

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5109290号  
(P5109290)

(45) 発行日 平成24年12月26日(2012.12.26)

(24) 登録日 平成24年10月19日(2012.10.19)

(51) Int. Cl.		F I			
<b>H02P 27/06</b>	<b>(2006.01)</b>	H02P	7/63	302M	
<b>H02P 27/08</b>	<b>(2006.01)</b>	H02P	7/63	302K	
<b>H02M 7/48</b>	<b>(2007.01)</b>	H02M	7/48	U	
<b>B60L 9/18</b>	<b>(2006.01)</b>	B60L	9/18	J	

請求項の数 12 (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2006-150110 (P2006-150110)	(73) 特許権者	000003207 トヨタ自動車株式会社
(22) 出願日	平成18年5月30日(2006.5.30)		愛知県豊田市トヨタ町1番地
(65) 公開番号	特開2007-325351 (P2007-325351A)	(74) 代理人	100064746 弁理士 深見 久郎
(43) 公開日	平成19年12月13日(2007.12.13)	(74) 代理人	100085132 弁理士 森田 俊雄
審査請求日	平成21年2月4日(2009.2.4)	(74) 代理人	100112852 弁理士 武藤 正
		(72) 発明者	岡村 賢樹 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	山村 和人

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電動機駆動制御システムおよびその制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流電源と、

前記直流電源の出力電圧を昇圧可能に構成されて、前記直流電源の出力電圧を電圧指令値に従って可変制御して直流電源配線に出力するように構成されたコンバータと、

電動機が動作指令に従って作動するように、複数のスイッチング素子により前記直流電源配線上の直流電力と前記電動機を駆動する交流電力との間で電力変換を行なうインバータと、

前記コンバータの前記電圧指令値を設定する制御装置とを備え、

前記制御装置は、

予め設定された損失特性に基づき、前記直流電源配線上の直流電圧および前記電動機の動作状態に対する前記直流電源での電力損失を推定する第1の損失推定手段と、

予め設定された損失特性に基づき、前記直流電圧および前記電動機の動作状態に対する前記コンバータでの電力損失を推定する第2の損失推定手段と、

予め設定された損失特性に基づき、前記直流電圧および前記電動機の動作状態に対する前記インバータでの電力損失を推定する第3の損失推定手段と、

前記電動機の現在の動作状態における前記電動機の誘起電圧に対応させて必要最小電圧を求めるとともに、前記必要最小電圧以上、かつ、前記コンバータの出力上限電圧以下の候補電圧範囲内で、複数の前記直流電圧に対して前記電動機の現在の動作状態に基づいて前記第1から第3の損失推定手段により推定された電力損失の合計を含む総和電力損失を

算出することによって、当該総和電力損失が最小となる前記直流電圧を策定し、策定した直流電圧に従って前記電圧指令値を設定する電圧指令値発生手段とを含む、電動機駆動制御システム。

【請求項 2】

前記制御装置は、

予め設定された損失特性に基づき、前記直流電圧および前記電動機の動作状態に対する前記電動機での電力損失を推定する第 4 の損失推定手段をさらに含み、

前記電圧指令値発生手段は、

前記電動機の現在の動作状態に基づいて前記第 1 から第 4 の損失推定手段により推定された電力損失の合計を含む前記総和電力損失を算出し、かつ、前記候補電圧範囲内で前記総和電力損失が最小となる前記直流電圧を策定するとともに、策定した直流電圧に従って前記電圧指令値を設定する、請求項 1 記載の電動機駆動制御システム。

10

【請求項 3】

前記インバータに対するスイッチング制御は、複数の制御方式から 1 つの制御方式を選択して実行され、

前記第 3 の損失推定手段は、前記制御方式ごとに設定された前記損失特性に基づき、前記電動機の回転数およびトルクならびに選択された制御方式に応じて、前記インバータでの電力損失を推定する、請求項 1 記載の電動機駆動制御システム。

【請求項 4】

前記複数の制御方式は、

前記電動機に印加される各相電圧が、前記電圧指令値に応じたパルス幅変調波形電圧となるように前記インバータに対してスイッチング制御を行なう正弦波パルス幅変調制御と、

20

前記電動機に印加される各相電圧が、前記正弦波パルス幅変調制御よりも変調率の高い前記パルス幅変調波形電圧となるように前記インバータに対してスイッチング制御を行なう過変調パルス幅変調制御と、

前記電動機に印加される各相電圧が、前記電圧指令値に応じた矩形波電圧となるように前記インバータに対してスイッチング制御を行なう矩形波電圧制御とを含む、請求項 3 記載の電動機駆動制御システム。

【請求項 5】

前記損失特性は、前記電動機の回転数およびトルクならびに前記直流電源配線上の直流電圧のうちの少なくとも 1 つに対する前記電力損失の変化を表わす、請求項 1 記載の電動機駆動制御システム。

30

【請求項 6】

前記電圧指令値発生手段は、前記必要最小電圧と前記出力上限電圧とが異なる場合に、前記候補電圧範囲内に複数個の候補電圧を設定するとともに、前記直流電圧を前記複数個の候補電圧のそれぞれとしたときの前記総和電力損失を前記第 1 から前記第 3 の損失推定手段による推定に従って算出し、かつ、その算出結果に基づいて前記総和電力損失が最小となる前記直流電圧を策定する、請求項 1 記載の電動機駆動制御システム。

【請求項 7】

電動機駆動制御システムの制御方法であって、

前記電動機駆動制御システムは、

直流電源と、

前記直流電源の出力電圧を昇圧可能に構成されて、前記直流電源の出力電圧を電圧指令値に従って可変制御して直流電源配線に出力するように構成されたコンバータと、

40

電動機が動作指令に従って作動するように、複数のスイッチング素子により前記直流電源配線上の直流電力と前記電動機を駆動する交流電力との間で電力変換を行なうインバータとを備え、

前記制御方法は、

予め設定された損失特性に基づき、前記直流電源配線上の直流電圧および前記電動機の

50

動作状態に対する前記直流電源での電力損失を推定するステップと、

予め設定された損失特性に基づき、前記直流電圧および前記電動機の動作状態に対する前記コンバータでの電力損失を推定するステップと、

予め設定された損失特性に基づき、前記直流電圧および前記電動機の動作状態に対する前記インバータでの電力損失を推定するステップと、

前記電動機の現在の動作状態における前記電動機の誘起電圧に対応させて必要最小電圧を求めるステップと、

前記必要最小電圧以上、かつ、前記コンバータの出力上限電圧以下の候補電圧範囲内で、複数の前記直流電圧に対して前記電動機の現在の動作状態に基づいて推定された、前記直流電源、前記コンバータおよび前記インバータでの電力損失の合計を含む総和電力損失を算出することによって、当該総和電力損失が最小となる前記直流電圧を策定するステップと、

策定した直流電圧に従って前記電圧指令値を設定するステップとを備える、電動機駆動制御システムの制御方法。

【請求項 8】

予め設定された損失特性に基づき、前記直流電圧および前記電動機の動作状態に対する前記電動機での電力損失を推定するステップをさらに備え、

前記策定するステップは、前記電動機の現在の動作状態に基づいて推定された、前記直流電源、前記コンバータ、前記インバータおよび前記電動機での電力損失の合計を含む前記総和電力損失を算出し、かつ、前記候補電圧範囲内で前記総和電力損失が最小となる前記直流電圧を策定する、請求項 7 記載の電動機駆動制御システムの制御方法。

【請求項 9】

前記インバータに対するスイッチング制御は、複数の制御方式から 1 つの制御方式を選択して実行され、

前記インバータでの電力損失を推定するステップは、前記制御方式ごとに設定された前記損失特性に基づき、前記電動機の回転数およびトルクならびに前記選択された制御方式に応じて、前記インバータでの電力損失を推定する、請求項 7 記載の電動機駆動制御システムの制御方法。

【請求項 10】

前記複数の制御方式は、

前記電動機に印加される各相電圧が、前記電圧指令値に応じたパルス幅変調波形電圧となるように前記インバータに対してスイッチング制御を行なう正弦波パルス幅変調制御と、

前記電動機に印加される各相電圧が、前記正弦波パルス幅変調制御よりも変調率の高い前記パルス幅変調波形電圧となるように前記インバータに対してスイッチング制御を行なう過変調パルス幅変調制御と、

前記電動機に印加される各相電圧が、前記電圧指令値に応じた矩形波電圧となるように前記インバータに対してスイッチング制御を行なう矩形波電圧制御とを含む、請求項 9 記載の電動機駆動制御システムの制御方法。

【請求項 11】

前記損失特性は、前記電動機の回転数およびトルクならびに前記直流電源配線上の直流電圧のうちの少なくとも 1 つに対する前記電力損失の変化を表わす、請求項 7 記載の電動機駆動制御システムの制御方法。

【請求項 12】

前記策定するステップは、前記必要最小電圧と前記出力上限電圧とが異なる場合に、前記候補電圧範囲内に複数個の候補電圧を設定するとともに、前記直流電圧を前記複数個の候補電圧のそれぞれとしたときの、前記直流電源、前記コンバータおよび前記インバータでの電力損失の推定に基づく前記総和電力損失を算出し、かつ、その算出結果に基づいて前記総和電力損失が最小となる前記直流電圧を策定する、請求項 7 記載の電動機駆動制御システムの制御方法。

10

20

30

40

50

**【発明の詳細な説明】****【技術分野】****【0001】**

この発明は、電動機駆動制御システムに関し、より特定的には直流電圧を可変制御可能なコンバータを含んで構成される電動機駆動制御システムに関する。

**【背景技術】****【0002】**

従来より、交流電動機を駆動する電動機駆動制御システムの一形式として、コンバータによって可変制御された直流電圧を、インバータによって交流電動機を駆動制御する交流電圧に変換する構成が用いられている（たとえば特許文献1および2）。

10

**【0003】**

たとえば、特開2003-33071号公報（特許文献1）には、PAM（パルス振幅変調）回路としてのコンバータと、このPAM回路の出力電圧を交流電圧に変換するPWM（パルス幅変調）回路としてのインバータとを備えたモータ制御装置が開示されている。特に、特許文献1に開示されたモータ制御装置では、コンバータおよびインバータのスイッチング素子の耐久性を均等にすることによって、装置全体の寿命を向上させることが開示されている。

**【0004】**

また、特開2003-116280号公報（特許文献2）に開示された駆動装置では、モータに要求される動力を電力変換して得られたバッテリー出力要求電力をバッテリーの端子間電圧で除算してコンバータ内のリアクトルを流れる電流を演算する。そして、演算された電流に応じて、コンバータを構成するトランジスタのキャリア周波数を、コンバータ損失が最小となるように設定して、駆動装置のエネルギー効率を向上させることができる。

20

**【0005】**

また、特開2003-348892号公報（特許文献3）および特開2001-238490号公報（特許文献4）には、直流電圧制御機能付きコンバータの出力を複数のモータ駆動回路（モータ制御機能付きインバータ）により共有して、複数のモータを効率よく制御するモータ制御装置が開示されている。特許文献3および4に開示された構成では、各インバータの通流率やモータ負荷等からコンバータが出力する直流電圧値を変更することが開示されている。

30

**【特許文献1】**特開2003-33071号公報

**【特許文献2】**特開2003-116280号公報

**【特許文献3】**特開2003-348892号公報

**【特許文献4】**特開2001-238490号公報

**【発明の開示】****【発明が解決しようとする課題】****【0006】**

特許文献1～4に開示されたような、可変制御されるコンバータの出力電圧をインバータにより交流電圧に変換して交流電動機を駆動する構成では、コンバータの出力電圧、すなわちインバータの直流リンク側電圧の電圧レベルに従って、システムの各構成要素での損失が変化するため、システム全体の効率も変化することが予想される。

40

**【0007】**

しかしながら、特許文献1～4には、上記のような構成の電動機駆動制御システムにおいて、システム全体の効率を考慮して、コンバータが可変制御する直流電圧値を定めることについては開示も示唆もされていない。

**【0008】**

この発明は、このような問題点を解決するためになされたものであって、この発明の目的には、直流電圧を可変制御可能に構成されたコンバータおよびコンバータの出力電圧を交流電圧に変換するインバータを含む構成の電動機駆動制御システムにおいて、システム全体での電力損失が最小となるようにコンバータの出力電圧を適切に設定して、システム

50

の全体効率を向上させることである。

【課題を解決するための手段】

【0009】

この発明による電動機駆動制御システムは、直流電源と、コンバータと、インバータと、電圧設定手段とを備える。コンバータは、直流電源の出力電圧を昇圧可能に構成されて、直流電源の出力電圧を電圧指令値に従って可変制御して直流電源配線に出力するように構成される。インバータは、電動機が動作指令に従って作動するように、複数のスイッチング素子により直流電源配線上の直流電力と電動機を駆動する交流電力との間で電力変換を行なう。電圧設定手段は、コンバータの電圧指令値を設定する。さらに、電圧設定手段は、最小電圧設定手段と、第1から第4の損失推定手段と、最適電圧決定手段と、電圧指令発生手段とを含む。最小電圧設定手段は、記電動機の動作状態に基づき、電動機の誘起電圧に対応させて必要最小電圧を求める。第1の損失推定手段は、予め設定された損失特性に基づき直流電源での電力損失を推定する。第2の損失推定手段は、予め設定された損失特性に基づきコンバータでの電力損失を推定する。第3の損失推定手段は、予め設定された損失特性に基づきインバータでの電力損失を推定する。第4の損失推定手段は、予め設定された損失特性に基づき電動機での電力損失を推定する。最適電圧決定手段は、最小電圧設定手段により求められた必要最小電圧より高く、かつ、コンバータの出力上限電圧より低い電圧範囲内で、第1から第4の損失推定手段により推定された電力損失の総和が最小となる直流電源配線上の直流電圧に対応させて電圧指令値を発生する。

10

【0010】

上記電動機駆動制御システムによれば、直流電源電圧を昇圧可能に構成されたコンバータおよび、このコンバータの出力電圧を電動機駆動制御用の交流電圧に変換するインバータを備えた構成において、直流電源、コンバータ、インバータおよび電動機のそれぞれでの電力損失推定に基づき、システム全体での電力損失の総和が最小値となるような最適電圧に対応させて、かつ、電動機の誘起電圧よりも高い範囲内でコンバータの出力電圧指令値を設定することができる。これにより、コンバータ出力電圧の適切な設定により、システムの全体効率を向上させることができる。

20

【0011】

好ましくは、上記電動機駆動制御システムでは、インバータの制御手段は、電圧指令値に応じてインバータに対するスイッチング制御を行なう複数の制御方式を有し、この複数の制御方式のうち1つの制御方式を選択する制御方式選択手段を含む。そして、第3の損失推定手段は、制御方式ごとに設定された損失特性に基づき、電動機の回転数およびトルクならびに制御方式選択手段により選択される制御方式に応じて、インバータでの電力損失を推定する。

30

【0012】

上記により、電動機の動作状態に応じてインバータの制御方式を切替える制御構成において、この制御方式ごとにインバータでの電力損失特性が異なる点を反映して、システム全体での電力損失をより正確に推定することができる。したがって、システムの全体効率を高めるためのコンバータ出力電圧の設定をより適切に行なうことができる。

【0013】

さらに好ましくは、上記電動機駆動制御システムでは、複数の制御方式は、正弦波パルス幅変調制御、過変調パルス幅変調制御、および矩形波電圧制御とを含む。正弦波パルス幅変調制御は、電動機に印加される各相電圧が、電圧指令値に応じたパルス幅変調波形電圧となるようにインバータに対してスイッチング制御を行なう。過変調パルス幅変調制御は、電動機に印加される各相電圧が、正弦波パルス幅変調制御よりも変調率の高いパルス幅変調波形電圧となるようにインバータに対してスイッチング制御を行なう。矩形波電圧制御は、電動機に印加される各相電圧が、電圧指令値に応じた矩形波電圧となるようにインバータに対してスイッチング制御を行なう。

40

【0014】

上記により、上記電動機駆動制御システムによれば、インバータの制御方式として、正

50

弦波パルス幅変調方式、過変調パルス幅方式および矩形波電圧制御方式とを切替える制御構成において、コンバータ出力電圧の適切な設定により、システムの全体効率を向上させることができる。

【 0 0 1 5 】

あるいは好ましくは、上記電動機駆動制御システムでは、損失特性は、電動機の回転数およびトルクならびに直流電源配線上の直流電圧のうちの少なくとも一つに対する電力損失の変化を表わす。

【 0 0 1 6 】

上記電動機駆動制御システムによれば、電動機の回転数およびトルクならびにコンバータ出力電圧に対する電力損失特性を、直流電源、コンバータ、インバータ、電動機のそれぞれにおいて設定することにより、コンバータ出力電圧に応じたシステム全体での電力損失の総和の変化をより確実に推定することができる。これにより、システムの全体効率を高めるためのコンバータ出力電圧の設定をより適切に行なうことができる。

【 発明の効果 】

【 0 0 1 7 】

この発明によれば、直流電圧を可変制御可能に構成されたコンバータおよびコンバータの出力電圧を交流電圧に変換するインバータを含む構成の電動機駆動制御システムにおいて、コンバータの出力電圧を適切に設定することによって、システム全体での電力損失を最小として全体効率を向上させることができる。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 1 8 】

以下において、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。なお、以下図中の同一または相当部分には同一符号を付してその説明は原則的に繰返さないものとする。

【 0 0 1 9 】

図 1 は、本発明の実施の形態による電動機駆動制御システムが搭載される構成の一例として示されるハイブリッド車両 100 の構成を説明するブロック図である。

【 0 0 2 0 】

図 1 を参照して、ハイブリッド車両 100 は、エンジン 110 と、動力分割機構 120 と、モータジェネレータ MG1, MG2 と、減速機 130 と、駆動軸 140 および車輪（駆動輪）150 を備える。ハイブリッド車両 100 は、さらに、モータジェネレータ MG1, MG2 を駆動制御するための、直流電圧発生部 10 と、平滑コンデンサ C0 と、インバータ 20, 30 と、制御装置 50 とを備える。

【 0 0 2 1 】

エンジン 110 は、たとえば、ガソリンエンジンやディーゼルエンジン等の内燃機関により構成される。エンジン 110 には、冷却水の温度を検知する冷却水温センサ 112 が設けられる。冷却水温センサ 112 の出力は、制御装置 50 へ送出される。

【 0 0 2 2 】

動力分割機構 120 は、エンジン 110 の発生する動力を、駆動軸 140 への経路とモータジェネレータ MG1 への経路とに分割可能に構成される。動力分割機構 120 としては、サンギヤ、プラネタリギヤおよびリングギヤの 3 つの回転軸を有する遊星歯車機構を用いることができる。たとえば、モータジェネレータ MG1 のロータを中空としてその中心にエンジン 110 のクランク軸を通すことで、動力分割機構 120 にエンジン 110 とモータジェネレータ MG1, MG2 とを機械的に接続することができる。具体的には、モータジェネレータ MG1 のロータをサンギヤに接続し、エンジン 110 の出力軸をプラネタリギヤに接続し、かつ、出力軸 125 をリングギヤに接続する。モータジェネレータ MG2 の回転軸とも接続された出力軸 125 は、減速機 130 を介して駆動輪 150 を回転駆動するための駆動軸 140 に接続される。なお、モータジェネレータ MG2 の回転軸に対する減速機をさらに組込んでよい。

【 0 0 2 3 】

10

20

30

40

50

モータジェネレータMG1は、エンジン110によって駆動される発電機として動作し、かつ、エンジン110の始動を行なう電動機として動作するものとして、電動機および発電機の機能を併せ持つように構成される。

【0024】

同様に、モータジェネレータMG2は、出力軸125および減速機130を介して、駆動軸140へ出力が伝達される車両駆動力発生用としてハイブリッド車両100に組込まれる。さらに、モータジェネレータMG2は、車輪150の回転方向と反対方向の出力トルクを発生することによって回生発電を行なうように電動機および発電機への機能を併せ持つように構成される。

【0025】

次に、モータジェネレータMG1, MG2を駆動制御するための構成について説明する。

【0026】

直流電圧発生部10は、走行用バッテリーBと、平滑コンデンサC1と、昇降圧コンバータ15とを含む。走行用バッテリーBは本発明における「直流電源」に対応し、昇降圧コンバータ15は、本発明での「コンバータ」に対応する。

【0027】

走行用バッテリーBとしては、ニッケル水素またはリチウムイオン等の二次電池を適用可能である。なお、以下、本実施の形態では、二次電池で構成された走行用バッテリーBを「直流電源」とする構成について説明するが、走行用バッテリーBに代えて、電気二重層キャパシタ等の蓄電装置を適用することも可能である。

【0028】

走行用バッテリーBが出力するバッテリー電圧Vbは電圧センサ10によって検知され、走行用バッテリーBに入出力されるバッテリー電流Ibは電流センサ11によって検知される。さらに、走行用バッテリーBには、温度センサ12が設けられる。なお、走行用バッテリーBの温度が局所的に異なる可能性があるため、温度センサ12は、走行用バッテリーBの複数箇所に設けてもよい。電圧センサ10、電流センサ11および温度センサ12によって検出された、バッテリー電圧Vb、バッテリー電流Ibおよびバッテリー温度Tbは、制御装置50へ出力される。

【0029】

平滑コンデンサC1は、接地ライン5および電源ライン6の間に接続される。なお、走行用バッテリーBの正極端子および電源ライン6の間、ならびに、走行用バッテリーBの負極端子および接地ライン5の間には、車両運転時にオンされ、車両運転停止時にオフされるリレー（図示せず）が設けられる。

【0030】

昇降圧コンバータ15（以下、単にコンバータとも称する）は、リアクトルL1と、スイッチング制御される電力用半導体スイッチング素子（以下、「スイッチング素子」と称する）Q1, Q2とを含む。リアクトルL1は、スイッチング素子Q1およびQ2の接続ノードと電源ライン6の間に接続される。また、平滑コンデンサC0は、電源ライン7および接地ライン5の間に接続される。

【0031】

スイッチング素子Q1およびQ2は、電源ライン7および接地ライン5の間に直列に接続される。電力用半導体スイッチング素子Q1およびQ2のオンオフは、制御装置50からのスイッチング制御信号S1およびS2によって制御される。

【0032】

この発明の実施の形態において、スイッチング素子としては、IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）、電力用MOS（Metal Oxide Semiconductor）トランジスタあるいは、電力用バイポーラトランジスタ等を用いることができる。スイッチング素子Q1, Q2に対しては、逆並列ダイオードD1, D2が配置されている。

【0033】

10

20

30

40

50

インバータ 20 および 30 の直流電圧側は、共通の接地ライン 5 および電源ライン 7 を介して、コンバータ 15 と接続される。すなわち、電源ライン 7 は、本発明での「直流電源配線」に対応する。また、モータジェネレータ MG 1 および MG 2 は、本発明における「電動機」に対応し、インバータ 20 および 30 は、本発明での「インバータ」に対応する。

【0034】

インバータ 20 は、電源ライン 7 および接地ライン 5 の間に並列に設けられる、U 相アーム 22 と、V 相アーム 24 と、W 相アーム 26 とから成る。各相アームは、電源ライン 7 および接地ライン 5 の間に直列接続されたスイッチング素子から構成される。たとえば、U 相アーム 22 は、スイッチング素子 Q 11, Q 12 から成り、V 相アーム 24 は、スイッチング素子 Q 13, Q 14 から成り、W 相アーム 26 は、スイッチング素子 Q 15, Q 16 から成る。また、スイッチング素子 Q 11 ~ Q 16 に対して、逆並列ダイオード D 11 ~ D 16 がそれぞれ接続されている。スイッチング素子 Q 11 ~ Q 16 のオンオフは、制御装置 50 からのスイッチング制御信号 S 11 ~ S 16 によって制御される。

10

【0035】

モータジェネレータ MG 1 は、固定子に設けられた U 相コイル巻線 U 1、V 相コイル巻線 V 1 および W 相コイル巻線 W 1 と、図示しない回転子とを含む。U 相コイル巻線 U 1、V 相コイル巻線 V 1 および W 相コイル巻線 W 1 の一端は、中性点 N 1 で互いに接続され、その他端は、インバータ 20 の U 相アーム 22、V 相アーム 24 および W 相アーム 26 とそれぞれ接続される。インバータ 20 は、制御装置 50 からのスイッチング制御信号 S 11 ~ S 16 に応答したスイッチング素子 Q 11 ~ Q 16 のオンオフ制御（スイッチング制御）により、直流電圧発生部 10 およびモータジェネレータ MG 1 の間での双方向の電力変換を行なう。

20

【0036】

具体的には、インバータ 20 は、制御装置 50 によるスイッチング制御に従って、電源ライン 7 から受ける直流電圧を 3 相交流電圧に変換し、その変換した 3 相交流電圧をモータジェネレータ MG 1 へ出力することができる。これにより、モータジェネレータ MG 1 は、指定されたトルクを発生するように駆動される。また、インバータ 20 は、エンジン 110 の出力を受けてモータジェネレータ MG 1 が発電した 3 相交流電圧を制御装置 50 によるスイッチング制御に従って直流電圧に変換し、その変換した直流電圧を電源ライン 7 へ出力することもできる。

30

【0037】

インバータ 30 は、インバータ 20 と同様に構成されて、スイッチング制御信号 S 21 ~ S 26 によってオンオフ制御されるスイッチング素子 Q 21 ~ Q 26 および、逆並列ダイオード D 21 ~ D 26 を含んで構成される。

【0038】

モータジェネレータ MG 2 は、モータジェネレータ MG 1 と同様に構成されて、固定子に設けられた U 相コイル巻線 U 2、V 相コイル巻線 V 2 および W 相コイル巻線 W 2 と、図示しない回転子とを含む。モータジェネレータ MG 1 と同様に、U 相コイル巻線 U 2、V 相コイル巻線 V 2 および W 相コイル巻線 W 2 の一端は、中性点 N 2 で互いに接続され、その他端は、インバータ 30 の U 相アーム 32、V 相アーム 34 および W 相アーム 36 とそれぞれ接続される。

40

【0039】

インバータ 30 は、制御装置 50 からのスイッチング制御信号 S 21 ~ S 26 に応答したスイッチング素子 Q 21 ~ Q 26 のオンオフ制御（スイッチング制御）により、直流電圧発生部 10 およびモータジェネレータ MG 2 の間での双方向の電力変換を行なう。

【0040】

具体的には、インバータ 30 は、制御装置 50 によるスイッチング制御に従って、電源ライン 7 から受ける直流電圧を 3 相交流電圧に変換し、その変換した 3 相交流電圧をモータジェネレータ MG 2 へ出力することができる。これにより、モータジェネレータ MG 2

50



は、指定されたトルクを発生するように駆動される。また、インバータ30は、車両の回生制動時、車輪150からの回転力を受けてモータジェネレータMG2が発電した3相交流電圧を制御装置50によるスイッチング制御に従って直流電圧に変換し、その変換した直流電圧を電源ライン7へ出力することができる。

【0041】

なお、ここでいう回生制動とは、ハイブリッド車両を運転するドライバーによるフットブレーキ操作があった場合の回生発電を伴う制動や、フットブレーキを操作しないもの、走行中にアクセルペダルをオフすることで回生発電をさせながら車両を減速（または加速の中止）させることを含む。

【0042】

モータジェネレータMG1, MG2の各々には電流センサ27および回転角センサ（レゾルバ）28が設けられる。三相電流 $i_u, i_v, i_w$ の瞬時値の和は零であるので、図1に示すように電流センサ27は2相分のモータ電流（たとえば、V相電流 $i_v$ およびW相電流 $i_w$ ）を検出するように配置すれば足りる。回転角センサ28は、モータジェネレータMG1, MG2の図示しない回転子の回転角を検出し、その検出した回転角を制御装置50へ送付する。制御装置50では、回転角に基づきモータジェネレータMG1, MG2の回転数 $N_{mt}$ （回転角速度）を算出することができる。なお、本発明の実施の形態では、「回転数」との文言は、特に説明がない限り単位時間当たり（代表的には毎分当たり）の回転数をいうものとする。

【0043】

これらのセンサによって検出された、モータジェネレータMG1のモータ電流 $M_{CRT}(1)$ およびロータ回転角 $(1)$ ならびに、モータジェネレータMG2のモータ電流 $M_{CRT}(2)$ およびロータ回転角 $(2)$ は、制御装置50へ入力される。さらに、制御装置50は、モータ指令としての、モータジェネレータMG1のトルク指令値 $T_{qcom}(1)$ および回生動作を示す制御信号 $RGE(1)$ 、ならびに、モータジェネレータMG2のトルク指令値 $T_{qcom}(2)$ および回生動作を示す制御信号 $RGE(2)$ の入力を受ける。

【0044】

電子制御ユニット（ECU）で構成される制御装置50は、マイクロコンピュータ（図示せず）、RAM（Random Access Memory）51およびROM（Read Only Memory）52を含んで構成され、所定のプログラム処理に従って、上位の電子制御ユニット（ECU）から入力されたモータ指令に従ってモータジェネレータMG1, MG2が動作するように、コンバータ15およびインバータ20, 30のスイッチング制御のためのスイッチング制御信号 $S_1, S_2$ （コンバータ15）、 $S_{11} \sim S_{16}$ （インバータ20）、および $S_{21} \sim S_{26}$ （インバータ30）を生成する。

【0045】

さらに、制御装置50には、走行用バッテリーBに関する、充電率（SOC：State of Charge）や充放電制限を示す入力可能電力 $W_{in}, W_{out}$ 等の情報が入力される。これにより、制御装置50は、走行用バッテリーBの過充電あるいは過放電が発生しないように、モータジェネレータMG1, MG2での消費電力および発電電力（回生電力）を必要に応じて制限する機能を有する。

【0046】

また、本実施の形態では、単一の制御装置（ECU）50によってインバータ制御におけるスイッチング周波数を切換える機構について説明したが、複数の制御装置（ECU）の協調動作によって同様の制御構成を実現することも可能である。

【0047】

次に、モータジェネレータMG1, MG2の駆動制御におけるコンバータ15およびインバータ20, 30の動作について説明する。

【0048】

コンバータ15の昇圧動作時には、制御装置50は、モータジェネレータMG1, MG

10

20

30

40

50

2の運転状態に応じて直流電圧 $V_H$ （インバータ20, 30の直流側電圧に相当するこの直流電圧を、以下「システム電圧 $V_H$ 」とも称する）の電圧指令値 $V_H$ （以下、システム電圧指令値 $V_H$ とも称する）を設定し、システム電圧指令値 $V_H$ および電圧センサ13の検出値に基づいて、コンバータ15の出力電圧がシステム電圧指令値 $V_H$ と等しくなるようにスイッチング制御信号 $S_1, S_2$ を生成する。

【0049】

コンバータ15は、昇圧動作時には、走行用バッテリーBから供給された直流電圧（バッテリー電圧） $V_b$ を昇圧したシステム電圧 $V_H$ をインバータ20, 30へ共通に供給する。より具体的には、制御装置50からのスイッチング制御信号 $S_1, S_2$ にตอบสนองして、スイッチング素子 $Q_1, Q_2$ のデューティ比（オン期間比率）が設定され、昇圧比は、デューティ比に応じたものとなる。

10

【0050】

また、コンバータ15は、降圧動作時には、平滑コンデンサ $C_0$ を介してインバータ20, 30から供給された直流電圧（システム電圧）を降圧して走行用バッテリーBを充電する。より具体的には、制御装置50からのスイッチング制御信号 $S_1, S_2$ にตอบสนองして、スイッチング素子 $Q_1$ のみがオンする期間と、スイッチング素子 $Q_1, Q_2$ の両方がオフする期間とが交互に設けられ、降圧比は上記オン期間のデューティ比に応じたものとなる。

【0051】

平滑コンデンサ $C_0$ は、コンバータ15からの直流電圧（システム電圧）を平滑化し、その平滑化した直流電圧をインバータ20, 30へ供給する。電圧センサ13は、平滑コンデンサ $C_0$ の両端の電圧、すなわち、システム電圧 $V_H$ を検出し、その検出値を制御装置50へ出力する。

20

【0052】

インバータ30は、制御装置50からのスイッチング制御信号 $S_{21} \sim S_{26}$ にตอบสนองしたスイッチング素子 $Q_{21} \sim Q_{26}$ のオンオフ動作（スイッチング動作）により、トルク指令値 $T_{qcom}(2)$ に従ったトルクが出力されるように、モータジェネレータ $MG_2$ を駆動する。トルク指令値 $T_{qcom}(2)$ は、運転状況に応じたモータジェネレータ $MG_2$ への出力（トルク×回転数）要求に従って、正值（ $T_{qcom}(2) > 0$ ）、零（ $T_{qcom}(2) = 0$ ）、または負値（ $T_{qcom}(2) < 0$ ）に適宜設定される。

30

【0053】

特にハイブリッド車両の回生制動時には、モータジェネレータ $MG_2$ のトルク指令値は負に設定される（ $T_{qcom}(2) < 0$ ）。この場合には、インバータ30は、スイッチング制御信号 $S_{21} \sim S_{26}$ にตอบสนองしたスイッチング動作により、モータジェネレータ $MG_2$ が発電した交流電圧を直流電圧に変換し、その変換した直流電圧（システム電圧）を平滑コンデンサ $C_0$ を介してコンバータ15へ供給する。

【0054】

また、インバータ20は、上記のインバータ30の動作と同様に、制御装置50からのスイッチング制御信号 $S_{11} \sim S_{16}$ に従ったスイッチング素子 $Q_{11} \sim Q_{16}$ のオンオフ制御により、モータジェネレータ $MG_1$ が指令値に従って動作するように電力変換を行なう。

40

【0055】

このように、制御装置50がトルク指令値 $T_{qcom}(1), T_{qcom}(2)$ に従ってモータジェネレータ $MG_1, MG_2$ を駆動制御することにより、ハイブリッド車両100では、モータジェネレータ $MG_2$ での電力消費による車両駆動力の発生、モータジェネレータ $MG_1$ での発電による走行用バッテリーBの充電電力またはモータジェネレータ $MG_2$ の消費電力の発生、およびモータジェネレータ $MG_2$ での回生制動動作（発電）による走行用バッテリーBの充電電力の発生を、車両の運転状態に応じて適宜に実行できる。

【0056】

次に、制御装置50によるインバータ20, 30における電力変換制御について詳細に

50

説明する。なお、以下に説明するインバータ制御は、インバータ20および30に共通するものである。

【0057】

図2は、図1の電動機駆動制御システムで用いられるインバータ制御方式を説明する図である。

【0058】

図2に示すように、本発明の実施の形態による電動機駆動制御システムでは、インバータ20, 30による電動機制御について3つの制御方式を切換えて使用する。

【0059】

正弦波PWM(パルス幅変調)制御は、一般的なPWM制御として用いられるものであり、各相アームにおけるスイッチング素子のオンオフを、正弦波状の電圧指令値と搬送波(代表的には、三角波)との電圧比較に従って制御する。この結果、上アーム素子のオン期間に対応するハイレベル期間と、下アーム素子のオン期間に対応するローレベル期間との集合について、一定期間内でその基本波成分が正弦波となるようにデューティ比が制御される。周知のように、正弦波PWM制御では、この基本波成分振幅をインバータの直流側電圧(すなわち、システム電圧VH)の0.61倍までしか高めることができない。

10

【0060】

一方、矩形波電圧制御では、上記一定期間内で、ハイレベル期間およびローレベル期間の比が1:1の矩形波1パルス分をモータジェネレータMGに印加する。これにより、変調率は0.78まで高められる。

20

【0061】

過変調PWM制御は、搬送波の振幅を縮小するようにを歪ませた上で上記正弦波PWM制御と同様のPWM制御を行なうものである。この結果、基本波成分を歪ませることができ、変調率を0.61~0.78の範囲まで高めることができる。

【0062】

モータジェネレータMG(MG1, MG2を総括的に表記するもの、以下同じ)では、回転数および/またはトルクが増加すると、逆起電力が増加して誘起電圧が高くなるため、その必要電圧が高くなる。これに伴い、コンバータ15の出力電圧(システム電圧VH)は、この必要電圧よりも高く設定する必要がある。その一方で、コンバータ15の昇圧には限界があり、その出力電圧には上限値(すなわち、最大システム電圧)が存在する。

30

【0063】

したがって、必要電圧(誘起電圧)が最大システム電圧より低い領域では、正弦波PWM制御または過変調PWM制御による最大トルク制御が適用されて、ベクトル制御に従ったモータ電流制御によって出力トルクがトルク指令値Tqcomに制御される。

【0064】

その一方で、モータ必要電圧(誘起電圧)が最大システム電圧に達すると、システム電圧VHを維持した上で弱め界磁制御に相当する矩形波電圧制御が適用される。矩形波電圧制御方式では、基本波成分の振幅が固定されるため矩形波パルスの電圧位相制御によってトルク制御が実行される。

【0065】

なお、システム電圧VHが同一、すなわちインバータ20, 30によりスイッチングされる直流電圧が同一の下で、同一のモータ電流を供給する場合には、インバータでのスイッチング損失は、単位時間内のスイッチング回数に依存する。したがって、このような同一条件の下では、正弦波PWM制御にてスイッチング損失が最大となり、矩形波電圧制御にてスイッチング損失が最小となり、過変調PWM制御ではスイッチング損失は両者の中間となる。

40

【0066】

図3には、正弦波PWM制御方式および過変調PWM制御方式における制御ブロック図が示される。制御装置50に予め記憶されたプログラムを所定周期で実行することによって、図3に示したブロック図に従う電動機制御が実現される。

50

## 【 0 0 6 7 】

図3を参照して、PWM制御ブロック200は、電流指令生成部210と、座標変換部220、250と、回転数演算部230と、PI演算部240と、PWM信号生成部260とを含む。

## 【 0 0 6 8 】

電流指令生成部210は、予め作成されたマップ等に従って、トルク指令値 $T_{qcom}$  ( $T_{qcom}(1)$ および $T_{qcom}(2)$ )を総括的に表記するもの、以下同じ)に応じた、d軸電流指令値 $I_{dcom}$ およびq軸電流指令値 $I_{qcom}$ を生成する。

## 【 0 0 6 9 】

座標変換部220は、回転角センサ28によって検出されるモータジェネレータMGの回転角を用いた座標変換(3相2相)により、電流センサ27によって検出されたV相電流 $i_v$ およびW相電流 $i_w$ を基に、d軸電流 $i_d$ およびq軸電流 $i_q$ を算出する。回転数演算部230は、回転角センサ28からの出力に基づいて、モータジェネレータMGの回転数 $N_{mt}$ (または回転角速度)を演算する。

10

## 【 0 0 7 0 】

PI演算部240には、d軸電流の指令値に対する偏差 $I_d$  ( $I_d = I_{dcom} - i_d$ )およびq軸電流の指令値に対する偏差 $I_q$  ( $I_q = I_{qcom} - i_q$ )が入力される。PI演算部240は、d軸電流偏差 $I_d$ およびq軸電流偏差 $I_q$ のそれぞれについて、所定ゲインによるPI演算を行なって制御偏差を求め、この制御偏差に応じたd軸電圧指令値 $V_d$ およびq軸電圧指令値 $V_q$ を生成する。

20

## 【 0 0 7 1 】

座標変換部250は、モータジェネレータMGの回転角を用いた座標変換(2相3相)によって、d軸電圧指令値 $V_d$ およびq軸電圧指令値 $V_q$ をU相、V相、W相の各相電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ に変換する。なお、d軸、q軸電圧指令値 $V_d$ 、 $V_q$ から各相電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ への変換には、システム電圧 $V_H$ も反映される。

## 【 0 0 7 2 】

PWM信号生成部260は、各相における電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ と所定の搬送波との比較に基づいて、図1に示したスイッチング制御信号 $S_{11} \sim S_{16}$  ( $S_{21} \sim S_{26}$ )を生成する。

## 【 0 0 7 3 】

インバータ20(30)が、PWM制御ブロック200によって生成されたスイッチング制御信号 $S_{11} \sim S_{16}$  ( $S_{21} \sim S_{26}$ )に従ってスイッチング制御されることにより、モータジェネレータMGに対してトルク指令値 $T_{qcom}$ に従ったトルクを出力するための交流電圧が印加される。なお、上述のように、過変調PWM制御方式時には、PWM信号生成部260におけるPWM変調時に用いられる搬送波が、正弦波PWM制御方式時の一般的なものから切換えられる。

30

## 【 0 0 7 4 】

上記のように、正弦波PWM制御方式、過変調PWM制御方式および矩形波電圧制御方式の選択については、変調率が考慮される。このため、本発明の実施の形態に従う電動機駆動制御システムでは、必要とされる変調率に応じて制御方式を選択するために、電圧指令値発生部300、電圧指令振幅算出部320、変調率演算部330および制御方式選択部340がさらに設けられる。

40

## 【 0 0 7 5 】

電圧指令値発生部300は、モータジェネレータMG1、MG2の動作状態(トルク、回転数)に応じて、システム電圧 $V_H$ の電圧指令値 $V_H$ を設定する。なお、電圧指令値 $V_H$ については、後程詳細に説明する。

## 【 0 0 7 6 】

電圧指令振幅算出部320は、PI演算部240によって生成されたd軸電圧指令値 $V_d$ およびq軸電圧指令値 $V_q$ 、ならびに電圧位相(d軸を基準とした電圧位相)を用いて、下記(1)、(2)式に従って線間電圧振幅 $V_{amp}$ を算出する。

50

## 【 0 0 7 7 】

$$V_{amp} = |V_d| \cdot \cos \theta + |V_q| \cdot \sin \theta \quad \dots (1)$$

$$\tan \theta = V_q / V_d \quad \dots (2)$$

変調率演算部 330 は、電圧指令振幅算出部 320 によって算出された線間電圧振幅  $V_{amp}$  と、システム電圧の電圧指令値  $V_H$  とから、下記 (3) 式に従って実際の変調率  $K_{md}$  を算出する。

## 【 0 0 7 8 】

$$K_{md} = V_{amp} / V_H \quad \dots (3)$$

制御方式選択部 340 は、変調率演算部 330 によって算出された変調率  $K_{md}$  を実現可能な制御方式を、正弦波 PWM 制御および過変調 PWM 制御、ならびに矩形波電圧制御のうちから選択する。

10

## 【 0 0 7 9 】

PWM 信号生成部 350 は、電圧センサ 10 および 13 によって検出されたバッテリー電圧  $V_b$  およびシステム電圧  $V_H$  の検出値に基づき、コンバータ 15 の出力電圧が電圧指令値  $V_H$  に一致するように、所定の PWM 制御方式に従って、スイッチング制御信号  $S_1$ 、 $S_2$  を生成する。

## 【 0 0 8 0 】

図 4 には、矩形波電圧制御時における制御ブロック図が示される。上述のように、矩形波電圧制御は、変調率演算部 330 により演算された変調率  $K_{md}$  が過変調 PWM 制御では実現されない場合に選択される。図 4 に示したブロック図に従う矩形波電圧制御についても、制御装置 50 に予め記憶されたプログラムを所定周期で実行することによって実現される。

20

## 【 0 0 8 1 】

図 4 を参照して、矩形波電圧制御ブロック 400 は、電力演算部 410 と、トルク演算部 420 と、PI 演算部 430 と、矩形波発生器 440 と、信号発生部 450 とを含む。

## 【 0 0 8 2 】

電力演算部 410 は、電流センサ 27 による V 相電流  $i_v$  および W 相電流  $i_w$  から求められる各相電流と、各相 (U 相, V 相, W 相) 電圧  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  とにより、下記 (4) 式に従ってモータ供給電力  $P_{mt}$  を算出する。

## 【 0 0 8 3 】

$$P_{mt} = i_u \cdot V_u + i_v \cdot V_v + i_w \cdot V_w \quad \dots (4)$$

30

トルク演算部 420 は、電力演算部 410 によって求められたモータ電力  $P_{mt}$  および回転角センサ 28 によって検出されるモータジェネレータ MG の回転角  $\theta$  から算出される角速度  $\omega$  を用いて、下記 (5) 式に従ってトルク推定値  $T_q$  を算出する。

## 【 0 0 8 4 】

$$T_q = P_{mt} / \omega \quad \dots (5)$$

PI 演算部 430 へは、トルク指令値  $T_{q\_com}$  に対するトルク偏差  $T_q$  ( $T_q = T_{q\_com} - T_q$ ) が入力される。PI 演算部 430 は、トルク偏差  $T_q$  について所定ゲインによる PI 演算を行なって制御偏差を求め、求められた制御偏差に応じて矩形波電圧の位相  $\phi$  を設定する。具体的には、正トルク発生 ( $T_{q\_com} > 0$ ) 時には、トルク不足時には電圧位相を進める一方で、トルク過剰時には電圧位相を遅らせるように電圧位相  $\phi$  が制御される。また、負トルク発生 ( $T_{q\_com} < 0$ ) 時には、トルク不足時には電圧位相を遅らせる一方で、トルク過剰時には電圧位相を進めるように電圧位相  $\phi$  が制御される。

40

## 【 0 0 8 5 】

矩形波発生器 440 は、PI 演算部 430 によって設定された電圧位相  $\phi$  に従って、各相電圧指令値 (矩形波パルス)  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  を発生する。信号発生部 450 は、各相電圧指令値  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  に従ってスイッチング制御信号  $S_{11} \sim S_{16}$  ( $S_{21} \sim S_{26}$ ) を発生する。インバータ 20 (30) がスイッチング制御信号  $S_{11} \sim S_{16}$  ( $S_{21} \sim S_{26}$ ) に従ったスイッチング動作を行なうことにより、電圧位相  $\phi$  に従った

50

矩形波パルスが、モータの各相電圧として印加される。

【0086】

このように、矩形波制御方式時には、トルク（電力）のフィードバック制御により、モータジェネレータMGのトルク制御を行なうことができる。ただし、矩形波制御方式ではモータ印加電圧の操作量が位相のみとなるので、モータ印加電圧の振幅および位相を操作量とできるPWM制御方式と比較して、その制御応答性は低下する。

【0087】

次に、本発明の実施の形態による電動機駆動制御システムでの特徴点であるシステム電圧指令値VHの設定について詳細に説明する。

【0088】

図5は、本発明の実施の形態によるシステム電圧指令値設定を説明するフローチャートである。

【0089】

図5を参照して、制御装置50は、制御装置50は、ステップS100により、車両状態（車速、ペダル操作等）に応じて、モータジェネレータMG1, MG2への出力要求（回転数×トルク）に従って、トルク指令値Tqcom(1), Tqcom(2)を設定する。

【0090】

制御装置50は、さらに、ステップS110により、モータジェネレータMG1の回転数およびトルク指令値Tqcom(1)に従い、モータジェネレータMG1の誘起電圧に対応させて必要電圧Vm g 1を算出する。同様に、制御装置50は、ステップS120により、モータジェネレータMG2の回転数およびトルク指令値Tqcom(2)に従い、モータジェネレータMG2の誘起電圧に対応させて必要電圧Vm g 2を算出する。

【0091】

ここで、モータジェネレータMGでは、回転数および/またはトルクが増加すると、逆起電力が増加して誘起電圧が高くなる。したがって、ステップS110およびS120では、必要電圧Vm g 1およびVm g 2は、モータジェネレータMG1およびMG2の誘起電圧以上にそれぞれ設定される。

【0092】

すなわち、図6に示されるように、モータジェネレータMGのトルクおよび回転数に応じて、具体的には、高回転数・高トルクの領域になるに従って、必要電圧Vm g 1およびVm g 2は、相対的に高く設定される。たとえば、モータジェネレータMG1, MG2のそれぞれについて、図6の特性を反映したマップをトルク指令値Tqcomおよび回転数Nm tを引数として参照することにより、ステップS110, S120における必要電圧Vm g 1, Vm g 2の算出を実行できる。

【0093】

再び図5を参照して、続いて制御装置50は、ステップS130により、ステップS110およびS120でそれぞれ算出されたMG1必要電圧Vm g 1およびMG2必要電圧Vm g 2の最大値である必要最小電圧VHminを算出する。すなわち、必要最小電圧VHminは、モータジェネレータMG1, MG2の誘起電圧よりも高く設定される。

【0094】

制御装置50は、ステップS140により、ステップS130で求めた必要最小電圧VHminから、コンバータ15の最大出力電圧VHmaxの電圧範囲内（以下この電圧範囲を「候補電圧範囲」とも称する）において、複数の候補電圧VH(1)~VH(n)を設定する。ここで、nは2以上の整数である。そして、初期値として変数i=1にセットされる。なお、候補電圧VH(1)~VH(n)の個数および/または電圧間隔については、固定値としてもよく、モータジェネレータMG1, MG2の動作状態に応じて可変に設定してもよい。また、候補電圧VH(1)~VH(n)の電圧間隔についても、必ずしも等間隔に限定されないものとする。

【0095】

10

20

30

40

50

さらに、制御装置50は、ステップS150により、候補電圧 $V_H(i)$ における走行用バッテリーBでの電力損失(バッテリー損失) $P_{1b}$ を推定する。同様に、制御装置50は、ステップS152により、候補電圧 $V_H(i)$ におけるコンバータ15での電力損失(コンバータ損失) $P_{1cv}$ を推定する。さらに、制御装置50は、ステップS154により、候補電圧 $V_H(i)$ におけるインバータ20,30での電力損失(インバータ損失) $P_{1iv1}$ ,  $P_{1iv2}$ を推定する。さらに、制御装置50は、ステップS156により、候補電圧 $V_H(i)$ におけるモータジェネレータMG1, MG2での電力損失(MG損失) $P_{1mg1}$ ,  $P_{1mg2}$ を推定する。

【0096】

制御装置50は、ステップS150、S152、S154およびS156でそれぞれ推定された、バッテリー損失 $P_{1b}$ 、コンバータ損失 $P_{1cv}$ 、インバータ損失 $P_{1iv1}$ ,  $P_{1iv2}$ およびMG損失 $P_{1mg1}$ ,  $P_{1mg2}$ の総計である、電力損失の総和 $P_{1t}$ を算出する(ステップS160)。そして、制御装置50は、ステップS162およびS165による繰り返し処理により、候補電圧 $V_H(1) \sim V_H(n)$ のそれぞれについて、システム全体での電力損失の総和 $P_{1t}$ を算出する。

10

【0097】

そして、制御装置50は、ステップS170により、電力損失の総和 $P_{1t}$ が最小となる候補電圧 $V_H(j)$ を、候補電圧 $V_H(1) \sim V_H(n)$ の中から策定する。そして、制御装置50は、ステップS180により、候補電圧 $V_H(j)$ に基づき最適電圧 $V_{Hopt}$ を算出する。この際に、上記候補電圧 $V_H(j)$ をそのまま最適電圧 $V_{Hopt}$ としてもよく、あるいは、候補電圧 $V_H(j)$ と隣接の候補電圧 $V_H(j-1)$ または $V_H(j+1)$ との補間により、最適電圧 $V_{Hopt}$ を算出してもよい。

20

【0098】

そして、制御装置50は、ステップS180で求めた最適電圧 $V_{Hopt}$ に従い電圧指令値 $V_H$ を設定する(ステップS190)。基本的には、 $V_H = V_{Hopt}$ に設定される。これにより、電動機制御システム全体での電力損失の総和が最小となるようなシステム電圧 $V_H$ が得られるように、システム電圧指令値 $V_H$ が設定される。

【0099】

なお、図5のフローチャートでは図示を省略しているが、ステップS130によって求められた必要最小電圧 $V_{Hmin}$ がコンバータ15の最大出力電圧 $V_{Hmax}$ と等しい場合には、システム電圧 $V_H$ の自由度が存在しないので、ステップS140~S190の処理を省略して、電圧指令値 $V_H = V_{Hmax} (= V_{Hmin})$ に設定される。

30

【0100】

次に、電動機制御システムの各構成要素における電力損失推定の詳細について順次説明する。

【0101】

バッテリー損失 $P_{1b}$ は、主に内部抵抗でのジュール損失であり、内部抵抗値 $r$ およびバッテリー電流 $I_b$ を用いて $I_b \cdot r^2$ で示される。

【0102】

図7に示すように、バッテリー電流 $I_b$ は、平均電流(直流成分) $I_{bave}$ にリップル電流(交流成分) $I_{br}$ が重畳されたものとなる。このリップル電流 $I_{br}$ は、システム電圧 $V_H$ およびバッテリー電圧 $V_b$ の電圧差 $|V_H - V_b|$ に応じて増大する。

40

【0103】

図8に示すように、バッテリー損失 $P_{1b}$ は、平均電流(直流) $I_{bave}$ の二乗に比例した電力損失 $P_{1b1}$ と、交流電流成分 $I_{br}$ の二乗に比例した電力損失 $P_{1b2}$ の和で示される。ここで、リップル電流による電力損失 $P_{1b2}$ は、上記電圧差 $|V_H - V_b|$ の上昇に応じて増加する。

【0104】

したがって、バッテリー損失 $P_{1b}$ は、バッテリー平均電流(直流) $I_{bave}$ 、すなわちMG1, MG2の動作状態(トルク×回転数)と、電圧差 $|V_H - V_b|$ とに基づいて推

50

定できる。

【0105】

ここで、平均電流  $I_{b\text{ave}}$  とバッテリー電圧  $V_b$  との積で示されるバッテリーからの入出力電力は、各モータジェネレータMGでの消費電力または発電電力の総和に対応し、システム電圧  $V_H$  に依存して変化するものではない。したがって、電圧指令値  $V_H$  の最適値を策定するために評価されるべきバッテリー損失  $P_{1b}$  としては、主に  $P_{1b2}$  を考慮すればよい。

【0106】

したがって、バッテリー損失  $P_{1b}$  については、電圧差  $|V_H - V_b|$  を引数とする、図8の特性を反映したマップを予め作成することにより、候補電圧  $V_H(i)$  に対するバッテリー損失  $P_{1b}$  の変化を推定することができる。

10

【0107】

コンバータ15での損失は、主に、スイッチング素子  $Q_1$  ,  $Q_2$  での損失と、リアクトル  $L_1$  での損失との和となる。いずれも、コンバータ通過電流（すなわちバッテリー電流  $I_b$ ）が小さいほど、かつシステム電圧  $V_H$  が低いほど損失が小さくなる。また、リップル電流  $I_{br}$  が増大すると、電流の二乗に依存する損失が増加するので、電圧差  $|V_H - V_b|$  がコンバータ損失  $P_{1cv}$  を決めるファクタの1つとなる。

【0108】

図9を参照して、コンバータ損失  $P_{1cv}$  は、基本的には、バッテリー電流  $I_b$  の二乗に応じたものとなる。したがって、図9に示すように、コンバータ損失  $P_{1cv}$  は、基本的にはバッテリー電流  $I_b$  の平均電流  $I_{b\text{ave}}$  の二乗に比例した値となり、かつ電圧差  $|V_H - V_b|$  の上昇に従って増大する。

20

【0109】

したがって、コンバータ損失  $P_{1cv}$  についても、バッテリー平均電流  $I_{b\text{ave}}$ 、すなわちMG1, MG2の動作状態（トルク×回転数）と、電圧差  $|V_H - V_b|$  とに基づいて推定できる。上述のように、バッテリー平均電流  $I_{b\text{ave}}$  は、システム電圧  $V_H$  に依存して変化するものではない。このため、電圧指令値  $V_H$  の最適値を策定するために評価されるべきコンバータ損失  $P_{1cv}$  については、電圧差  $|V_H - V_b|$  を引数とする、図9の特性を反映したマップを予め作成することにより、候補電圧  $V_H(i)$  に対するコンバータ損失  $P_{1cv}$  の変化を推定することができる。

30

【0110】

インバータ20, 30でのインバータ損失は、主にスイッチング素子でのオン損失およびスイッチング損失であり、スイッチング素子を流れる電流が小さいほど、かつシステム電圧  $V_H$  が低いほど小さくなる。

【0111】

図10に示すように、インバータ20, 30による電動機制御方式は、低回転数の領域500では正弦波PWM制御が選択され、回転数が上昇するに従ってより大きな変調率が必要とされるのに従い、領域510では過変調PWM制御が選択され、さらに高回転数の領域520では、矩形波電圧制御が用いられる。たとえば、一定トルク  $T_1$  の出力時において、MG回転数の上昇に伴い、MG回転数 =  $N_1$  近傍で正弦波PWM制御から過変調PWM制御へ制御方式が切換えられ、さらに回転数が上昇すると、回転数 =  $N_2$  近傍で過変調PWM制御から矩形波電圧制御へ制御方式が切換えられる。

40

【0112】

このとき、システム電圧  $V_H$  を上記必要最小電圧  $V_{H\text{min}}$  に対応して決定すると、システム電圧  $V_H$  は、回転数の上昇に応じて、バッテリー電圧  $V_b$  からコンバータ15の最大出力電圧  $V_{H\text{max}}$  まで上昇していく。そして、MG回転数  $N_2$  の領域では、必要最小電圧  $V_{H\text{min}}$  が最大出力電圧  $V_{H\text{max}}$  に達するので、システム電圧  $V_H$  の設定自由度が失われる。

【0113】

ここで、インバータ電力損失  $P_{1iv1}$ （または  $P_{1iv2}$ ）は、MG回転数が回転数

50



N0 ~ N1の領域、すなわち正弦波PWM制御が適用されている領域では、同一トルク(T1)出力時には、システム電圧VHの上昇に応じて各スイッチング素子のスイッチング電圧が上昇することにより、スイッチング損失が増大する。これに伴って、インバータ損失P<sub>liv1</sub>(またはP<sub>liv2</sub>)が増加する。

【0114】

しかしながら、回転数N1を境に、制御方式が正弦波PWM制御から、単位時間内のスイッチング回数が相対的に少ない過変調PWM制御に切り換わることにより、MG回転数の上昇に伴ってシステム電圧VHがさらに上昇するにもかかわらず、インバータ損失P<sub>liv1</sub>(またはP<sub>liv2</sub>)は減少する。

【0115】

さらに回転数が増加していくと、システム電圧VHの上昇に伴う各スイッチング素子でのスイッチング損失の増大により、インバータ損失P<sub>liv1</sub>(またはP<sub>liv2</sub>)は徐々に増加する。また、システム電圧VHがコンバータ最大出力電圧VH<sub>max</sub>に達して矩形波電圧制御が適用される領域では、モータジェネレータMGでの誘起電圧を抑制するために弱め界磁制御を行なってインバータ効率を低下させる必要が生じるので、単位時間当りのスイッチング回数は減少するが、インバータ損失P<sub>liv1</sub>(またはP<sub>liv2</sub>)は徐々に増加していく。

【0116】

一方、モータジェネレータMG1, MG2でのMG損失は、各相コイル巻線に流れる電流によって発生する銅損と、鉄心部の磁束変化によって発生する鉄損の和となる。このため、各相コイル巻線に流れる電流が小さいほどMG損失も小さくなる。

【0117】

したがって、一般的にはモータジェネレータMG1, MG2でのMG損失については、モータの動作状態(回転数およびトルク)に基づいて推定することができる。

【0118】

たとえば、図11には、ある一定回転数の下での、システム電圧および出力トルクと、インバータ20およびモータジェネレータMG1による電力損失の和P<sub>liv1</sub>+P<sub>lmg1</sub>(およびインバータ30およびモータジェネレータMGによる損失の和P<sub>liv2</sub>+P<sub>lmg2</sub>)との関係が示される。図11では、上述した適用される制御方式の差異を考慮に入れて、モータジェネレータMGの回転数、トルク(トルク指令値)およびシステム電圧に基づいて、インバータ損失およびMG損失を推定するマップを予め設定可能であることを示している。この際に、インバータ損失は、モータジェネレータMGの動作状態、(すなわち、回転数およびトルク指令値)に対応させて選択されるべき制御方式を予め設定しておくことによって推定できる。

【0119】

この結果、図12に示すように、主にモータジェネレータMG1の回転数・トルク(トルク指令値T<sub>qcom</sub>(1))、モータジェネレータMG2の回転数・トルク(トルク指令値T<sub>qcom</sub>(2))、およびシステム電圧VHのうちの少なくとも1つを引数として、バッテリー損失P<sub>lb</sub>を推定するバッテリー損失推定部550、コンバータ損失P<sub>lc</sub>を推定するコンバータ損失推定部560、インバータ損失P<sub>inv1</sub>およびP<sub>inv2</sub>を推定するインバータ損失推定部570、ならびにモータジェネレータMG1, MG2でのMG損失P<sub>lmg1</sub>, P<sub>lmg2</sub>を推定するMG損失推定部580を構成することができる。

【0120】

たとえば、バッテリー損失推定部550内には、図8に示した特性に基づくマップ555を予め作成しておき、当該マップ555の参照により、そのときのモータジェネレータMG1, MG2の動作状態およびシステム電圧VHの候補電圧VH(i)におけるバッテリー損失P<sub>lb</sub>を推定することができる。

【0121】

同様に、コンバータ損失推定部560内には、図9に示した特性に基づくマップ565

10

20

30

40

50

を予め作成しておき、当該マップ565の参照により、そのときのモータジェネレータMG1, MG2の動作状態およびシステム電圧VHの候補電圧VH(i)におけるコンバータ損失 $P_{lc v}$ を推定することができる。

【0122】

なお、上述のように、バッテリー損失 $P_{lb}$ を推定するマップ555および、コンバータ損失 $P_{lc v}$ を推定するマップ565については、電圧差 $|V_H - V_b|$ 、あるいはシステム電圧VH(候補電圧VH(i))を引数とするマップを構成することも可能である。

【0123】

また、図11に示した特性を反映したマップ575を構成することにより、モータジェネレータMG1, MG2の動作状態(回転数・トルク)および候補電圧VH(i)を引数として、インバータ損失およびMG損失の和 $P_{lmg1} + P_{liv1}$ (または $P_{lmg2} + P_{liv2}$ )を推定するように、インバータ損失推定部570およびMG損失推定部580を一体的に構成することができる。

10

【0124】

あるいは、インバータ損失推定部570は、上述した制御方式をさらに反映してインバータ損失 $P_{liv1}$ ( $P_{liv2}$ )を推定するように構成してもよい。

【0125】

図13を参照して、インバータ損失推定部570は、MG損失推定部580とは独立して構成される。上記のように、MG損失推定部580は、モータジェネレータMG1(MG2)の動作状態(回転数・トルク)を引数とする、銅損および鉄損の推定に基づくマップ585により構成される。MG損失推定部580は、マップ585の参照により、モータジェネレータMG1(MG2)の動作状態(回転数・トルク)に基づき、MG損失 $P_{lmg1}$ および $P_{lmg2}$ を推定する。

20

【0126】

インバータ損失推定部570は、制御方式ごとに設けられたマップ575a, 575b, 575cと、出力切換部576とを含む。

【0127】

マップ575aは、正弦波PWM制御時における、対応のモータジェネレータMG1(またはMG2)の動作状態(回転数・トルク)およびシステム電圧(候補電圧VH(i))を引数として、主にスイッチング素子でのスイッチング損失を反映したインバータ損失 $P_{liv1}$ ( $P_{liv2}$ )を推定するように構成される。

30

【0128】

同様に、マップ575bは、過変調PWM制御時における、対応のモータジェネレータMG1(またはMG2)の動作状態(回転数・トルク)およびシステム電圧(候補電圧VH(i))を引数として、主にスイッチング素子でのスイッチング損失を反映したインバータ損失 $P_{liv1}$ ( $P_{liv2}$ )を推定するように構成される。

【0129】

また、マップ575cは、矩形波電圧制御時における、対応のモータジェネレータMG1(またはMG2)の動作状態(回転数・トルク)およびシステム電圧(候補電圧VH(i))を引数として、主にスイッチング素子でのスイッチング損失を反映したインバータ損失 $P_{liv1}$ ( $P_{liv2}$ )を推定するように構成される。

40

【0130】

出力切換部576は、制御方式選択部340の出力に応じて、現在選択されている制御方式に応じて、マップ575a, 575b, 575cから1つのマップを選択する。これにより、出力切換部576より選択されたマップの参照結果に基づき、インバータ損失 $P_{liv1}$ ( $P_{liv2}$ )が推定される。

【0131】

図13に示した構成では、モータジェネレータMG1, MG2の特性ばらつき(代表的には、回転子に装着される永久磁石の磁性ばらつき)等により、実際の制御動作時における制御方式の切り点(回転数・トルク)が、設計と異なるものとなった場合にも、イン

50

バータ損失をより高精度に推定することができる。

【0132】

以上説明したように、本発明の実施の形態による電動機駆動制御システムでは、モータジェネレータMG1, MG2の最小必要電圧が確保される電圧領域において、直流電源(バッテリー)、コンバータ、インバータおよびモータジェネレータMGのそれぞれでの電力損失推定に基づき、システム全体での電力損失の総和が最小となるような最適電圧にシステム電圧V<sub>H</sub>を設定することができる。これにより、電動機駆動制御システムの全体効率を向上させることができる。この結果、この電動機駆動制御システムを搭載したハイブリッド車両では、燃費向上を図ることができる。

【0133】

特に、インバータ損失の推定に制御方式を反映することによって、システム電圧V<sub>H</sub>の変化に対する電動機駆動制御システム全体損失の推定をより高精度に実行することができる。この結果、システム電圧V<sub>H</sub>の設定をさらに最適化して、電動機駆動制御システムの全体効率をより確実に向上させることができる。

【0134】

ここで、本実施の形態において、図5のステップS100~S130は、本発明での「最小電圧設定手段」に対応し、図5のステップS150または図12のバッテリー損失推定部550は、本発明での「第1の損失推定手段」に対応し、図5のステップS152または図12のコンバータ損失推定部560は、本発明での「第2の損失推定手段」に対応する。また、図5のステップS154または図12のインバータ損失推定部570は、本発明での「第3の損失推定手段」に対応し、図5のステップS156または図12のMG損失推定部580は、本発明における「第4の損失推定手段」に対応する。さらに、図5のステップS160~S180は、本発明での「最適電圧設定手段」に対応し、図5のステップS160, S170は、本発明での「電圧指令設定手段」に対応する。

【0135】

なお、この実施の形態において、バッテリー損失、コンバータ損失、インバータ損失およびMG損失の算出例は代表的なものを示したに過ぎず、その他の方式あるいはその他の変数に基づいて、これらの損失を推定する構成とすることも可能である。この際にも、図5に示したフローチャートに従って、各構成要素での損失推定値を総和してシステム全体の電力損失が最低となるシステム電圧V<sub>H</sub>を策定することにより、最適電圧V<sub>Hopt</sub>を算出しこれに見合った電圧指令値V<sub>H</sub>を設定することができる。

【0136】

また、バッテリー損失、コンバータ損失、インバータ損失およびMG損失のうちの、システム電圧V<sub>H</sub>の変化に対する変化度合いが大きい一部のものに絞って、電力損失推定およびその総和を求める制御構成としてもよい。この場合には、演算負荷を軽減した上でシステム電圧V<sub>H</sub>の設定を適正化できる。

【0137】

また、本発明の実施の形態では、ハイブリッド車両に搭載される電動機駆動制御システムについて代表的に例示したが、本発明の適用はこのようなケースに限定されるものではない。すなわち、本発明に従うモータ駆動システムは、電気自動車に代表されるハイブリッド車両以外の電動車両に搭載される電動機駆動制御システムに適用することも可能である。また、直流電圧を可変制御可能なコンバータを含む構成の電動機駆動制御システムであれば、駆動制御されるモータジェネレータ(または、電動機・発電機)の個数や種類また、モータジェネレータ(電動機)により駆動される負荷を限定することなく、本発明の適用が可能である。

【0138】

今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は上記した説明ではなくて特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲と均等の意味および範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

10

20

30

40

50

## 【図面の簡単な説明】

【0139】

【図1】本発明の実施の形態による電動機駆動制御システムが搭載される構成の一例として示されるハイブリッド車両の構成を説明するブロック図である。

【図2】図1の電動機駆動制御システムで用いられるインバータ制御方式を説明する図である。

【図3】正弦波PWM制御および過変調PWM制御における制御ブロック図である。

【図4】矩形波制御時における制御ブロック図である。

【図5】本発明の実施の形態による電動機駆動制御システムにおけるシステム電圧指令値設定を説明するフローチャートである。

10

【図6】モータジェネレータのトルクおよび回転数と必要電圧（誘起電圧）との関係を示す概念図である。

【図7】バッテリー電流の形態を示す概略波形図である。

【図8】バッテリー損失の変化特性を説明する概念図である。

【図9】コンバータ損失の変化特性を説明する概念図である。

【図10】インバータ損失の変化特性を説明する概念図である。

【図11】インバータ損失およびMG損失の和の変化特性の例を説明する概念図である。

【図12】本発明の実施の形態による電動機駆動制御システムの各構成要素での電力損失推定例を説明するブロック図である。

【図13】本発明の実施の形態による電動機駆動制御システムの各構成要素での電力損失推定の他の例を説明するブロック図である。

20

## 【符号の説明】

【0140】

5 接地ライン、6, 7 電源ライン、10 直流電圧発生部、10, 13 電圧センサ、11 電流センサ、12 温度センサ、15 昇降圧コンバータ、20, 30 インバータ、22, 32 U相アーム、24, 34 V相アーム、26, 36 W相アーム、27 電流センサ、28 回転角センサ、50 制御装置（ECU）、100 ハイブリッド車両、110 エンジン、112 冷却水温センサ、120 動力分割機構、125 出力軸、130 減速機、140 駆動軸、150 車輪（駆動輪）、200 PWM制御ブロック、210 電流指令生成部、220, 250 座標変換部、230 回転数演算部、240 PI演算部、260, 450 PWM信号生成部（インバータ）、300 電圧指令値発生部、320 電圧指令振幅算出部、330 変調率演算部、340 制御方式選択部、350 PWM信号生成部（コンバータ）、400 矩形波電圧制御ブロック、410 電力演算部、420 トルク演算部、430 PI演算部、440 矩形波発生器、500 正弦波PWM制御領域、510 過変調制御領域、520 矩形波電圧制御領域、550 バッテリー損失推定部、555, 565, 575, 575a, 575b, 575c 損失推定マップ、560 コンバータ損失推定部、570 インバータ損失推定部、576 出力切換部、580 MG損失推定部、B 走行用バッテリー、C0, C1 平滑コンデンサ、D1, D2, D11~D16, D21~D26 逆並列ダイオード、Ib バッテリー電流、Ibave バッテリー平均電流、id d軸電流、Idcom d軸電流指令値、iq q軸電流、Iqcom q軸電流指令値、iu, iv, iw 三相電流、Kmd 変調率、L1 リアクトル、MCR T モータ電流、MG1, MG2 モータジェネレータ、N1, N2 中性点、Nmt MG回転数、Pcnv コンバータ損失、Plb (Plb1 + Plb2) バッテリー損失、Plcv コンバータ損失、Pliv1, Pinv2 インバータ損失、Plmg1, Plmg2 MG損失、Pmt モータ供給電力、Q1, Q2, Q11~Q16, Q21~Q26 スイッチング素子（電力用半導体スイッチング素子）、S1, S2, S11~S16, S21~S26 スイッチング制御信号、Tqcom, Tqcom(1), Tqcom(2) トルク指令値、U1, U2, V1, V2, W1, W2 コイル巻線（モータジェネレータ）、Vb バッテリー電圧、Vd d軸電圧指令値、VH システム電圧、VH システム電圧指令値

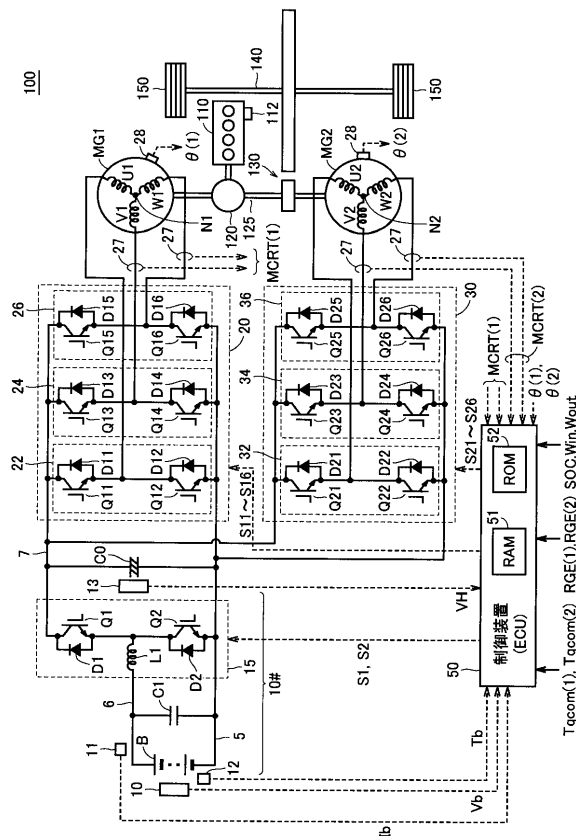
30

40

50

、 $VH(i)$  候補電圧、 $VHmax$  コンバータ最大出力電圧、 $VHmin$  必要最小電圧、 $VHopt$  最適電圧、 $Vmg1, Vmg2$  必要電圧(モータジェネレータ)、 $Vq$  q軸電圧指令値、 $Vu, Vv, Vw$  各相電圧指令値、 $Ibr$  リップル電流(バッテリー電流)、 $Id$  d軸電流偏差、 $Iq$  q軸電流偏差、回転角(モータジェネレータ)、 $v$  電圧位相、回転角速度(モータジェネレータ)。

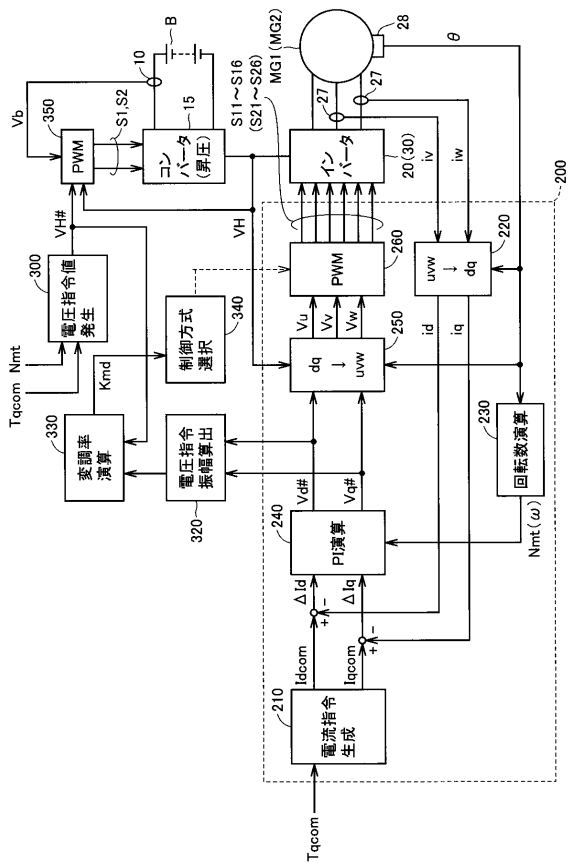
【図1】



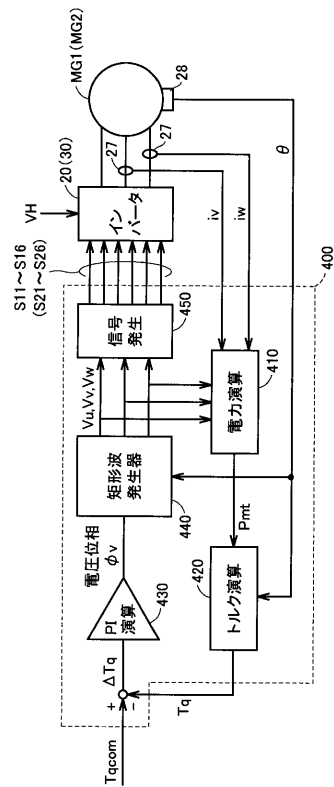
【図2】

制御方式	最大トルク制御		弱め界磁制御
	正弦波PWM	過変調PWM	矩形波(1パルス)
インバータの出力電圧波形	基本波成分	基本波成分	基本波成分
変調率	0~0.61	0.61~0.78	0.78
特徴	トルク変動小	中速域の出力向上	高速域の出力向上
同一電圧・電流でのスイッチング損失	大	中	小

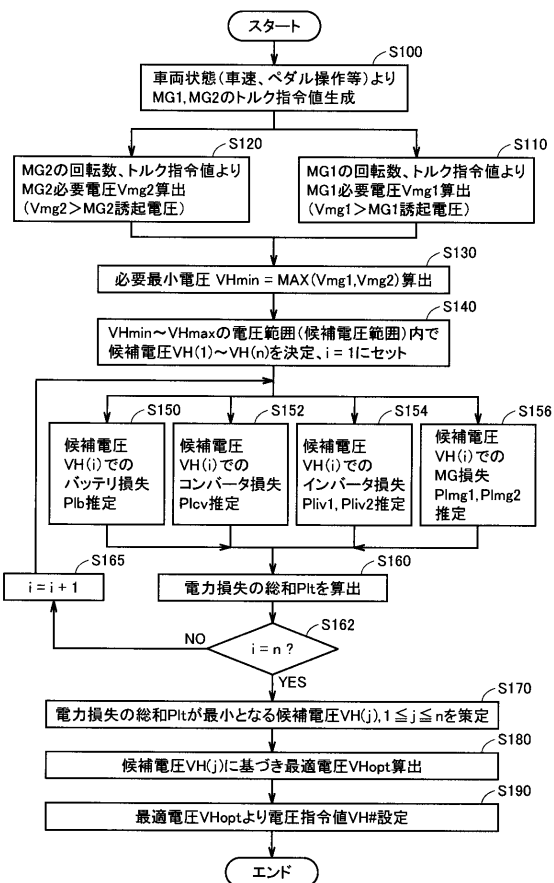
【図3】



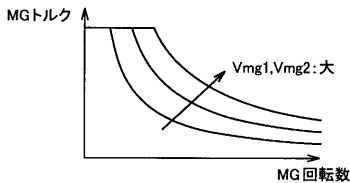
【図4】



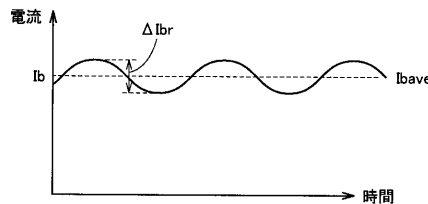
【図5】



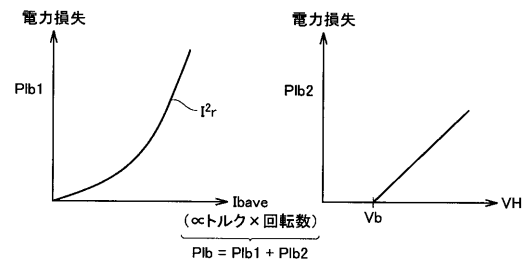
【図6】



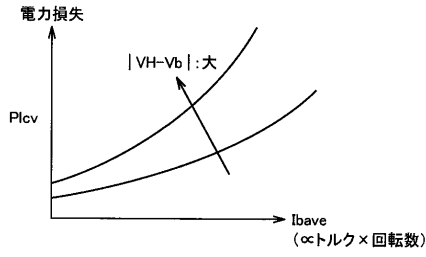
【図7】



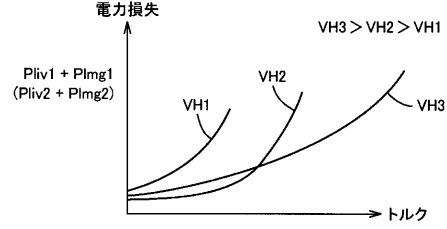
【図8】



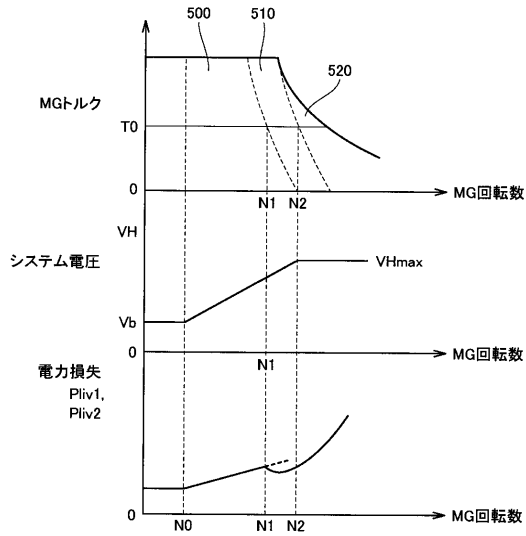
【図9】



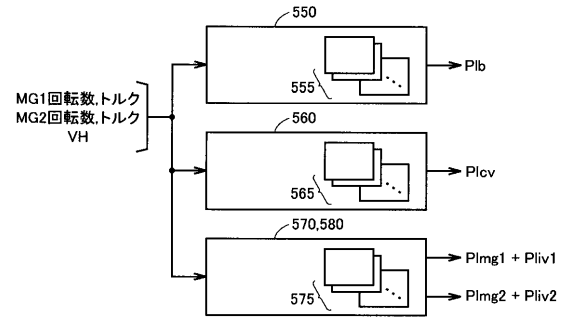
【図11】



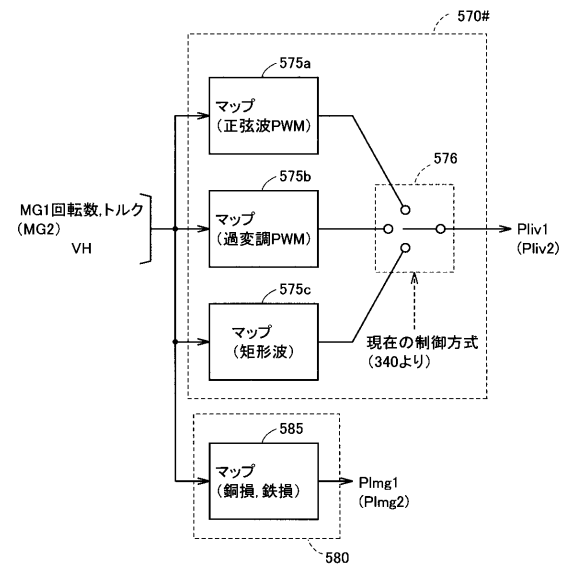
【図10】



【図12】



【図13】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2006-311768(JP,A)  
特開2004-208409(JP,A)  
特開2005-269723(JP,A)  
特開2005-198406(JP,A)  
特開2006-020418(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 1/00 - 31/00  
B60K 6/20 - 6/547  
B60L 1/00 - 15/42  
B60W 10/00 - 10/30  
B60W 20/00