(19)日本国特許庁(JP)

# (12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7018367号
(P7018367)

(45)発行日　令和4年2月10日(2022.2.10)

(24)登録日　令和4年2月2日(2022.2.2)

| (51)国際特許分類 | | FI | | |
|---|---|---|---|---|
| *H02M* | *3/155(2006.01)* | H02M | 3/155 | K |
| *H02M* | *7/48 (2007.01)* | H02M | 3/155 | H |
| | | H02M | 7/48 | F |
| | | H02M | 7/48 | E |

請求項の数　6　（全14頁）

(21)出願番号　特願2018-132216(P2018-132216)
(22)出願日　平成30年7月12日(2018.7.12)
(65)公開番号　特開2020-10569(P2020-10569A)
(43)公開日　令和2年1月16日(2020.1.16)
審査請求日　令和2年10月29日(2020.10.29)
前置審査

(73)特許権者　502129933
株式会社日立産機システム
東京都千代田区神田練塀町３番地
(74)代理人　110002066
特許業務法人筒井国際特許事務所
(72)発明者　石垣 卓也
東京都千代田区神田練塀町３番地 株式会社日立産機システム内
(72)発明者　杉浦 正樹
東京都千代田区神田練塀町３番地 株式会社日立産機システム内
(72)発明者　青山 智之
東京都千代田区神田練塀町３番地 株式会社日立産機システム内
(72)発明者　上井 雄介

最終頁に続く

(54)【発明の名称】　電力変換装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

複数の第１のスイッチング素子を含み、モータに電力を供給するアンプ回路と、
前記複数の第１のスイッチング素子をスイッチング制御するアンプ制御部と、
リアクトルおよび第２のスイッチング素子を含み、入力電圧を、前記アンプ回路の電源電圧となる出力電圧に変換するパワーユニット回路と、
前記第２のスイッチング素子をスイッチング制御するパワーユニット制御部と、
を有する電力変換装置であって、
前記パワーユニット制御部は、前記モータの角速度およびトルク値と、前記パワーユニット回路の前記入力電圧または前記出力電圧の値とをパラメータに含む演算式によって前記パワーユニット回路に対する電流指令値を算出する電流指令値演算部を有し、
前記電力変換装置は、
前記アンプ制御部が搭載される第１の部品と、
前記パワーユニット制御部が搭載される第２の部品と、
前記第１の部品と前記第２の部品との間に設けられる通信経路と、
を有し、
前記アンプ制御部は、前記モータの角速度とトルク値の積算値を算出し、前記積算値を前記アンプ回路の電源電圧の値で除算した値を、前記通信経路を介して前記パワーユニット制御部へ送信する、
電力変換装置。

【請求項２】
複数の第１のスイッチング素子を含み、モータに電力を供給するアンプ回路と、
前記複数の第１のスイッチング素子をスイッチング制御するアンプ制御部と、
リアクトルおよび第２のスイッチング素子を含み、入力電圧を、前記アンプ回路の電源電圧となる出力電圧に変換するパワーユニット回路と、
前記第２のスイッチング素子をスイッチング制御するパワーユニット制御部と、
を有する電力変換装置であって、
前記パワーユニット制御部は、前記モータの角速度およびトルク値と、前記パワーユニット回路の前記入力電圧または前記出力電圧の値とをパラメータに含む演算式によって前記パワーユニット回路に対する電流指令値を算出する電流指令値演算部を有し、
前記電力変換装置は、
前記アンプ制御部が搭載される第１の部品と、
前記パワーユニット制御部が搭載される第２の部品と、
前記第１の部品と前記第２の部品との間に設けられる通信経路と、
を有し、
前記アンプ回路および前記アンプ制御部のそれぞれをＮ（Ｎは２以上の整数）個有し、
前記パワーユニット回路は、前記Ｎ個のアンプ回路に対して共通に設けられ、
前記Ｎ個のアンプ制御部のいずれか一つは、前記モータの角速度とトルク値の積算値を算出し、前記積算値にＮを乗算した値を前記通信経路を介して前記パワーユニット制御部へ送信する、
電力変換装置。
【請求項３】
請求項１記載の電力変換装置において、
前記パワーユニット制御部は、
予め定めたリファレンス電圧値と前記パワーユニット回路の前記出力電圧の値との電圧誤差に基づき、前記電圧誤差をゼロに近づけるリファレンス電流補正値を算出する電圧制御部と、
前記電流指令値演算部からの前記電流指令値と前記リアクトルの電流値との電流誤差に基づき、前記電流誤差をゼロに近づける制御値を算出し、前記制御値に基づいて前記第２のスイッチング素子をスイッチング制御する電流制御部と、
を有し、
前記電流指令値演算部の前記演算式は、さらに、前記リファレンス電流補正値をパラメータに含む、
電力変換装置。
【請求項４】
請求項３記載の電力変換装置において、
前記電流指令値演算部は、前記電流指令値を“Ｉｒｅｆ”、前記モータの角速度およびトルク値をそれぞれ“ω”および“Ｔ”、前記パワーユニット回路の前記入力電圧または前記出力電圧の値を“Ｖ”、前記リファレンス電流補正値を“ΔＩｒｅｆ”、予め定めた係数を“Ｘ”（０≦Ｘ≦１）として、“Ｉｒｅｆ＝｛（ω×Ｔ）／Ｖ｝×Ｘ＋ΔＩｒｅｆ”を算出する、
電力変換装置。
【請求項５】
請求項２記載の電力変換装置において、
前記パワーユニット回路は、昇圧コンバータであり、
前記電流指令値演算部の前記演算式は、前記パワーユニット回路の前記入力電圧の値をパラメータに含む、
電力変換装置。
【請求項６】
請求項２記載の電力変換装置において、
前記パワーユニット回路は、降圧コンバータであり、

前記電流指令値演算部の前記演算式は、前記パワーユニット回路の前記出力電圧の値をパラメータに含む、
電力変換装置。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、電力変換装置に関し、例えば、モータに電力を供給する電力変換装置に関する。
【背景技術】
【０００２】
特許文献１には、モータを制御するインバータ回路と、インバータ回路に電源を供給する昇圧コンバータとを有するモータ制御装置が示される。当該モータ制御装置では、モータの通電制御に伴う処理負荷を低減するため、トルク指令演算部からのトルク指令と、逆起電圧演算部からの逆起電圧とを入力として、所定マップに基づき昇圧電圧指令を算出する昇圧電圧指令演算部が設けられる。所定マップでは、予め、モータが最大効率となるように、トルク指令と逆起電圧と昇圧電圧指令との関係が定められる。
【先行技術文献】
【特許文献】
【０００３】
【文献】特開２００９－６５７５８号公報
【発明の概要】
【発明が解決しようとする課題】
【０００４】
例えば、産業用機器や自動車用機器や電車用機器やエレベータ用機器等では、入力電圧を負荷（具体的にはモータ）が必要とする電圧に変換する電力変換装置が用いられる。このような電力変換装置は、例えば、入力電圧を直流電源電圧に変換するパワーユニット回路と、当該直流電源電圧を用いてモータに電力を供給するアンプ回路とを備える。パワーユニット回路やアンプ回路は、高効率化や低コスト化等のため、通常、スイッチング素子を用いたスイッチング回路で構成される。
【０００５】
ここで、モータの定常回転時には、アンプ回路は、モータに安定した電力を供給し、パワーユニット回路も、アンプ回路に安定した直流電源電圧を出力する。しかし、例えば、モータの起動時や高加圧開始時には、負荷が急激に重くなるため、パワーユニット回路からの直流電源電圧に大きな電圧ドロップが生じる恐れがある。パワーユニット回路の制御帯域を高めると、このような負荷変動に対して高速に応答することが可能になるが、通常、制御帯域は、ある程度のレベルまでしか高められない。
【０００６】
本発明は、このようなことに鑑みてなされたものであり、その目的の一つは、負荷変動に対して高速に応答することが可能な電力変換装置を提供することにある。
【０００７】
本発明の前記並びにその他の目的と新規な特徴は、本明細書の記述及び添付図面から明らかになるであろう。
【課題を解決するための手段】
【０００８】
本願において開示される実施の形態のうち代表的なものの概要を簡単に説明すれば下記の通りである。
【０００９】
本発明の代表的な実施の形態による電力変換装置は、アンプ回路と、アンプ制御部と、パワーユニット回路と、パワーユニット制御部とを有する。アンプ回路は、複数の第１のスイッチング素子を含み、モータに電力を供給する。アンプ制御部は、複数の第１のスイッチング素子をスイッチング制御する。パワーユニット回路は、リアクトルおよび第２のス

イッチング素子を含み、入力電圧を、アンプ回路の電源電圧となる出力電圧に変換する。パワーユニット制御部は、電流指令値演算部を備え、第２のスイッチング素子をスイッチング制御する。電流指令値演算部は、モータの角速度およびトルク値と、パワーユニット回路の入力電圧または出力電圧の値とをパラメータに含む演算式によってパワーユニット回路に対する電流指令値を算出する。

【発明の効果】

【００１０】

本願において開示される発明のうち、代表的な実施の形態によって得られる効果を簡単に説明すると、負荷変動に対して高速に応答することが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【００１１】

【図１】本発明の実施の形態１による電力変換装置の構成例を示す概略図である。

【図２】図１の電力変換装置における主要部の動作例を示す波形図である。

【図３】本発明の実施の形態２による電力変換装置の構成例を示す概略図である。

【図４】本発明の実施の形態３による電力変換装置の構成例を示す概略図である。

【図５】本発明の実施の形態４による電力変換装置の構成例を示す概略図である。

【発明を実施するための形態】

【００１２】

以下の実施の形態においては便宜上その必要があるときは、複数のセクションまたは実施の形態に分割して説明するが、特に明示した場合を除き、それらは互いに無関係なものではなく、一方は他方の一部または全部の変形例、詳細、補足説明等の関係にある。また、以下の実施の形態において、要素の数等（個数、数値、量、範囲等を含む）に言及する場合、特に明示した場合および原理的に明らかに特定の数に限定される場合等を除き、その特定の数に限定されるものではなく、特定の数以上でも以下でも良い。

【００１３】

さらに、以下の実施の形態において、その構成要素（要素ステップ等も含む）は、特に明示した場合および原理的に明らかに必須であると考えられる場合等を除き、必ずしも必須のものではないことは言うまでもない。同様に、以下の実施の形態において、構成要素等の形状、位置関係等に言及するときは、特に明示した場合および原理的に明らかにそうでないと考えられる場合等を除き、実質的にその形状等に近似または類似するもの等を含むものとする。このことは、上記数値および範囲についても同様である。

【００１４】

以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、実施の形態を説明するための全図において、同一の部材には原則として同一の符号を付し、その繰り返しの説明は省略する。

【００１５】

（実施の形態１）

《電力変換装置の概略》

図１は、本発明の実施の形態１による電力変換装置の構成例を示す概略図である。図１に示す電力変換装置１ａは、パワーユニット回路２ａと、アンプ回路３と、パワーユニット制御部４ａと、アンプ制御部５ａとを備える。電力変換装置１ａは、外部に設けられた入力電源１０１からの入力電圧Ｖｉを負荷（具体的にはモータ１０２）で必要とされる所定の電圧に変換し、変換した電圧をモータ１０２へ出力する。

【００１６】

入力電源１０１の高電位側の端部は、パワーユニット回路２ａの一方の入力端Ｐ１と接続され、入力電源１０１の低電位側の端部は、パワーユニット回路２ａの他方の入力端Ｎ１と接続されている。パワーユニット回路２ａの高電位側の端部は、アンプ回路３の一方の入力端Ｐ２と接続され、パワーユニット回路２ａの低電位側の端部は、アンプ回路３の他方の入力端Ｎ２と接続されている。モータ１０２の端部は、アンプ回路３の出力端Ｕ１，Ｖ１，Ｗ１とそれぞれ接続されている。

【００１７】
パワーユニット回路２ａは、リアクトルＬおよびスイッチング素子Ｑ０ａを含み、入力電圧Ｖｉを、アンプ回路３の電源電圧Ｖａとなる出力電圧Ｖｏに変換する。パワーユニット回路２ａは、詳細には、入力コンデンサＣｉと、リアクトルＬと、スイッチング素子Ｑ０ａと、ダイオードＤと、出力コンデンサＣｏとを備えている。スイッチング素子Ｑ０ａは、例えばＩＧＢＴ（Insulated Gate Bipolar Transistor）等である。
【００１８】
入力コンデンサＣｉは、入力電源１０１から入力された電圧の平滑用コンデンサである。入力コンデンサＣｉの両端は、入力端Ｐ１，Ｎ１とそれぞれ接続され、入力電圧Ｖｉが印加されている。リアクトルＬ、スイッチング素子Ｑ０ａおよびダイオードＤは、昇圧コンバータを構成する。パワーユニット回路２ａは、パワーユニット制御部４ａからのＰＷＭ信号ＰＷＭでスイッチング素子Ｑ０ａのゲートが駆動されることで、所望の出力電圧Ｖｏを出力コンデンサＣｏに印加する。
【００１９】
アンプ回路３は、アンプ入力コンデンサＣａと、複数のスイッチング素子Ｑ１～Ｑ６とを備え、モータ１０２に電力を供給する。複数のスイッチング素子Ｑ１～Ｑ６は、例えばＩＧＢＴ等であり、３相インバータ回路を構成する。アンプ入力コンデンサＣａには、パワーユニット回路２ａの出力電圧Ｖｏが印加される。アンプ回路３は、当該アンプ入力コンデンサＣａに印加される出力電圧Ｖｏを電源電圧Ｖａとして動作する。アンプ回路３は、アンプ制御部５ａからの６本のＰＷＭ信号ＰＷＭａでスイッチング素子Ｑ１～Ｑ６のゲートがそれぞれ駆動されることで、モータ１０２に所望の電圧を印加する。その結果、モータ１０２の回転速度やトルク等が制御される。
【００２０】
パワーユニット制御部４ａは、例えば、マイクロコントローラ（マイコンと略す）等の部品に搭載され、パワーユニット回路２ａのスイッチング素子Ｑ０ａをＰＷＭ信号ＰＷＭでスイッチング制御する。パワーユニット制御部４ａは、詳細には、電圧制御部７と、電流フィードフォワード演算部（電流指令値演算部）８ａと、電流制御部９とを備える。電圧制御部７には、パワーユニット回路２ａの出力電圧Ｖｏの値と、予め定めた出力電圧Ｖｏの目標値であるリファレンス電圧値（電圧指令値）Ｖｒｅｆとが入力されている。
【００２１】
リファレンス電圧値Ｖｒｅｆは、外部装置から入力されたものである。外部装置は、例えば、電力変換装置１ａを有する装置内に設けられてもよいし、電力変換装置１ａを有する装置の外部に設けられてもよい。電圧制御部７は、入力されたリファレンス電圧値Ｖｒｅｆと出力電圧Ｖｏの値との電圧誤差に基づき、例えばＰＩ（比例・積分）制御等を用いて当該電圧誤差をゼロに近づけるリファレンス電流補正値ΔＩｒｅｆを算出する。
【００２２】
電流フィードフォワード演算部（電流指令値演算部）８ａは、概略的には、モータ１０２の角速度ωおよびトルク値Ｔと、パワーユニット回路２ａの入力電圧Ｖｉまたは出力電圧Ｖｏの値とをパラメータに含む演算式によってパワーユニット回路２ａに対するリファレンス電流値（電流指令値）Ｉｒｅｆを算出する。詳細は後述するが、電流フィードフォワード演算部８ａは、例えば、式（１）によってリファレンス電流値Ｉｒｅｆを算出する。“Ｘ”は、予め定めた補正割合係数（Ｘ：０≦Ｘ≦１）である。

$$Iref(t) = \{(\omega(t) \times T(t)) / Vi(t)\} \times X + \Delta Iref(t) \quad \cdots (1)$$

【００２３】
電流制御部９は、電流フィードフォワード演算部８ａからのリファレンス電流値（電流指令値）Ｉｒｅｆと、リアクトルＬのリアクトル電流値ＩＬとの電流誤差に基づき、例えばＰＩ制御等を用いて当該電流誤差をゼロに近づける制御値（具体的にはデューティ値）を算出する。リアクトル電流値ＩＬは、例えば、パワーユニット回路２ａに電流センサを設けること等で検出される。そして、電流制御部９は、算出した制御値に基づいてＰＷＭ信

号ＰＷＭを生成し、当該ＰＷＭ信号ＰＷＭでパワーユニット回路２ａのスイッチング素子Ｑ０ａをスイッチング制御する。

【００２４】

アンプ制御部５ａは、例えば、パワーユニット制御部４ａとは別のマイコン等の部品に搭載され、アンプ回路３のスイッチング素子Ｑ１～Ｑ６をＰＷＭ信号ＰＷＭａでスイッチング制御する。アンプ制御部５ａは、詳細には、状態量演算部６と、速度制御部１０と、トルク制御部１１と、駆動電流制御部１２とを備えている。状態量演算部６は、アンプ回路３の電源電圧Ｖａの値と、モータ１０２の相電流値Ｉｕ，Ｉｖ，Ｉｗと、モータ１０２の位置情報ＰＳとを入力として、モータ１０２の角速度ω、トルク値Ｔおよび駆動電流値Ｉｍを算出する。相電流値Ｉｕ，Ｉｖ，Ｉｗは、例えば、アンプ回路３に電流センサを設けること等で検出される。位置情報ＰＳは、例えば、モータ１０２にホール素子、レゾルバ、ロータリエンコーダ等の角度センサを設けること等で検出される。

【００２５】

速度制御部１０は、別途設定された角速度指令値ωｒｅｆと状態量演算部６からの角速度ωとの速度誤差に基づき、例えば、ＰＩ制御等を用いて当該速度誤差をゼロに近づけるためのトルク指令値Ｔｒｅｆを算出する。トルク制御部１１は、トルク指令値Ｔｒｅｆと状態量演算部６からのトルク値Ｔとのトルク誤差に基づき、例えば、ＰＩ制御等を用いて当該トルク誤差をゼロに近づけるための駆動電流指令値Ｉｒｅｆｍを算出する。

【００２６】

駆動電流制御部１２は、駆動電流指令値Ｉｒｅｆｍと状態量演算部６からの駆動電流値Ｉｍとの電流誤差に基づき、例えば、ＰＩ制御等を用いて当該電流誤差をゼロに近づけるための制御値（デューティ値）を算出する。そして、駆動電流制御部１２は、算出した制御値に基づいてＰＷＭ信号ＰＷＭａを生成し、当該ＰＷＭ信号ＰＷＭａでアンプ回路３のスイッチング素子Ｑ１～Ｑ６をスイッチング制御する。

【００２７】

ここで、具体例として、アンプ制御部５ａは、公知のベクトル制御を用いてモータ１０２を制御する。状態量演算部６は、ｕｖｗ軸の相電流値Ｉｕ，Ｉｖ，Ｉｗをｄｑ軸に座標変換することで、駆動電流値Ｉｍであるｄ軸電流値（Ｉｄ）およびｑ軸電流値（Ｉｑ）を算出する。また、状態量演算部６は、位置情報ＰＳの微分演算によって角速度ωを算出し、例えば、式（２）によってトルク値Ｔを算出する。式（２）において、“Ｐｎ”は極対数であり、“Ψａ”は永久磁石による電機子鎖交磁束の実効値であり、“Ｌｄ”および“Ｌｑ”は、それぞれ、ｄ軸およびｑ軸インダクタンス値である。これらの値は、予め固定的に定められる。

$$Ｔ＝Ｐｎ×｛Ψａ×Ｉｑ＋（Ｌｄ－Ｌｑ）×Ｉｄ×Ｉｑ｝ \quad …（２）$$

【００２８】

《電力変換装置の主要部の詳細動作》

図２は、図１の電力変換装置における主要部の動作例を示す波形図である。具体例として、図１のモータ１０２は、プレス機を駆動するサーボモータ等である。この場合、パワーユニット回路２ａの入力電圧Ｖｉは、２００～３００Ｖ等であり、出力電圧Ｖｏは、３００～４００Ｖ等である。図２には、モータ１０２の起動時（例えば、プレス機を対象物に向けて移動させる期間）におけるモータ１０２の角速度ωおよびトルク値Ｔと、パワーユニット回路２ａの出力電流Ｉｏおよび出力電圧Ｖｏと、パワーユニット制御部４ａのリファレンス電流値（電流指令値）Ｉｒｅｆの波形例が示される。

【００２９】

モータ１０２が時刻ｔ１から時刻ｔ２まで加速する際、角速度ωは徐々に上昇する。モータ１０２は、このような角速度ωを得るために必要なトルク（Ｔ）を出力する。モータ１０２の回転に必要な電力（すなわちモータ出力）は、“ω×Ｔ”で表される。時刻ｔ１から時刻ｔ２までの期間では、一定のトルク（Ｔ）で角速度ωが上昇しているため、モータ出力の変動（すなわち負荷変動）が生じている。この負荷変動に応じて、パワーユニット回路２ａが本来出力すべき電力（Ｐｏ０）は、式（３）で表され、パワーユニット回路２ａ

が本来出力すべき出力電流（Ｉｏ０）は、式（４）で表される。
Ｐｏ０（ｔ）＝ω（ｔ）×Ｔ（ｔ）　…（３）
Ｉｏ０（ｔ）＝（ω（ｔ）×Ｔ（ｔ））／Ｖｏ（ｔ）　…（４）
【００３０】
また、図１のような昇圧コンバータでは、リアクトル電流値ＩＬと出力電流Ｉｏ（Ｉｏ０）の関係は、入力電圧Ｖｉと出力電圧Ｖｏが変動しない場合は式（５）で表される。よって、式（４）と式（５）から式（６）の関係が導き出される。
Ｖｏ（ｔ）×Ｉｏ０（ｔ）＝Ｖｉ（ｔ）×ＩＬ（ｔ）　…（５）
ＩＬ（ｔ）＝（ω（ｔ）×Ｔ（ｔ））／Ｖｉ（ｔ）　…（６）
【００３１】
式（１）に示した電流フィードフォワード演算部８ａの演算式は、式（６）に基づくリアクトル電流（ＩＬ）（言い換えればフィードフォワード成分）に補正割合係数“Ｘ”（Ｘ：０≦Ｘ≦１）を乗算し、それに、電圧制御部７からのリファレンス電流補正値ΔＩｒｅｆ（言い換えればフィードバック成分）を加算したものである。すなわち、式（１）の演算式は、所定のモータ出力を得るために必要とされるリアクトル電流値ＩＬがフィードフォワードされたものである。
【００３２】
このような電流フィードフォワード演算部（電流指令値演算部）８ａを設けることで、リファレンス電流値Ｉｒｅｆは、図２に示されるように、本来出力すべき出力電流（Ｉｏ０）にほぼ等しい電流を指示するような波形となる。これに応じて、実際の出力電流Ｉｏも、本来出力すべき出力電流（Ｉｏ０）にほぼ等しい電流となる。その結果、出力電圧Ｖｏの電圧ドロップを抑制することができる。言い換えれば、電流フィードフォワード演算部８ａを設けることで、負荷変動（モータ出力の変動）に対して高速に応答することが可能になる。
【００３３】
なお、式（１）における補正割合係数“Ｘ”は、例えば、０．５等に定められる。補正割合係数“Ｘ”は、理想上は１．０であってもよい。ただし、この場合、実際上は、各種誤差要因によってリファレンス電流値Ｉｒｅｆが過剰となり、出力電圧Ｖｏのオーバーシュートを招く可能性がある。そうすると、フィードバック制御の安定性や、素子耐圧等に悪影響が生じ得る。補正割合係数“Ｘ”は、このような過剰なリファレンス電流値Ｉｒｅｆの発生を防止するための係数である。また、式（１）では、入力電圧Ｖｉの値を用いたが、例えば、昇圧比が大きくない場合は、近似的に、出力電圧Ｖｏの値を用いた式（７）を適用してもよい。
Ｉｒｅｆ（ｔ）＝｛（ω（ｔ）×Ｔ（ｔ））／Ｖｏ（ｔ）｝×Ｘ＋ΔＩｒｅｆ（ｔ）　…（７）
【００３４】
ここで、図２には、第１の比較例として、電流フィードフォワード演算部８ａが設けられない場合のリファレンス電流値Ｉｒｅｆ’、出力電流Ｉｏ’および出力電圧Ｖｏ’が示される。この場合、リファレンス電流値Ｉｒｅｆ’は、式（１）からフィードフォワード成分を削除したような値となり、電流制御部９には、リファレンス電流補正値ΔＩｒｅｆ（フィードバック成分）のみが入力される。
【００３５】
第１の比較例では、まず、本来出力すべき出力電流（Ｉｏ０）に対して実際の出力電流Ｉｏ’が不足することで出力電圧Ｖｏ’の電圧ドロップが生じる。電圧制御部７は、この電圧ドロップに伴う電圧誤差に基づいて、ＰＩ制御等を用いて当該電圧ドロップを抑制するためのリファレンス電流値Ｉｒｅｆ’（リファレンス電流補正値ΔＩｒｅｆ）を生成する。ここで、当該電圧制御部７の制御帯域を十分に高く設計できれば、リファレンス電流値Ｉｒｅｆ’を本来出力すべき出力電流（Ｉｏ０）に対して高速に追従させることができる。しかし、実際には、フィードバック制御の発振防止等の観点で、制御帯域はある程度までしか高められない。

【００３６】
その結果、リファレンス電流値Ｉｒｅｆ’（ひいては実際の出力電流Ｉｏ’）と本来出力すべき出力電流（Ｉｏ０）との間に乖離が生じ、出力電圧Ｖｏ’に、比較的大きな電圧ドロップが生じてしまう。一方、電流フィードフォワード演算部８ａを設けると、式（１）のフィードフォワード成分によって本来出力すべき出力電流（Ｉｏ０）の値自体を高速に算出でき、その結果を早期に電流制御部９に反映させることができる。言い換えれば、実際に電圧ドロップが生じた結果として出力電流Ｉｏを増やすのではなく、実際に電圧ドロップが生じる前に出力電流Ｉｏを増やすことができる。その結果、実質的な効果として、電圧制御部７の制御帯域が低い場合であっても、負荷変動に対して高速に応答することが可能になる。
【００３７】
また、第２の比較例として、特許文献１の方式を利用することが考えられる。特許文献１の方式は、実施の形態１の方式とは異なる目的で所定マップに基づき昇圧電源の指令値を生成する方式である。ここで、当該方式を利用して、例えば、“ω×Ｔ”の算出結果をリファレンス電圧値（電圧指令値）Ｖｒｅｆにフィードフォワードする方式が考えられる。しかし、この場合、応答速度の高速化が十分に図れない恐れがある。
【００３８】
具体的に説明すると、電圧指令値を変化させると、電圧制御部７のＰＩ制御に伴う遅延を経て対応する電流指令値（ΔＩｒｅｆ）が算出され、その後、電流制御部９のＰＩ制御に伴う遅延を経て実際の電流制御が行われることになる。このため、第２の比較例の方式では、リファレンス電流値（電流指令値）Ｉｒｅｆにフィードフォワードを行う実施の形態１の方式と比較して、応答速度が低下する。
【００３９】
さらに、図１のように、電圧制御部７に伴う電圧フィードバックループをメジャーループ、電流制御部９に伴う電流フォードバックループをマイナーループとするようなカスケード制御ループでは、一般的に、メジャーループの制御帯域は、マイナーループの１／１０程度に設計される。このため、メジャーループに対してフィードバックを行う第２の比較例の方式では、マイナーループに対してフィードバックを行う実施の形態１の方式と比較して、応答速度が大きく低下する。
【００４０】
《実施の形態１の主要な効果》
以上、実施の形態１の電力変換装置を用いることで、代表的には、負荷変動に対して高速に応答することが可能になる。その結果、出力電圧Ｖｏの電圧ドロップを抑制できることから、出力コンデンサＣｏの容量値を小さくでき、装置の小型化や低コスト化が実現可能となる。すなわち、図２の出力電圧Ｖｏ’に示したような電圧ドロップを抑制するため、出力コンデンサＣｏの容量値を大きくする方式も考えられるが、その必要性がなくなる。
【００４１】
さらに、出力電圧Ｖｏの電圧ドロップを抑制できる結果、モータ１０２に高トルクを安定的に出力させることが可能になる。なお、式（１）では、状態量演算部６からのトルク値Ｔを用いたが、場合によっては、速度制御部１０からのトルク指令値Ｔｒｅｆを用いることも可能である。ただし、通常、速度制御部１０の制御帯域は低く、所望のトルク指令値Ｔｒｅｆは、ある程度の遅延を経て算出されるため、応答速度の観点では、状態量演算部６からのトルク値Ｔを用いる方が望ましい。
【００４２】
（実施の形態２）
《電力変換装置の概略（応用例）》
図３は、本発明の実施の形態２による電力変換装置の構成例を示す概略図である。図３に示す電力変換装置１ｂは、図１の構成例と比較して、パワーユニット制御部４ｂおよびアンプ制御部５ｂの構成が若干異なっている。アンプ制御部５ｂは、図１に示したアンプ制御部５ａと比較して、更に、演算部２１を有する。演算部２１は、状態量演算部６からの

角速度ωとトルク値Ｔの積算値を算出する。そして、アンプ制御部５ｂは、当該積算値“ω×Ｔ”を、アンプ制御部５ｂとパワーユニット制御部４ｂとの間に設けられる所定の通信経路２２を介してパワーユニット制御部４ｂへ送信する。通信経路２２は、例えば、シリアル回線等である。

【００４３】

一方、パワーユニット制御部４ｂは、図１の構成例と比較して、電流フィードフォワード演算部８ｂへの入力情報が異なっている。電流フィードフォワード演算部（電流指令値演算部）８ｂは、図１の場合のように、角速度ωとトルク値Ｔの積算値を算出する必要はなく、演算部２１で既に算出された積算値“ω×Ｔ”を用いて式（１）の演算を行う。なお、演算部２１は、更に、当該積算値“ω×Ｔ”をアンプ回路３の電源電圧Ｖａ（＝出力電圧Ｖｏ）の値で除算した値を算出し、アンプ制御部５ｂは、当該算出値をパワーユニット制御部４ｂへ送信してもよい。この場合、電流フィードフォワード演算部８ｂは、例えば、式（７）の演算を行えばよい。

【００４４】

例えば、アンプ制御部５ｂは、パワーユニット制御部４ｂよりも高速なマイコン等で構成される場合が多い。この場合、アンプ制御部５ｂが積算値“ω×Ｔ”（または“（ω×Ｔ）／Ｖａ”を算出することで、電流フィードフォワード演算部８ｂの処理負荷を軽減することができる。その結果として、式（１）（または式（７））の演算処理速度を速めることができ、ひいては、応答速度の高速化が図れる。さらに、図１の場合と比較して、通信経路２２上の情報量が削減できることから、通信速度の向上や、通信負荷の軽減や、通信回路周りの小面積化、低コスト化等が図れる。

【００４５】

《実施の形態２の主要な効果》

以上、実施の形態２の電力変換装置を用いることで、実施の形態１で述べた各種効果と同様の効果が得られる。さらに、実施の形態１の場合と比較して、電流フィードフォワード演算部８ｂの演算処理速度を速めることができる。なお、この例では、アンプ制御部５ｂとパワーユニット制御部４ｂとの間に直接的な通信経路を設けたが、場合によっては、間接的な通信経路を設けることも可能である。例えば、アンプ制御部５ｂは、工場等の管理サーバに向けて積算値を送信し、パワーユニット制御部４ｂは、管理サーバから積算値を取得するようなことも可能である。この際に、管理サーバは、受信した積算値に基づき、異常の有無等を判定してもよい。

【００４６】

（実施の形態３）

《電力変換装置の概略（変形例）》

図４は、本発明の実施の形態３による電力変換装置の構成例を示す概略図である。図４に示す電力変換装置１ｃは、図３の構成例と比較して、パワーユニット回路２ｂおよびパワーユニット制御部４ｃの構成が異なっている。パワーユニット回路２ｂでは、図３（および図１）の構成例と異なり、スイッチング素子Ｑ０ｂ、ダイオードＤおよびリアクトルＬは、降圧コンバータを構成する。パワーユニット制御部４ｃは、図３とは異なる電流フィードフォワード演算部（電流指令値演算部）８ｃを有する。電流フィードフォワード演算部８ｃには、入力電圧Ｖｉではなく出力電圧Ｖｏの値が入力される。

【００４７】

ここで、図３（および図１）のような昇圧コンバータの場合、出力電流Ｉｏとリアクトル電流（ＩＬ）は一致しない。この場合、式（４）からリアクトル電流値ＩＬ（式（６））を得るためには、式（５）の関係が必要となる。一方、図４のような降圧コンバータの場合、出力電流Ｉｏとリアクトル電流（ＩＬ）は一致する。このため、式（８）のように、式（４）をそのまま用いてリアクトル電流値ＩＬを得ることができる。これに伴い、電流フィードフォワード演算部８ｃは、入力電圧Ｖｉの値をパラメータとする式（１）ではなく、出力電圧Ｖｏの値をパラメータとする式（７）を用いてリファレンス電流値（電流指令値）Ｉｒｅｆを算出する。

ＩＬ（ｔ）＝（ω（ｔ）×Ｔ（ｔ））／Ｖｏ（ｔ）　…（８）

【００４８】

《実施の形態３の主要な効果》

以上、実施の形態３の電力変換装置を用いることで、降圧コンバータを用いる場合であっても、実施の形態１および２で述べた各種効果と同様の効果が得られる。

【００４９】

（実施の形態４）

《電力変換装置の概略（応用例）》

図５は、本発明の実施の形態４による電力変換装置の構成例を示す概略図である。図５に示す電力変換装置１ｄは、図１または図３に示したようなアンプ回路およびアンプ制御部のそれぞれをＮ（Ｎは２以上の整数）個有する。この例では、“Ｎ＝２”であり、電力変換装置１ｄは、マスタのアンプ回路３ｍおよびマスタのアンプ制御部５ｍと、スレーブのアンプ回路３ｓおよびスレーブのアンプ制御部５ｓとを有する。パワーユニット回路２およびパワーユニット制御部４は、Ｎ個（この例では２個）のアンプ回路３ｍ，３ｓに対して共通に設けられる。

【００５０】

モータ１０３は、この例では、マスタ軸およびスレーブ軸を有する多軸モータである。電力変換装置１ｄは、マスタ軸の回転とスレーブ軸の回転とを同期制御する。すなわち、マスタのアンプ回路３ｍおよびアンプ制御部５ｍは、マスタ軸の回転を制御し、スレーブのアンプ回路３ｓおよびアンプ制御部５ｓは、マスタ軸の回転と同期するようにスレーブ軸の回転を制御する。マスタのアンプ制御部５ｍは、例えば、図３のような構成例を備え、速度制御部１０で算出したトルク指令値Ｔｒｅｆと、状態量演算部６で算出した角速度ωとを、位置情報ＰＳと共にスレーブのアンプ制御部５ｓへ送信する。スレーブのアンプ制御部５ｓは、例えば、図３の構成例から速度制御部１０および演算部２１を削除したような構成を備え、マスタのアンプ制御部５ｍから送信された各種情報を用いて制御動作を行う。

【００５１】

ここで、Ｎ個のアンプ制御部５ｍ，５ｓのいずれか一つ（ここでは、マスタのアンプ制御部５ｍ）は、演算部２１によって得られた積算値“ω×Ｔ”に“Ｎ”を乗算した値を通信経路２２を介してパワーユニット制御部４へ送信する。パワーユニット制御部４内の電流フィードフォワード演算部は、例えば、式（１）の“ω×Ｔ”を“ω×Ｔ×Ｎ”に置き換えて演算を行う。

【００５２】

このように、マスタ軸とスレーブ軸を同期制御するような場合、２個のアンプ制御部５ｍ，５ｓのそれぞれが“ω×Ｔ”の情報をパワーユニット制御部４へ送信するよりも、マスタのアンプ制御部５ｍが、纏めた情報“ω×Ｔ×Ｎ”をパワーユニット制御部４へ送信する方が効率的となる。具体的には、電流フィードフォワード演算部における演算処理速度の向上や、パワーユニット制御部４とアンプ制御部との間の通信速度の向上や、通信負荷の軽減や、通信回路周りの小面積化、低コスト化等が図れる。

【００５３】

《実施の形態４の主要な効果》

以上、実施の形態４の電力変換装置を用いることで、多軸モータを制御対象とする場合であっても、実施の形態１および２で述べた各種効果と同様の効果が得られる。

【００５４】

以上、本発明者によってなされた発明を実施の形態に基づき具体的に説明したが、本発明は前記実施の形態に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々変更可能である。例えば、前述した実施の形態は、本発明を分かり易く説明するために詳細に説明したものであり、必ずしも説明した全ての構成を備えるものに限定されるものではない。また、ある実施の形態の構成の一部を他の実施の形態の構成に置き換えることが可能であり、また、ある実施の形態の構成に他の実施の形態の構成を加えることも可能である。ま

た、各実施の形態の構成の一部について、他の構成の追加・削除・置換をすることが可能である。

【００５５】

例えば、半導体素子を構成するスイッチング素子およびダイオードは、ＭＯＳＦＥＴ（Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor）等の素子で構成されても構わない。また、パワーユニット回路は、昇圧コンバータや降圧コンバータに限らず、例えば、昇降圧コンバータや絶縁型ＤＣＤＣコンバータ等であってもよい。すなわち、少なくとも電流制御部によって制御されるパワーユニット回路であればよい。

【００５６】

さらに、ここでは、パワーユニット回路のスイッチング素子をＰＷＭ信号によって制御する構成を例としたが、ＰＦＭ（Pulse Frequency Modulation）信号によって制御する構成や、ＰＷＭ信号とＰＦＭ信号を適宜切り替えて制御する構成であっても同様に適用可能である。また、電力変換装置は、単独で構成されたものであってもよいし、その他の構成要素とともに、制御ＩＣ等の各種装置に組み込まれてもよい。

【符号の説明】

【００５７】

１ａ～１ｄ　電力変換装置
２，２ａ，２ｂ　パワーユニット回路
３，３ｍ，３ｓ　アンプ回路
４，４ａ～４ｃ　パワーユニット制御部
５ａ，５ｂ，５ｍ，５ｓ　アンプ制御部
７　電圧制御部
８ａ，８ｂ　電流フィードフォワード演算部（電流指令値演算部）
９　電流制御部
２２　通信経路
１０２，１０３　モータ
ＩＬ　リアクトル電流値
Ｉｒｅｆ　リファレンス電流値（電流指令値）
Ｌ　リアクトル
Ｑ０ａ，Ｑ０ｂ，Ｑ１～Ｑ６　スイッチング素子
Ｖａ　電源電圧
Ｖｉ　入力電圧
Ｖｏ　出力電圧
Ｖｒｅｆ　リファレンス電圧値
ΔＩｒｅｆ　リファレンス電流補正値

【図面】

【図１】

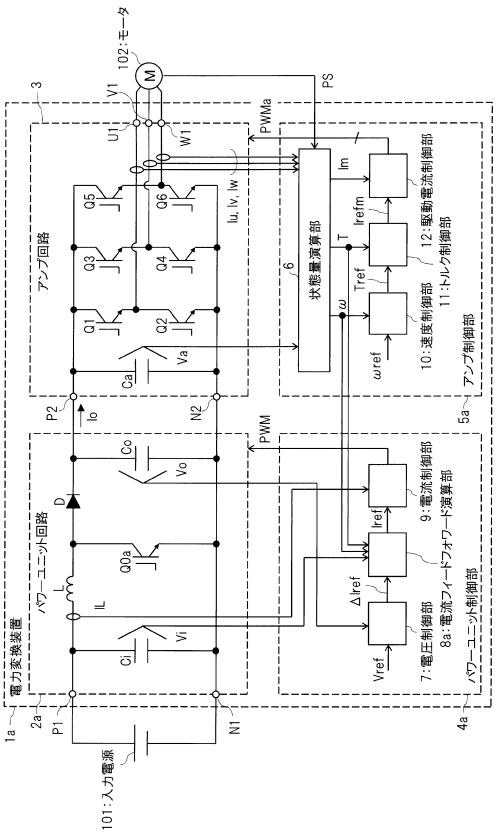



図 1

【図２】

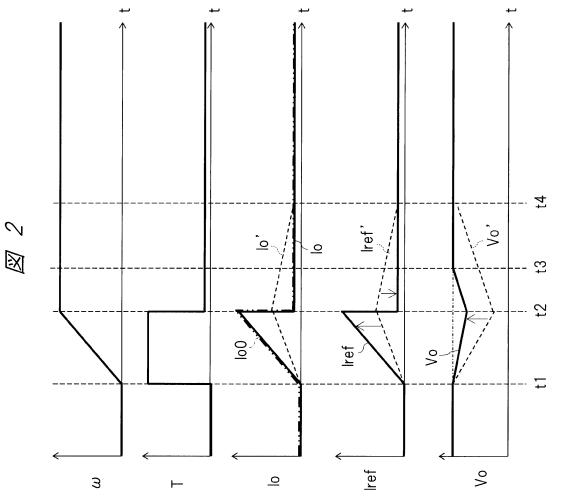



図 2

【図３】

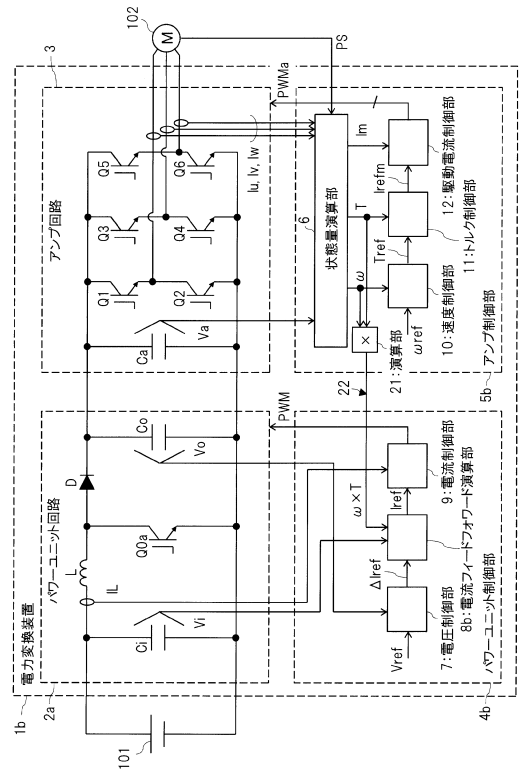



図 3

【図４】

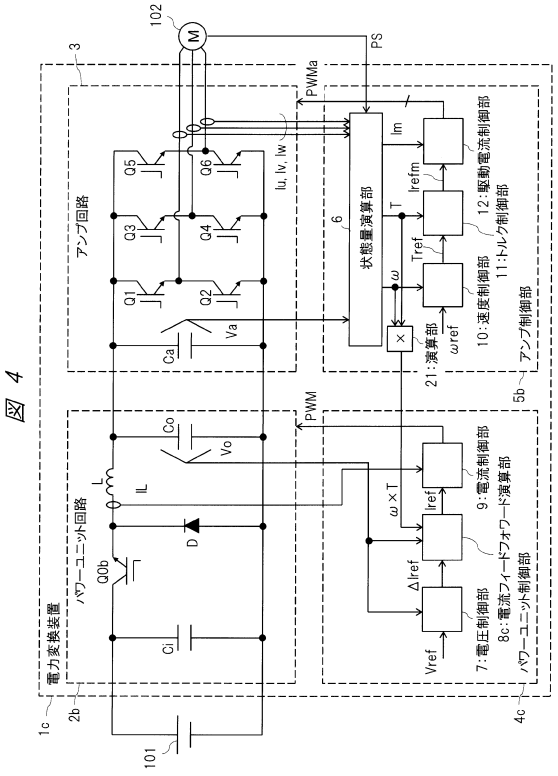



図 4

【図５】

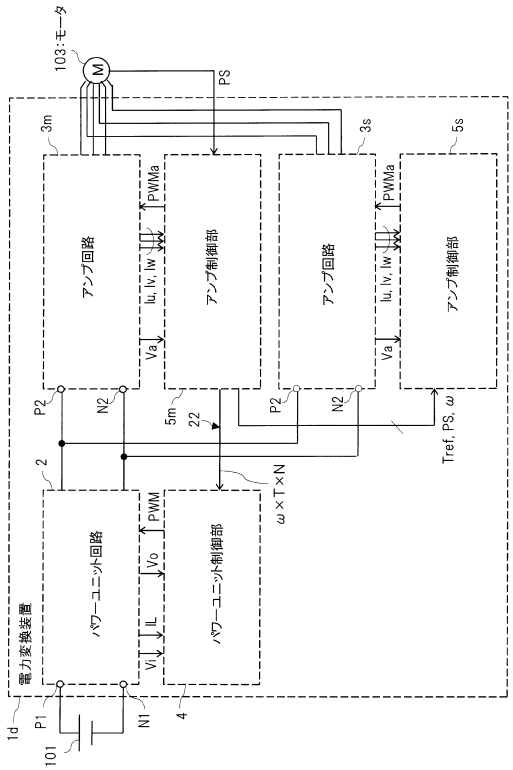

103:モータ
M
PS
3m
3s
5s
アンプ回路
PWMa
Iu, Iv, Iw
アンプ制御部
Va
アンプ回路
PWMa
Iu, Iv, Iw
アンプ制御部
Va
P2
N2
5m
22
P2
N2
Tref, PS, ω
2
ω×T×N
パワーユニット回路
PWM
Vo
IL
Vi
パワーユニット制御部
電力変換装置
1d
P1
N1
4
101

図５

フロントページの続き

東京都千代田区神田練塀町３番地 株式会社日立産機システム内

審査官 土井 悠生

(56)参考文献
特開２０１５－０７６９８６（ＪＰ，Ａ）
特開２０１６－０１３０２２（ＪＰ，Ａ）
特開２０１０－２７９０８７（ＪＰ，Ａ）
特開２０１７－１６３６４３（ＪＰ，Ａ）
特開２０１２－１８６９０５（ＪＰ，Ａ）
特開２００９－０６５７５８（ＪＰ，Ａ）
米国特許出願公開第２００８／０２１８１１１（ＵＳ，Ａ１）
特開２００３－３２４９８９（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野 (Int.Cl.，ＤＢ名)
Ｈ０２Ｍ ３／００－３／４４
Ｈ０２Ｍ ７／４２－７／９８
Ｈ０２Ｐ ５／００
Ｈ０２Ｐ ７／００