電圧指令に基づき、電力管理回路のみのd q軸電圧指令を調整する。

30

【0013】

電力制御部は、電力管理回路側インバータの分担電力量が目標電力指令となるように、フィードフォワード制御側の電圧指令を調整する。電力管理回路側インバータの電力量が目標電力指令に近づくと、その変化に応じて、電力非管理回路は、実トルクがトルク指令に追従するように電圧指令をフィードバック制御する。その結果、電力非管理回路側インバータの電力量も所望の値となり、目標の電力分配が実現される。

【0014】

本発明では、目標電力指令として、電力管理回路側のインバータに対する目標電力量、又は、2台のインバータに対する合計の目標電力量及び電力非管理回路側のインバータに対する目標電力量が指令される。電力制御部は、目標電力量の急変の影響を抑えるようにフィルタ処理する。電力制御部は、2台のインバータに対するフィルタ処理後の合計の目標電力量を2台のインバータへの合成電圧指令の電圧振幅(Vamp)で除して電力定数(k)を算出し、電力非管理回路側のインバータに対するフィルタ処理後の目標電力量を電力定数で除した値を、2台のインバータへの合成電圧指令の電圧振幅から減じて、電力管理回路側のインバータに対する電圧指令の電圧振幅(Vamp2#)を算出する。こうして電力制御部は、電力管理回路のd q軸電圧指令を調整する。

40

なお、参考態様では、目標電力指令として、2台のインバータに対する目標電力分配比率が指令されてもよい。その場合、電力制御部は、目標電力分配比率の急変の影響を抑えるようにフィルタ処理し、フィルタ処理後の目標電力分配比率に応じて、電力管理回路のd q軸電圧指令を調整する。

50

【図面の簡単な説明】

【0015】

【図1】各実施形態の電動機駆動装置が適用されるシステムの全体構成図。

【図2】各実施形態の制御部の概略構成図。

【図3】電力制御部を除く制御部の構成を示す詳細ブロック図。

【図4】電力制御部の信号入出力を記した概略ブロック図。

【図5】電力制御部の信号入出力を記した詳細ブロック図。

【図6】電力制御部による電力分配処理のフローチャート。

【図7】電力制御部による電力分配の基本理論を説明する図。

【図8】第1実施形態の電力制御部のブロック図。

10

【図9】第2実施形態の電力制御部のブロック図。

【図10】第3実施形態の電力制御部のブロック図。

【発明を実施するための形態】

【0016】

以下、電動機駆動装置の複数の実施形態を図面に基づいて説明する。複数の実施形態において、実質的に同一の構成には同一の符号を付して説明を省略する。また、第1～第3実施形態を包括して「本実施形態」という。本実施形態の電動機駆動装置は、ハイブリッド自動車や電気自動車の動力源であるモータジェネレータ（以下、「MG」）を駆動するシステムにおいて、3相交流電動機であるMGの駆動を制御する装置である。実施形態中の「MG」及び「MG制御装置」は、「電動機」及び「電動機駆動装置」に相当する。

20

【0017】

図1に、「2電源2インバータ」、すなわち、2つの電源11、12及び2台のインバータ60、70が用いられるシステムの全体構成を示す。MG80は、U相巻線81、V相巻線82及びW相巻線83を有する永久磁石同期型の3相交流電動機である。ハイブリッド車両に適用される場合、MG80は、駆動輪を駆動するためのトルクを発生する電動機としての機能、及び、エンジンや駆動輪から伝わる車両の運動エネルギーにより駆動されて発電可能な発電機としての機能を有する。

【0018】

本実施形態のMG80は、3相巻線81、82、83の端点同士が結合されていないオープン巻線の構成である。第1インバータ60の各相出力端子は、3相巻線81、82、83の一端811、821、831に接続されており、第2インバータ70の各相出力端子は、3相巻線81、82、83の他端812、822、832に接続されている。回転角センサ85は、レゾルバ等により構成され、MG80の機械角 m を検出する。機械角 m は、制御部200の電気角演算部87で電気角 e に換算される。

30

【0019】

第1電源11及び第2電源12は、互いに絶縁された独立した2つの電源であり、それぞれがニッケル水素、リチウムイオン等の二次電池や電気二重層キャパシタ等の充放電可能な蓄電装置である。例えば第1電源11に出力型のリチウムイオン電池を用い、第2電源12に容量型のリチウムイオン電池を用いるというような構成であってもよい。2台のインバータ60、70は、2つの電源11、12から個別に直流電力が入力される。第1電源11は、第1インバータ60を経由してMG80と電力を授受可能であり、第2電源12は、第2インバータ70を経由してMG80と電力を授受可能である。

40

【0020】

MG80は、第1インバータ60を経由して第1電源11から電力が供給され、第2インバータ70を経由して第2電源12から電力が供給される。3相巻線81、82、83の第1インバータ60側には、U相電圧 V_{U1} 、V相電圧 V_{V1} 、W相電圧 V_{W1} が印加される。3相巻線81、82、83の第2インバータ70側には、U相電圧 V_{U2} 、V相電圧 V_{V2} 、W相電圧 V_{W2} が印加される。

【0021】

例えば第1インバータ60からMG80への電力経路に、3相巻線81、82、83に

50

通電される相電流を検出する電流センサ 84 が設けられる。図 1 の例では、V 相電流 I_v 及び W 相電流 I_w が検出されるが、どの 2 相又は 3 相の電流が検出されてもよい。また、電流センサ 84 は、第 2 インバータ 70 から MG 80 への電力経路に設けられてもよく、第 1 インバータ 60 及び第 2 インバータ 70 の両方の経路に設けられてもよい。

【0022】

第 1 コンデンサ 16 は、高電位側配線 P1 と低電位側配線 N1 との間に接続され、第 2 コンデンサ 17 は、高電位側配線 P2 と低電位側配線 N2 との間に接続される。第 1 電圧センサ 18 は、第 1 電源 11 から第 1 インバータ 60 に入力される入力電圧 V_{H1} を検出する。第 2 電圧センサ 19 は、第 2 電源 12 から第 2 インバータ 70 に入力される入力電圧 V_{H2} を検出する。

10

【0023】

MG 制御装置 100 は、第 1 インバータ 60、第 2 インバータ 70、制御部 200 及びドライブ回路 67、77 を備える。第 1 インバータ 60 は、巻線 81、82、83 の各相に対応して設けられ、ブリッジ接続される 6 つの第 1 スwitching 素子 61 ~ 66 を有する。Switching 素子 61、62、63 は、それぞれ U 相、V 相、W 相の上アームの Switching 素子であり、Switching 素子 64、65、66 は、それぞれ U 相、V 相、W 相の下アームの Switching 素子である。第 2 インバータ 70 は、巻線 81、82、83 の各相に対応して設けられ、ブリッジ接続される 6 つの第 2 スwitching 素子 71 ~ 76 を有する。Switching 素子 71、72、73 は、それぞれ U 相、V 相、W 相の上アームの Switching 素子であり、Switching 素子 74、75、76 は、それぞれ U 相、V 相、W 相の下アームの Switching 素子である。

20

【0024】

各 Switching 素子 61 ~ 66、71 ~ 76 は、例えば IGBT で構成され、低電位側から高電位側へ向かう電流を許容する還流ダイオードが並列に接続されている。高電位側配線 P1、P2 と低電位側配線 N1、N2 との短絡を防止するため、各相の上アーム素子と下アーム素子とは、同時にオンせず、相補的にオンオフするように、すなわち、一方がオンのとき他方がオフするように制御される。

【0025】

制御部 200 は、マイコン等により構成され、図示しない CPU、ROM、I/O、及び、これらの構成を接続するバスライン等を備えている。制御部 200 は、ROM 等の実体的なメモリ装置（すなわち、読み出し可能非一時的有形記録媒体）に予め記憶されたプログラムを CPU で実行することによるソフトウェア処理や、専用の電子回路によるハードウェア処理による制御を実行する。

30

【0026】

制御部 200 は、トルク指令 t_{rq}^* 及び検出値の情報に基づき、第 1 インバータ 60 への出力電圧指令である第 1 電圧指令を生成する第 1 インバータ制御回路 201、及び、第 2 インバータへの出力電圧指令である第 2 電圧指令を生成する第 2 インバータ制御回路 202 を有する。各インバータ制御回路 201、202 には、電気角 e 、入力電圧 V_{H1} 、 V_{H2} 等の情報が入力される。後述のように本実施形態では、相電流 I_v 、 I_w は、少なくとも第 1 インバータ制御回路 201 にフィードバックされる。第 1 ドライブ回路 67 は、第 1 インバータ制御回路 201 が生成した第 1 電圧指令に基づくゲート信号を第 1 インバータ 60 へ出力する。第 2 ドライブ回路 77 は、第 2 インバータ制御回路 202 が生成した第 2 電圧指令に基づくゲート信号を第 2 インバータ 70 へ出力する。

40

【0027】

図 2 に制御部 200 の概略構成を示す。以下の図中、インバータを「INV」と記す。第 1 インバータ制御回路 201 及び第 2 インバータ制御回路 202 は、個別のマイコン内にそれぞれ設けられてもよく、共通の 1 つのマイコン内に設けられてもよい。各インバータ制御回路 201、202 は、2 電源 2 インバータのシステムとして駆動するために、独立且つ協調した電圧指令を生成する。

【0028】

50

制御部 200 が取得する情報として、MG80 は共通であるため、角度（具体的には電気角 e ）及び 3 相電流の検出値は共通でよい。ただし、第 2 インバータ制御回路 202 はフィードフォワード制御を行うため、実電流に基づいて電圧方程式を演算する場合を除き、3 相電流の検出値を取得しなくてもよい。また、第 2 インバータ制御回路 202 が電流検出値を用いる場合を含めて言及すると、破線で示すように、電流センサ 84 や回転角センサ 85 が複数設けられ、各インバータ制御回路 201、202 が対応する検出値を取得してもよい。

【0029】

例えば特許文献 1（特許第 3352182 号公報）には、2 電源 2 インバータの構成で電動機を駆動するインバータ装置が開示されている。しかし、2 電源 2 インバータの構成において 2 つのインバータ制御回路が電圧指令を成り行きで制御すると、対応する各電源からの入出力電力も成り行きで決まってしまう、場合によっては、一方の電源の SOC 枯渇や電池劣化につながるおそれがある。

10

【0030】

そこで本実施形態の制御部 200 は、2 つのインバータ制御回路のうち一方が電力制御部 40 を有する。図 2 の例では、第 2 インバータ制御回路 202 が、電力制御部 40 を有する「電力管理回路」として設定される。他方の第 1 インバータ制御回路 201 は電力制御部 40 を有しない「電力非管理回路」として設定される。電力管理回路としての第 2 インバータ制御回路 202 は、フィードフォワード（図中「FF」）制御により dq 軸電圧指令を生成する。電力非管理回路としての第 1 インバータ制御回路 201 は、フィードバック（図中「FB」）制御により dq 軸電圧指令を生成する。なお、第 1 インバータ制御回路 201 と第 2 インバータ制御回路 202 とを入れ替えてもよい。

20

【0031】

第 2 インバータ制御回路 202 の電力制御部 40 は、外部の上位 ECU から目標電力指令を取得する。また、電力制御部 40 は、相手側の第 1 インバータ制御回路 201 がフィードバック制御で生成した電圧指令と、自分側の第 2 インバータ制御回路 202 がフィードフォワード制御で生成した電圧指令とを取得する。電力制御部 40 は、これらの情報から、電力管理回路側の第 2 インバータ 70 が出力すべき分配後電圧指令を生成する。

【0032】

電力制御部 40 は、電力管理回路側である第 2 インバータ 70 の分担電力量が目標電力指令となるように、フィードフォワード制御側の電圧指令を調整する。第 2 インバータ 70 の電力量が目標電力指令に近づくと、その変化に応じて、電力非管理回路である第 1 インバータ制御回路 201 は、実トルクがトルク指令に追従するように電圧指令をフィードバック制御する。その結果、電力非管理回路側である第 1 インバータ 60 の電力量も所望の値となり、目標の電力分配が実現される。

30

【0033】

続いて、本実施形態を詳細に説明する。まず図 3 を参照し、電力制御部 40 を除くインバータ制御回路 201、202 の全体構成について説明する。第 1 インバータ制御回路 201 は、電流指令演算部 21、電流減算器 22、制御器 23、フィードフォワード演算部 24、電圧指令加算器 25、三相変換部 27、変調器 28、 dq 変換部 29 等を含む。

40

【0034】

また、電気角演算部 87 は、回転角センサ 85 が検出した機械角 m を電気角 e に換算する。回転数演算部 88 は、電気角 e を時間微分した電気角速度、又は電気角速度に係数を乗じた回転数 に換算する。なお、電気角演算部 87 及び回転数演算部 88 は、第 1 インバータ制御回路 201 以外の制御部 200 に設けられてもよい。図 3 中、インバータ制御回路 201、202 毎に用いられる値には、記号末尾に「1」又は「2」を付す。また、共通に入力される機械角 m には「1」又は「2」を付さない。

【0035】

電流指令演算部 21 は、トルク指令 t_{rq}^* に基づき、マップや数式を用いて dq 軸電流指令 I_{d1}^* 、 I_{q1}^* を演算する。 dq 変換部 29 は、電流センサ 84 から取得した相電

50

流 I_v 、 I_w を、電気角 e を用いて dq 軸電流 I_d 、 I_q に座標変換し、フィードバックする。電流減算器 22 は、 dq 軸電流 I_d 、 I_q と dq 軸電流指令 I_{d1}^* 、 I_{q1}^* との偏差である dq 軸電流偏差 I_{d1} 、 I_{q1} を算出する。制御器 23 は、 dq 軸電流偏差 I_{d1} 、 I_{q1} を 0 に近づけるように dq 軸電圧指令のフィードバック項 v_{d_fb1} 、 v_{q_fb1} を PI 演算する。

【0036】

フィードフォワード演算部 24 は、式 (1) に示す電圧方程式を用いて、 dq 軸電流指令 I_{d1}^* 、 I_{q1}^* 及び MG 回転数 に基づき、 dq 軸電圧指令のフィードフォワード項 v_{d_ff1} 、 v_{q_ff1} を演算する。式 (1) 中の R は巻線抵抗、 L_d 、 L_q は dq 軸自己インダクタンス、 σ は逆起電圧定数を示す。なお、 I_d 、 I_q は、電流指令 I_{d1}^* 、 I_{q1}^* に代えて、 dq 変換部 29 が変換した実電流を用いてもよい。また、温度特性等を考慮して機器定数を可変に設定してもよい。

10

【0037】

$$\begin{aligned} v_d &= R \times I_d - \omega \times L_q \times I_q \\ v_q &= R \times I_q + \omega \times L_d \times I_d + \sigma \cdot \dots \quad (1) \end{aligned}$$

【0038】

電圧指令加算器 25 は、フィードバック項 v_{d_fb1} 、 v_{q_fb1} とフィードフォワード項 v_{d_ff1} 、 v_{q_ff1} とを加算した dq 軸電圧指令 v_{d1} 、 v_{q1} を三相変換部 27 に出力する。三相変換部 27 は、電気角 e を用いて dq 軸電圧指令 v_{d1} 、 v_{q1} を三相電圧指令 v_{u1} 、 v_{v1} 、 v_{w1} に変換する。変調器 28 は、各インバータ 60、70 から入力電圧 V_{H1} 、 V_{H2} を取得し、 PWM 制御により、第 1 インバータ 60 の各スイッチング素子 61 ~ 66 へのゲート信号 U_{U1} 、 U_{L1} 、 V_{U1} 、 V_{L1} 、 W_{U1} 、 W_{L1} を生成する。

20

【0039】

第 2 インバータ制御回路 202 は、フィードバック制御の構成を有しなくてよい。したがって、フィードフォワード演算部 24 が生成したフィードフォワード項 v_{d_ff2} 、 v_{q_ff2} のみが三相変換部 27 に入力される。つまり、フィードフォワード項 v_{d_ff2} 、 v_{q_ff2} が第 2 電圧指令に相当する。

【0040】

回転角センサ 85 から入力された機械角 m は、信号反転部 86 で反転された後、電気角演算部 87 で電気角 ($e - 180 [deg]$) に換算される。また、第 2 インバータ制御回路 202 の変調器 28 は、入力電圧 V_{H1} 、 V_{H2} を取得し、第 1 インバータ制御回路 201 に対し反転した PWM 制御により、第 2 インバータ 60 の各スイッチング素子 61 ~ 66 へのゲート信号 U_{U2} 、 U_{L2} 、 V_{U2} 、 V_{L2} 、 W_{U2} 、 W_{L2} を生成する。以上が制御部 200 の構成の説明である。

30

【0041】

次に、図 4 及び図 5 に、電力制御部 40 の信号入出力を記したブロック図を示す。図 4 は基本構成を示す概略図であり、図 5 は、図 3 に基づいて電力制御部 40 を追加した詳細図である。図 4 では、第 1 インバータ制御回路 201 のフィードバック制御部を簡略化して一つのブロックで示し、図 3 における制御器の符号「23」をフィードバック制御部の符号として用いる。また、図 3 の電流減算器に相当する偏差算出部 22 は、 dq 軸電流 I_d 、 I_q の偏差に限らず、トルク指令 t_{rq}^* と実トルク t_{rq} との偏差を算出する部分として広く解釈される。

40

【0042】

電力管理回路である第 2 インバータ制御回路 202 には電力制御部 40 が設けられる。電力制御部 40 には、第 1 インバータ制御回路 201 が生成した第 1 電圧指令、第 2 インバータ制御回路 202 が生成した第 2 電圧指令、各インバータ 60、70 の入力電力 V_{H1} 、 V_{H2} 、及び、目標電力指令として目標電力分配比率又は目標電力量が入力される。これらの情報に基づいて電力制御部 40 が生成した分配用の調整量は、調整量加算器 26 にて、フィードフォワード演算部 24 が出力した第 2 電圧指令に加算される。

50

【0043】

図5において、第1インバータ60の目標電力分配比率は $pwr1_ratio$ 、又は「a」の記号で表され、第2インバータ70の目標電力分配比率は $pwr2_ratio$ 、又は「b」の記号で表される。各分配比率の合計($a + b$)は1である。また、第1インバータ60の目標電力量は $pwr1_out$ 、又は「A[W]」の記号で表され、第2インバータ70の目標電力量は $pwr2_out$ 、又は「B[W]」の記号で表される。

【0044】

図5に示すように、電力制御部40は、第2電圧指令調整量 $vd2__plus$ 、 $vq2__plus$ を出力する。調整量加算器26で元の第2電圧指令 $vd2_ff$ 、 $vq2_ff$ に第2電圧指令調整量 $vd2__plus$ 、 $vq2__plus$ が加算された値が、分配後第2電圧指令 $vd2_\#$ 、 $vq2_\#$ としてdq変換部27に出力される。以下、記号「#」は分配後の電圧指令に関する値を意味する。

10

【0045】

本実施形態の動作原理としては、フィードフォワード制御側の第2インバータ制御回路202で電力分配制御を実施することがポイントである。フィードフォワード制御で生成された第2電圧指令に分配用調整量を加えた電圧指令がフィードフォワード制御側の第2インバータ70に与えられる。その結果、第2インバータ70に現れる電力変化の影響を受けたフィードバック制御側の第1インバータ制御回路201が反応し、実トルク trq をトルク指令 trq^* に追従させるように制御する。これにより、目標通りに各インバータ60、70の電力分配が達成される。

20

【0046】

図6のフローチャートに本実施形態の電力制御部40による電力分配処理を示す。以下のフローチャートの説明で、記号「S」はステップを意味する。S31で電力制御部40は、トルク指令 trq^* 及び目標電力指令を受領する。S32で第1インバータ制御回路201は、トルク指令 trq^* からフィードバック制御で第1電圧指令 $vd1$ 、 $vq1$ を生成する。S33で第2インバータ制御回路202は、トルク指令 trq^* からフィードフォワード制御で第2電圧指令 $vd2$ 、 $vq2$ を生成する。

【0047】

S34で電力制御部40は、フィードフォワード制御側で、第1電圧指令 $vd1$ 、 $vq1$ 及び第2電圧指令 $vd2$ 、 $vq2$ と目標電力指令とから第2電圧指令調整量 $vd2__plus$ 、 $vq2__plus$ を算出する。S35で第2インバータ制御回路202は、調整前の第2電圧指令 $vd2$ 、 $vq2$ に第2電圧指令調整量 $vd2__plus$ 、 $vq2__plus$ を加算して得られた分配後第2電圧指令 $vd2_\#$ 、 $vq2_\#$ により第2インバータ70を制御する。

30

【0048】

S36では、第2インバータ70の電力変化を受けて、第1インバータ制御回路201がフィードバック制御を実行する。こうしてS37では、トルクを指令 trq^* に追従させつつ、第1インバータ60及び第2インバータ70の電力が分配される。

【0049】

続いて図7を参照し、電力制御部40による電力分配の基本理論を説明する。本実施形態では、2台のインバータ60、70に対するdq軸電圧指令ベクトルの位相を揃えた上で、振幅の大小により、MG出力に対して各インバータ60、70が分担する電力量を調整する。電圧指令ベクトルの位相は充放電の極性を変える特性を反映し、振幅は電力の絶対量を表す。

40

【0050】

ここで、2電源2インバータシステムにおいて2台のインバータ60、70が協調動作し出力最大となるときの電圧位相は、特許文献1に開示されているように互いに逆極性、すなわち位相差が 180° の状態である。そこで、例えば第1電圧指令ベクトル $V1$ をそのまま図示し、第2電圧指令ベクトル $V2$ を原点に対して反転して図示することで、両ベクトルの電圧位相が一致するように示される。以下の説明では、2つの電圧指令ベクトル

50

をこのような位置関係に設定することを「位相を揃える」と表現する。

【 0 0 5 1 】

図 7 の上段の図は、電圧ベクトルと電流ベクトルとの積が電力になることを表す。左の電圧ベクトルの図において、第 1 電圧指令ベクトル V_1 は、d 軸成分 v_{d1} 及び q 軸成分 v_{q1} からなり、第 2 電圧指令ベクトル V_2 は、d 軸成分 v_{d2} 及び q 軸成分 v_{q2} からなる。 v_{d1} 、 v_{q1} 、 v_{d2} 、 v_{q2} は、それぞれ電圧補正した値である。合成ベクトル V の振幅を V_{amp} 、位相を V と表す。電圧位相 V は、q 軸の正方向を基準として反時計回りに増加するように定義される。

【 0 0 5 2 】

また、右の電流ベクトル I の図において、電流振幅 I_{amp} 及び電流位相 I は、2 台のインバータ 60、70 に共通である。電流位相 I は、電圧位相 V と同様に q 軸の正方向を基準として反時計回りに増加するように定義される。この関係において、2 台のインバータ 60、70 の総電力 Pwr_all は、電圧実効値 V_{mean} 、電流実効値 I_{rms} 、力率角 ϕ を用いて、式 (2) の第 1 行に表される。また、第 2 行に示すように、総電力 Pwr_all は、第 1 インバータ 60 の電力 ($I_d \times v_{d1} + I_q \times v_{q1}$) と第 2 インバータ 70 の電力 ($I_d \times v_{d2} + I_q \times v_{q2}$) との和で表される。d 軸電圧の和 ($v_{d1} + v_{d2}$)、q 軸電圧の和 ($v_{q1} + v_{q2}$) を変えなければ総電力 Pwr_all は不変である。

10

【 0 0 5 3 】

【数 1】

$$\begin{aligned} Pwr_all &= \sqrt{3} \times V_{mean} \times I_{rms} \times \cos \phi \\ &= (I_d \times v_{d1} + I_q \times v_{q1}) + (I_d \times v_{d2} + I_q \times v_{q2}) \\ &= I_d \times (v_{d1} + v_{d2}) + I_q \times (v_{q1} + v_{q2}) \quad \dots (2) \end{aligned}$$

20

【 0 0 5 4 】

図 7 の下段の図は、上記電力式への分配比 ($a : b$) の反映を表す。上記式 (2) は、各インバータ 60、70 の分配比率 a 、 b を用いて式 (3) で表される。式 (3) の第 1 項は電力分配後 $v_{d1\#}$ 、第 2 項は電力分配後 $v_{q1\#}$ 、第 3 項は電力分配後 $v_{d2\#}$ 、第 4 項は電力分配後 $v_{q2\#}$ を意味する。

30

【 0 0 5 5 】

【数 2】

$$\begin{aligned} Pwr_all &= I_d \times \frac{a}{a+b} \times (v_{d1} + v_{d2}) + I_q \times \frac{a}{a+b} \times (v_{q1} + v_{q2}) \\ &\quad + I_d \times \frac{b}{a+b} \times (v_{d1} + v_{d2}) + I_q \times \frac{b}{a+b} \times (v_{q1} + v_{q2}) \quad \dots (3) \end{aligned}$$

【 0 0 5 6 】

次に第 1 ~ 第 3 実施形態の電力制御部 40 の詳細な構成について、図 8 ~ 図 10 を参照し、実施形態毎に説明する。各実施形態の電力制御部の符号は、「40」に続く 3 桁目に実施形態の番号を付す。

40

【 0 0 5 7 】

(第 1 実施形態)

図 8 に第 1 実施形態の電力制御部 401 の構成を示す。第 1 実施形態では、目標電力指令として、2 台のインバータ 60、70 に対する目標電力分配比率が電力制御部 401 に入力される。電力制御部 401 は、2 台のインバータ 60、70 に対する d q 軸電圧指令を電力分配比率により分配して得られる調整量を用いて、第 2 インバータ 70 の電圧指令を調整する。第 1 実施形態では、目標電力分配比率 (すなわちゲイン) に応じて電圧指令

50

を乗除算することで、分配応答性が向上する。

【 0 0 5 8 】

詳しくは、目標電力指令として、第 1 インバータ 6 0 と第 2 インバータ 7 0 との電力分配比率 a 、 b ($a + b = 1$) が電力制御部 4 0 1 に入力され、フィルタ 4 1 1 で、急変を抑制するように緩変化処理される。フィルタ処理後、電力の合計に対する第 2 インバータ 7 0 の電力分配比 ($b / (a + b)$) が第 2 電圧値演算部 4 6 1 に入力される。

【 0 0 5 9 】

電圧補正值算出部 4 2 は、第 1 電圧指令 $v d 1$ 、 $v q 1$ 及び第 2 電圧指令 $v d 2$ 、 $v q 2$ 、並びに、第 1 入力電圧 $V H 1$ 及び第 2 入力電圧 $V H 2$ を取得する。電圧補正值算出部 4 2 は、式 (4 . 1) により、各電圧指令 $v d 1$ 、 $v d 2$ 、 $v q 1$ 、 $v q 2$ に、入力電圧の合計に対する各入力電圧 $V H 1$ 、 $V H 2$ の比を乗じ、電圧補正值 $v d 1_r a t i o$ 、 $v d 2_r a t i o$ 、 $v q 1_r a t i o$ 、 $v q 2_r a t i o$ を算出する。この電圧補正值は、実際の変調度に相当する値である。

【 0 0 6 0 】

【数 3】

$$\left. \begin{aligned} v d 1_r a t i o &= v d 1 \times \frac{V H 1}{V H 1 + V H 2} \\ v d 2_r a t i o &= v d 2 \times \frac{V H 2}{V H 1 + V H 2} \\ v q 1_r a t i o &= v q 1 \times \frac{V H 1}{V H 1 + V H 2} \\ v q 2_r a t i o &= v q 2 \times \frac{V H 2}{V H 1 + V H 2} \end{aligned} \right\} \dots (4.1) \quad 20$$

【 0 0 6 1 】

第 2 電圧値演算部 4 6 1 は、式 (4 . 2) により、 d 軸、 q 軸毎に、各インバータ 6 0、7 0 の電圧補正值の合計に第 2 インバータ 7 0 の電力分配比 ($b / (a + b)$) を乗じて、分配後第 2 電圧値 $v d 2 \# _r a t i o$ 、 $v q 2 \# _r a t i o$ を算出する。

【 0 0 6 2 】

【数 4】

$$\left. \begin{aligned} v d 2 \# _r a t i o &= \frac{b}{a + b} \times (v d 1_r a t i o + v d 2_r a t i o) \\ v q 2 \# _r a t i o &= \frac{b}{a + b} \times (v q 1_r a t i o + v q 2_r a t i o) \end{aligned} \right\} \dots (4.2) \quad 30$$

【 0 0 6 3 】

出力用電圧値変換部 4 8 は、式 (4 . 3) により、分配後第 2 電圧値 $v d 2 \# _r a t i o$ 、 $v q 2 \# _r a t i o$ に入力電圧比の逆数を乗じて、フィルタ前の出力用第 2 電圧値 $v d 2 \# _0$ 、 $v q 2 \# _0$ に変換する。

【 0 0 6 4 】

【数 5】

$$\left. \begin{aligned} v d 2 \# _0 &= v d 2 \# _r a t i o \times \frac{V H 1 + V H 2}{V H 2} \\ v q 2 \# _0 &= v q 2 \# _r a t i o \times \frac{V H 1 + V H 2}{V H 2} \end{aligned} \right\} \dots (4.3) \quad 40$$

【 0 0 6 5 】

FF項減算器49は、フィルタ前の出力用第2電圧値 $v_{d2\#_0}$ 、 $v_{q2\#_0}$ から第2電圧指令のフィードフォワード項 v_{d2_ff} 、 v_{q2_ff} を減算する。フィードフォワード項 v_{d2_ff} 、 v_{q2_ff} が差し引かれた調整量のみがフィルタ495で応答性鈍化処理され、第2電圧指令調整量 $v_{d2\#_plus}$ 、 $v_{q2\#_plus}$ として、調整量加算器26に入力される。調整量加算器26では、第2電圧指令のフィードフォワード項 v_{d2_ff} 、 v_{q2_ff} に第2電圧指令調整量 $v_{d2\#_plus}$ 、 $v_{q2\#_plus}$ を加算して、分配後第2電圧指令 $v_{d2\#}$ 、 $v_{q2\#}$ を出力する。

【0066】

(第2実施形態)

図9に第2実施形態の電力制御部402の構成を示す。第2実施形態では、目標電力指令として、電力管理回路側の第2インバータ70に対する目標電力量が電力制御部402に入力される。分配比率に応じた乗除算を基礎とする第1実施形態に対し、電力量そのものを加減算する第2実施形態では、誤差の増幅が無いため、分配安定性が向上する。

10

【0067】

目標電力指令が分配比率でなく電力量である第2実施形態では、電力制御部402は、電力管理回路側の第2インバータ70の電力量を、目標電力量に追従するように、 dq 軸電流及び dq 軸電圧から電力式により演算する。そして電力制御部402は、分配前電力量との乖離分を埋める電圧振幅を算出し、電力指令に相当する電力量を発生し得る dq 軸電圧指令を決定する。

【0068】

20

詳しくは、目標電力指令として、第2インバータ70に対する目標電力量 $B[W]$ が電力制御部402に入力され、急変の影響を抑えるようにフィルタ412で処理される。フィルタ処理後の目標電力量 $B[W]$ は、第2電圧振幅演算部462に入力される。また、電流振幅位相変換部452は、2台のインバータ60、70に共通の dq 軸電流 I_d 、 I_q を取得し、式(5.1)により、電流振幅 I_{amp} 、及び q 軸基準の電流位相 I_θ に変換して電力用第2電圧算出部462に出力する。

【0069】

【数6】

$$\left. \begin{aligned} I_{amp} &= \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \\ I_\theta &= \tan^{-1}\left(\frac{-I_d}{I_q}\right) \end{aligned} \right\} \dots (5.1)$$

30

【0070】

電圧補正值算出部42は、第1実施形態と同様に、各電圧指令 v_{d1} 、 v_{d2} 、 v_{q1} 、 v_{q2} 及び入力電圧 V_{H1} 、 V_{H2} に基づき、電圧補正值 v_{d1_ratio} 、 v_{d2_ratio} 、 v_{q1_ratio} 、 v_{q2_ratio} を算出する。合成電圧算出部43は、式(5.2)により、 dq 軸合成電圧 v_d 、 v_q を算出する。合成電圧振幅位相変換部44は、式(5.3)により、 dq 軸合成電圧 v_d 、 v_q を q 軸基準の合成電圧位相 V に変換して電力用第2電圧振幅算出部462及び dq 変換部47に出力する。

40

【0071】

【数7】

$$\left. \begin{aligned} v_d &= v_{d1_ratio} + v_{d2_ratio} \\ v_q &= v_{q1_ratio} + v_{q2_ratio} \end{aligned} \right\} \dots (5.2)$$

$$V_\theta = \tan^{-1}\left(\frac{-v_d}{v_q}\right) \dots (5.3)$$

50

【 0 0 7 2 】

電力用第 2 電圧振幅算出部 4 6 2 は、式 (5 . 4) により、目標電力量 B [W]、電流振幅 I a m p 及び合成電圧の力率角 (V θ - I θ) に基づいて、分配後第 2 電圧振幅 V a m p 2 # を演算する。

【 0 0 7 3 】

【 数 8 】

$$Vamp2\# = \frac{B}{Iamp \times \cos(V\theta - I\theta)} \dots (5.4)$$

10

【 0 0 7 4 】

d q 変換部 4 7 は、式 (5 . 5) により、分配後第 2 電圧振幅 V a m p 2 # 及び合成電圧位相 V θ に基づいて分配後の d q 軸第 2 電圧値 v d 2 # _ r a t i o、v q 2 # _ r a t i o を算出する。

【 0 0 7 5 】

【 数 9 】

$$\left. \begin{aligned} vd2\#_ratio &= Vamp2\# \times \sin V\theta \\ vq2\#_ratio &= Vamp2\# \times \cos V\theta \end{aligned} \right\} \dots (5.5)$$

20

【 0 0 7 6 】

出力用電圧値変換部 4 8 は、第 1 実施形態と同様に、分配後第 2 電圧値 v d 2 # _ r a t i o、v q 2 # _ r a t i o に入力電圧比の逆数を乗じて、フィルタ前の出力用第 2 電圧値 v d 2 # _ 0、v q 2 # _ 0 に変換する。さらに第 1 実施形態と同様に、F F 項減算器 4 9 及びフィルタ 4 9 5 を経て、第 2 電圧指令調整量 v d 2 # _ p l u s、v q 2 # _ p l u s が調整量加算器 2 6 に入力される。第 2 電圧指令のフィードフォワード項 v d 2 _ f f、v q 2 _ f f に第 2 電圧指令調整量 v d 2 # _ p l u s、v q 2 # _ p l u s が加算され、分配後第 2 電圧指令 v d 2 #、v q 2 # が出力される。

【 0 0 7 7 】

(第 3 実施形態)

図 1 0 に第 3 実施形態の電力制御部 4 0 3 の構成を示す。第 3 実施形態では、目標電力指令として、2 台のインバータ 6 0、7 0 に対する合計の目標電力量、及び、電力非管理回路側の第 1 インバータ 6 0 に対する目標電力量が電力制御部 4 0 3 に入力される。第 2 実施形態と同様に、電力量そのものを加減算する第 3 実施形態では、誤差の増幅が無いいため、第 1 実施形態に比べ分配安定性が向上する。

30

【 0 0 7 8 】

目標電力指令が電力量である第 3 実施形態では、電力制御部 4 0 3 は、電力管理回路側の第 2 インバータ 7 0 の電力量を、全体の目標電力量から電力非管理回路側の第 1 インバータ 6 0 の目標電力量を差し引いた電力量に追従するように、d q 軸電圧から電力式により演算する。なお、第 3 実施形態では d q 軸電流を用いない。そして電力制御部 4 0 3 は、分配前電力量との乖離分を埋める電圧振幅を算出し、電力指令に相当する電力量を発生し得る d q 軸電圧指令を決定する。

40

【 0 0 7 9 】

詳しくは、目標電力指令として、合計の目標電力量 (A + B) [W]、及び、第 1 インバータ 6 0 に対する目標電力量 A [W] が電力制御部 4 0 3 に入力され、急変の影響を抑えるように、それぞれフィルタ 4 1 3、4 1 4 で処理される。フィルタ処理後の目標電力量 A [W] は、電力用第 2 電圧振幅算出部 4 6 3 に入力される。また、フィルタ処理後の合計の目標電力量 (A + B) [W] は、電力定数算出部 4 5 3 に入力される。

【 0 0 8 0 】

50

電圧補正值算出部 4 2 及び合成電圧算出部 4 3 は、第 2 実施形態と同様の構成である。合成電圧振幅位相変換部 4 4 は、式 (6 . 1) により、d q 軸合成電圧 v d、v q を q 軸基準の合成電圧振幅 V a m p 及び合成電圧位相 V へ変換する。合成電圧振幅 V a m p は電力定数算出部 4 5 3 に出力され、合成電圧位相 V へは d q 変換部 4 7 に出力される。

【 0 0 8 1 】

【 数 1 0 】

$$\left. \begin{aligned} V_{amp} &= \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \\ V_{\theta} &= \tan^{-1} \left(\frac{-v_d}{v_q} \right) \end{aligned} \right\} \dots (6.1)$$

10

【 0 0 8 2 】

第 1 電圧指令ベクトルと第 2 電圧指令ベクトルとの位相 V が揃っている場合、合計の目標電力量 (A + B) [W] は、合成電圧振幅 V a m p に比例する。この原理に基づき、電力定数算出部 4 5 3 は、式 (6 . 2) により、合計の目標電力量 (A + B) [W] を合成電圧振幅 V a m p で除して電力定数 k を算出し、電力用第 2 電圧振幅算出部 4 6 3 に出力する。

【 0 0 8 3 】

【 数 1 1 】

$$k = \frac{A+B}{V_{amp}} \dots (6.2)$$

20

【 0 0 8 4 】

電力用第 2 電圧振幅算出部 4 6 3 は、式 (6 . 3) により、第 1 インバータ 6 0 に対する目標電力量 A [W] を電力定数 k で除して算出される第 1 電圧振幅 V a m p 1 を合成電圧振幅 V a m p から差し引いて、分配後第 2 電圧振幅 V a m p 2 # を算出する。第 3 実施形態における d q 変換部 4 7 以後の構成は、第 2 実施形態と同様である。

【 0 0 8 5 】

【 数 1 2 】

$$V_{amp2\#} = V_{amp} - V_{amp1} = V_{amp} - \frac{A}{k} \dots (6.3)$$

30

【 0 0 8 6 】

以上のように、第 1 ~ 第 3 実施形態において一方の第 2 インバータ制御回路 2 0 2 は、目標電力指令にしたがって、2 つの電源 1 1、1 2 から 2 台のインバータ 6 0、7 0 へ供給される電力の分配を制御する電力制御部 4 0 1、4 0 2、4 0 3 を有する。各実施形態では、2 電源の電力分配量を管理し 2 電源間の電力を調整することで、電源の S O C や電圧値を管理可能とする。したがって、一方の電源の S O C 枯渇や電池劣化を適切に防止することができる。

【 0 0 8 7 】

(その他の実施形態)

(a) 上記実施形態の電力制御部は、第 1 電圧指令ベクトル及び第 2 電圧指令ベクトルの位相を揃えることを前提とし、振幅のみを調整して電力分配を制御している。その他の実施形態では、2 つの電圧指令ベクトルの振幅に加えて位相を調整してもよい。

【 0 0 8 8 】

(b) 上記実施形態では、2 つのインバータ制御回路のうち一方のみに電力制御部 4 0 が設けられて電力管理回路として機能し、他方が電力非管理回路として機能する。電力非

40

50

管理回路がフィードバック制御を実行することで、外乱抑圧性が向上し、実トルクを適切に指令に追従させることができる。ただし他の実施形態として、例えば外乱抑圧性が要求されないシステムでは、両方のインバータ制御回路が電力制御部を有して対応する各インバータの電力を管理し、且つ、いずれもフィードフォワード制御を実行してもよい。或いは、制御干渉の影響が無いシステムでは、両方のインバータ制御回路がフィードバック制御を実行する構成もあり得る。

【0089】

(c) 独立した2電源が用いられる構成において、各電源は、両方ともバッテリーやキャパシタで代表される二次電池である構成に限定されない。例えば、一方の電源が二次電池であり、他方の電源が燃料電池や発電機により構成されてもよい。

10

【0090】

(d) 電動機のオープン巻線の相数は、3相に限らず4相以上であってもよい。また、2相のオープン巻線がブリッジ接続された構成であってもよい。

【0091】

(e) 2電源2インバータ式の電動機駆動装置は、電気自動車、燃料電池車などの純電気車や、PHV(プラグインハイブリッド)、レンジエクステンダをはじめとする電気リッチなハイブリッドパワートレイン、さらには、12~48VのISG(Integrated Starter Generator)といった軽い電動化車両に至るまで適用される。この技術は、従来技術例であるリアクトルによる昇圧回路を一切使用せずに、高効率に高出力を実現する用途に適用可能な電圧型回路トポロジによるものであり、各車両において、従来の昇圧回路では熱的に成立困難な領域においても高出力化が求められる用途に適する。

20

【0092】

以上、本発明は、上記実施形態になんら限定されるものではなく、その趣旨を逸脱しない範囲において種々の形態で実施可能である。

【符号の説明】

【0093】

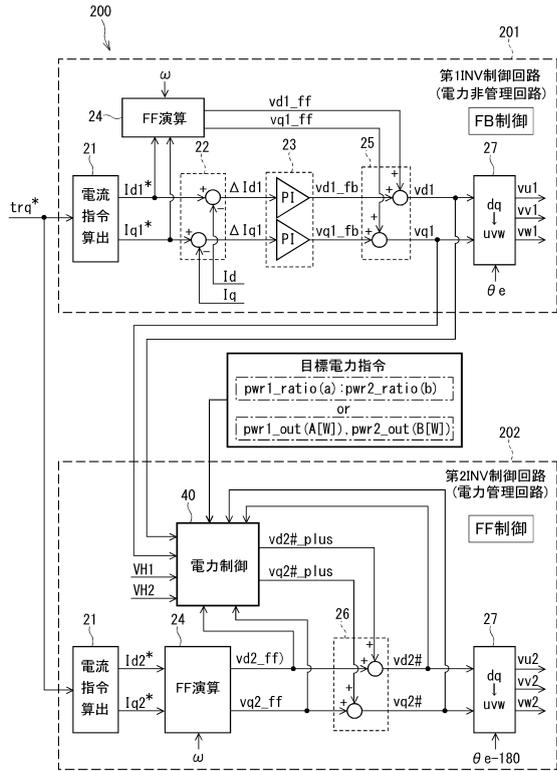
- 11・・・第1電源、 12・・・第2電源、
- 200・・・制御部、
- 201・・・第1インバータ制御回路、
- 202・・・第2インバータ制御回路、
- 40・・・電力制御部、
- 60・・・第1インバータ、 61~66・・・第1スイッチング素子、
- 70・・・第2インバータ、 71~76・・・第2スイッチング素子、
- 80・・・MG(モータジェネレータ、電動機)、
- 81、82、83・・・3相巻線。

30

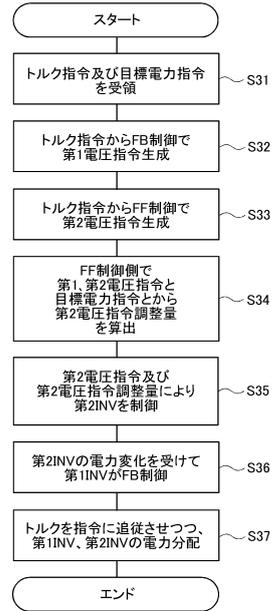
40

50

【図5】



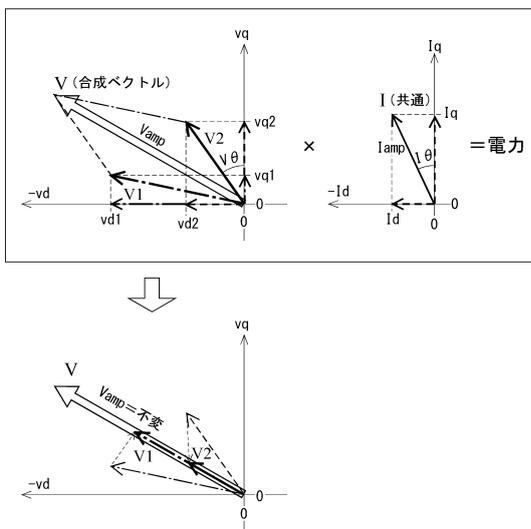
【図6】



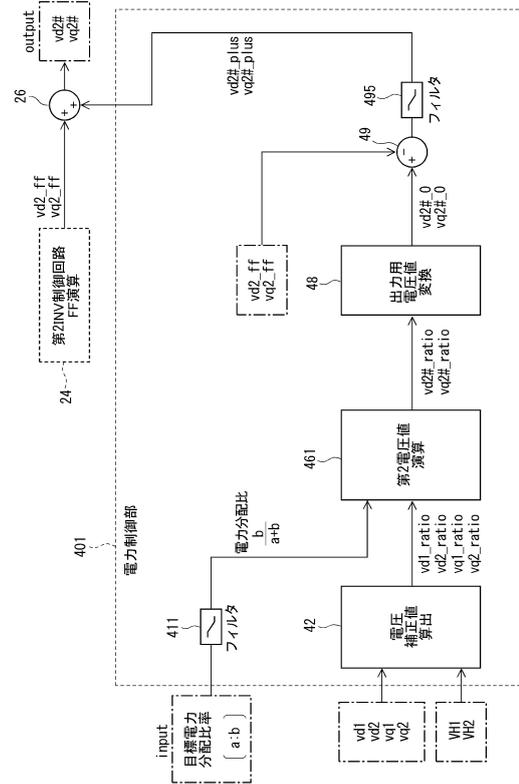
10

20

【図7】



【図8】

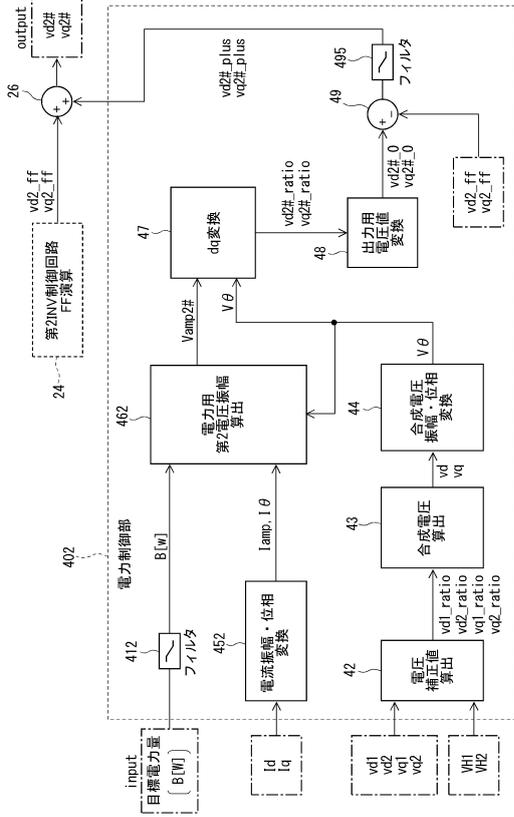


30

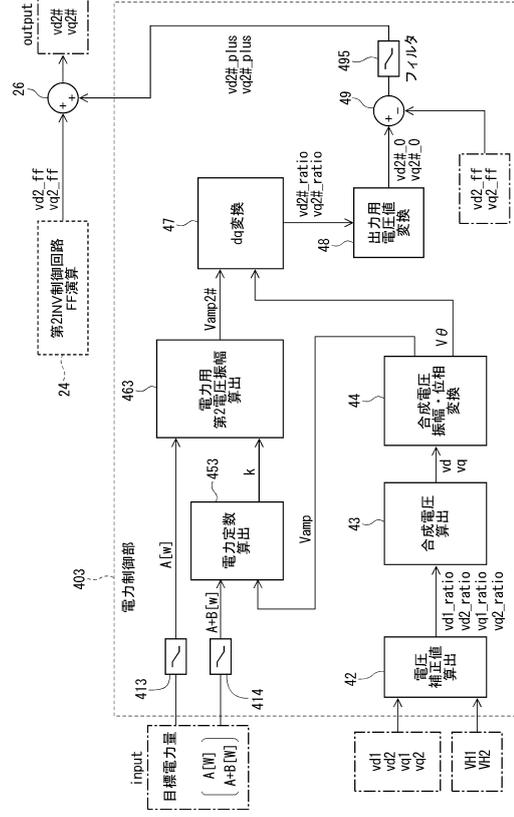
40

50

【図9】



【図10】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

動車株式会社内

(72)発明者 松原 清隆
愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

(72)発明者 野辺 大悟
愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

審査官 島倉 理

(56)参考文献 米国特許出願公開第2009/0134828 (US, A1)
特開2000-125411 (JP, A)
特開2007-014185 (JP, A)
特開2014-155337 (JP, A)

(58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
H02P 27/06
H02M 7/49
H02M 7/48
H02P 25/16
H02P 4/00
H02P 21/00