

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4424421号
(P4424421)

(45) 発行日 平成22年3月3日(2010.3.3)

(24) 登録日 平成21年12月18日(2009.12.18)

(51) Int.Cl.			F 1		
B60L	9/18	(2006.01)	B60L	9/18	J
H02P	6/08	(2006.01)	H02P	6/02	351J
B60L	3/00	(2006.01)	B60L	3/00	J
H02P	6/12	(2006.01)	H02P	6/02	371D
H02P	27/06	(2006.01)	H02P	7/63	303V
請求項の数 24 (全 31 頁) 最終頁に続く					

(21) 出願番号 特願2008-8201 (P2008-8201)
 (22) 出願日 平成20年1月17日(2008.1.17)
 (65) 公開番号 特開2009-171768 (P2009-171768A)
 (43) 公開日 平成21年7月30日(2009.7.30)
 審査請求日 平成20年9月17日(2008.9.17)

(73) 特許権者 000003207
 トヨタ自動車株式会社
 愛知県豊田市トヨタ町1番地
 (74) 代理人 100064746
 弁理士 深見 久郎
 (74) 代理人 100085132
 弁理士 森田 俊雄
 (74) 代理人 100096781
 弁理士 堀井 豊
 (74) 代理人 100111246
 弁理士 荒川 伸夫
 (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

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電動車両の制御装置およびそれを備えた電動車両、ならびに電動車両の制御方法およびその制御方法をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取可能な記録媒体

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

車両走行用の動力源として交流モータを搭載する電動車両の制御装置であって、前記交流モータを駆動するインバータと、パルス幅変調法に基づいて、前記インバータのスイッチング素子をオン/オフするための信号を生成する信号生成部と、

前記インバータのスイッチング周波数が予め定められた周波数よりも低いとき、前記信号生成部において用いられる変調波の中心値を可変制御することによって前記インバータの損失を低減可能に構成された制御部とを備える、電動車両の制御装置。

【請求項2】

前記予め定められた周波数は、前記インバータのスイッチング損失に対して前記インバータのオン損失が相対的に大きくなるスイッチング周波数の領域に基づいて設定される、請求項1に記載の電動車両の制御装置。

【請求項3】

前記制御部は、前記インバータのスイッチング周波数が前記予め定められた周波数よりも低く、かつ、前記交流モータの回転数が予め定められた回転数よりも低いとき、前記変調波の中心値を可変制御することによって前記インバータにおける電流集中を抑止可能に構成される、請求項1または請求項2に記載の電動車両の制御装置。

【請求項4】

前記交流モータの各相電流を検出する電流検出部をさらに備え、

前記制御部は、電流が最大の相において前記インバータから前記交流モータへ電流が流れているとき、前記信号生成部において用いられる搬送波の中央値よりも小さくなるように前記変調波の中心値を変更し、前記電流最大の相において前記交流モータから前記インバータへ電流が流れているとき、前記搬送波の中央値よりも大きくなるように前記変調波の中心値を変更する、請求項 3 に記載の電動車両の制御装置。

【請求項 5】

前記制御部は、前記インバータの各相におけるオン損失が均衡するように予め求められた値に前記変調波の中心値を変更する、請求項 4 に記載の電動車両の制御装置。

【請求項 6】

前記制御部は、電流が最大の相の変調波が所定の最大値または最小値となることによってその電流最大の相のスイッチング動作が停止してその他の相による変調制御が行なわれるように、前記変調波の中心値を変更する、請求項 3 に記載の電動車両の制御装置。

10

【請求項 7】

前記インバータの素子温度を検出する温度検出部をさらに備え、

前記制御部は、前記素子温度が最大の相において前記インバータから前記交流モータへ電流が流れているとき、前記信号生成部において用いられる搬送波の中央値よりも小さくなるように前記変調波の中心値を変更し、前記温度最大の相において前記交流モータから前記インバータへ電流が流れているとき、前記搬送波の中央値よりも大きくなるように前記変調波の中心値を変更する、請求項 3 に記載の電動車両の制御装置。

【請求項 8】

20

前記インバータの素子温度を検出する温度検出部と、

前記素子温度が最大である相に流れる電流値が減少するように、前記変調波の位相を変更する位相変更部とをさらに備える、請求項 3 に記載の電動車両の制御装置。

【請求項 9】

前記位相変更部は、前記電流値が略零となるように前記変調波の位相を変更する、請求項 8 に記載の電動車両の制御装置。

【請求項 10】

前記制御部は、前記交流モータの回転数が前記予め定められた回転数以上のとき、前記インバータの全体の損失が最小となるように前記変調波の位相ごとに予め求められた値に前記変調波の中心値を可変制御する、請求項 3 に記載の電動車両の制御装置。

30

【請求項 11】

前記制御部は、前記変調波の中心値を変更したことにより前記変調波のピークが搬送波のピークを超えた場合、前記変調波のピークが前記搬送波のピークよりも小さくなるように前記変調波の中心値を補正する、請求項 10 に記載の電動車両の制御装置。

【請求項 12】

車両の駆動力を発生する交流モータと、

前記交流モータの出力軸に連結される車輪と、

請求項 1 から請求項 11 のいずれか 1 項に記載の制御装置とを備える電動車両。

【請求項 13】

車両走行用の動力源として交流モータを搭載する電動車両の制御方法であって、

パルス幅変調法に基づいて、前記交流モータを駆動するインバータのスイッチング素子をオン/オフするための信号を生成する第 1 のステップと、

前記インバータのスイッチング周波数が予め定められた周波数よりも低いとき、前記信号の生成に用いる変調波の中心値を可変制御することによって前記インバータの損失を低減する第 2 のステップとを備える、電動車両の制御方法。

40

【請求項 14】

前記予め定められた周波数は、前記インバータのスイッチング損失に対して前記インバータのオン損失が相対的に大きくなるスイッチング周波数の領域に基づいて設定される、請求項 13 に記載の電動車両の制御方法。

【請求項 15】

50

前記第2のステップにおいて、前記インバータのスイッチング周波数が前記予め定められた周波数よりも低く、かつ、前記交流モータの回転数が予め定められた回転数よりも低いとき、前記変調波の中心値を可変制御することによって前記インバータにおける電流集中が抑止される、請求項13または請求項14に記載の電動車両の制御方法。

【請求項16】

前記第2のステップにおいて、電流が最大の相において前記インバータから前記交流モータへ電流が流れているとき、前記信号の生成に用いる搬送波の中央値よりも小さくなるように前記変調波の中心値が変更され、前記電流最大の相において前記交流モータから前記インバータへ電流が流れているとき、前記搬送波の中央値よりも大きくなるように前記変調波の中心値が変更される、請求項15に記載の電動車両の制御方法。

10

【請求項17】

前記第2のステップにおいて、前記インバータの各相におけるオン損失が均衡するように予め求められた値に前記変調波の中心値が変更される、請求項16に記載の電動車両の制御方法。

【請求項18】

前記第2のステップにおいて、電流が最大の相の変調波が所定の最大値または最小値となることによってその電流最大の相のスイッチング動作が停止してその他の相による変調制御が行なわれるように、前記変調波の中心値が変更される、請求項15に記載の電動車両の制御方法。

【請求項19】

20

前記第2のステップにおいて、前記インバータの素子温度が最大の相において前記インバータから前記交流モータへ電流が流れているとき、前記信号の生成に用いる搬送波の中央値よりも小さくなるように前記変調波の中心値が変更され、前記温度最大の相において前記交流モータから前記インバータへ電流が流れているとき、前記搬送波の中央値よりも大きくなるように前記変調波の中心値が変更される、請求項15に記載の電動車両の制御方法。

【請求項20】

前記インバータの素子温度が最大である相に流れる電流値が減少するように、前記変調波の位相を変更する第3のステップをさらに備える、請求項15に記載の電動車両の制御方法。

30

【請求項21】

前記第3のステップにおいて、前記電流値が略零となるように前記変調波の位相が変更される、請求項20に記載の電動車両の制御方法。

【請求項22】

前記交流モータの回転数が前記予め定められた回転数以上のとき、前記インバータの全体の損失が最小となるように前記変調波の位相ごとに予め求められた値に前記変調波の中心値を可変制御する第4のステップをさらに備える、請求項15に記載の電動車両の制御方法。

【請求項23】

前記変調波の中心値を変更したことにより前記変調波のピークが搬送波のピークを超えたか否かを判定する第5のステップと、

40

前記変調波のピークが前記搬送波のピークを超えたと判定された場合、前記変調波のピークが前記搬送波のピークよりも小さくなるように前記変調波の中心値を補正する第6のステップをさらに備える、請求項22に記載の電動車両の制御方法。

【請求項24】

請求項13から請求項23のいずれか1項に記載の電動車両の制御方法をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取可能な記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

50

この発明は、車両走行用の動力源として交流モータを搭載する電動車両の制御技術に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、環境問題を背景に、電気自動車（Electric Vehicle）やハイブリッド車両（Hybrid Vehicle）、燃料電池車（Fuel Cell Vehicle）などの電動車両が注目されている。これらの電動車両の多くは、車両走行用の動力源として、インバータによって駆動される交流モータを搭載する。

【0003】

このような電動車両においては、たとえば登坂時に駆動トルクと車重とが釣り合っていない「モータロック状態」（モータトルクを出力しつつモータ回転数が極めて低い状態）になると、特定の相に電流が集中して流れることによりインバータの損失が増大し、インバータが短時間で過熱し得る。

10

【0004】

そこで、特許第3625429号公報（特許文献1）は、交流電圧基準の周波数が所定値以下のとき、電力変換器を構成するスイッチング素子の損失を低減可能な制御装置を開示する。この制御装置は、電力変換器を構成する電力半導体素子をPWM（Pulse Width Modulation）制御する。そして、制御装置は、交流電圧基準の周波数が所定値以下のとき、交流電圧基準に直流オフセット電圧を加えて、電力半導体素子の損失を低減させる。

【0005】

20

この制御装置によれば、交流低周波通電時の電力半導体素子の損失を低減することが可能となる（特許文献1参照）。

【特許文献1】特許第3625429号公報

【特許文献2】特開平9-191508号公報

【特許文献3】特開2000-102257号公報

【特許文献4】特開平6-245577号公報

【特許文献5】特開2004-48885号公報

【特許文献6】特開2003-204028号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

30

【0006】

インバータの損失は、スイッチング素子がオン/オフする際に発生するスイッチング損失と、スイッチング素子がオンしているときに発生するオン損失とからなる。しかしながら、上記特許第3625429号公報に開示される手法は、スイッチング素子のオン損失のみに着目したものであり、スイッチング損失も併せたトータルの損失を考慮した場合、必ずしも効果的でない可能性がある。

【0007】

それゆえに、この発明の目的は、インバータの損失を効果的に低減可能な電動車両の制御装置およびそれを備えた電動車両を提供することである。

【0008】

40

また、この発明の別の目的は、インバータの損失を効果的に低減可能な電動車両の制御方法およびその制御方法をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取可能な記録媒体を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0009】

この発明によれば、電動車両の制御装置は、車両走行用の動力源として交流モータを搭載する電動車両の制御装置であって、インバータと、信号生成部と、制御部とを備える。インバータは、交流モータを駆動する。信号生成部は、パルス幅変調法に基づいて、インバータのスイッチング素子をオン/オフするための信号を生成する。制御部は、インバータのスイッチング周波数が予め定められた周波数よりも低いとき、信号生成部において用

50

いられる変調波の中心値を可変制御することによってインバータの損失を低減可能に構成される。

【0010】

好ましくは、予め定められた周波数は、インバータのスイッチング損失に対してインバータのオン損失が相対的に大きくなるスイッチング周波数の領域に基づいて設定される。

【0011】

好ましくは、制御部は、インバータのスイッチング周波数が予め定められた周波数よりも低く、かつ、交流モータの回転数が予め定められた回転数よりも低いとき、変調波の中心値を可変制御することによってインバータにおける電流集中を抑止可能に構成される。

【0012】

さらに好ましくは、電動車両の制御装置は、電流検出部をさらに備える。電流検出部は、交流モータの各相電流を検出する。制御部は、電流が最大の相においてインバータから交流モータへ電流が流れているとき、信号生成部において用いられる搬送波の中央値よりも小さくなるように変調波の中心値を変更する。また、制御部は、電流最大の相において交流モータからインバータへ電流が流れているとき、搬送波の中央値よりも大きくなるように変調波の中心値を変更する。

10

【0013】

さらに好ましくは、制御部は、インバータの各相におけるオン損失が均衡するように予め求められた値に変調波の中心値を変更する。

【0014】

好ましくは、制御部は、電流が最大の相の変調波が所定の最大値または最小値となることによってその電流最大の相のスイッチング動作が停止してその他の相による変調制御が行なわれるように、変調波の中心値を変更する。

20

【0015】

好ましくは、電動車両の制御装置は、温度検出部をさらに備える。温度検出部は、インバータの素子温度を検出する。制御部は、素子温度が最大の相においてインバータから交流モータへ電流が流れているとき、信号生成部において用いられる搬送波の中央値よりも小さくなるように変調波の中心値を変更する。また、制御部は、温度最大の相において交流モータからインバータへ電流が流れているとき、搬送波の中央値よりも大きくなるように変調波の中心値を変更する。

30

【0016】

好ましくは、電動車両の制御装置は、温度検出部と、位相変更部とをさらに備える。温度検出部は、インバータの素子温度を検出する。位相変更部は、素子温度が最大の相に流れる電流値が減少するように変調波の位相を変更する。

【0017】

さらに好ましくは、位相変更部は、電流値が略零となるように変調波の位相を変更する。

【0018】

好ましくは、制御部は、交流モータの回転数が予め定められた回転数以上のとき、インバータの全体の損失が最小となるように変調波の位相ごとに予め求められた値に変調波の中心値を可変制御する。

40

【0019】

さらに好ましくは、制御部は、変調波の中心値を変更したことにより変調波のピークが搬送波のピークを超えた場合、変調波のピークが搬送波のピークよりも小さくなるように変調波の中心値を補正する。

【0020】

また、この発明によれば、電動車両は、車両の駆動力を発生する交流モータと、交流モータの出力軸に連結される車輪と、上述したいずれかの制御装置とを備える。

【0021】

また、この発明によれば、電動車両の制御方法は、車両走行用の動力源として交流モ

50

タを搭載する電動車両の制御方法であって、第1および第2のステップを備える。第1のステップでは、パルス幅変調法に基づいて、交流モータを駆動するインバータのスイッチング素子をオン/オフするための信号が生成される。第2のステップでは、インバータのスイッチング周波数が予め定められた周波数よりも低いとき、信号の生成に用いる変調波の中心値を可変制御することによってインバータの損失が低減される。

【0022】

好ましくは、予め定められた周波数は、インバータのスイッチング損失に対してインバータのオン損失が相対的に大きくなるスイッチング周波数の領域に基づいて設定される。

【0023】

好ましくは、第2のステップにおいて、インバータのスイッチング周波数が予め定められた周波数よりも低く、かつ、交流モータの回転数が予め定められた回転数よりも低いとき、変調波の中心値を可変制御することによってインバータにおける電流集中が抑止される。

10

【0024】

さらに好ましくは、第2のステップにおいて、電流が最大の相においてインバータから交流モータへ電流が流れているとき、信号の生成に用いる搬送波の中央値よりも小さくなるように変調波の中心値が変更される。また、電流最大の相において交流モータからインバータへ電流が流れているときは、搬送波の中央値よりも大きくなるように変調波の中心値が変更される。

【0025】

20

さらに好ましくは、第2のステップにおいて、インバータの各相におけるオン損失が均衡するように予め求められた値に変調波の中心値が変更される。

【0026】

好ましくは、第2のステップにおいて、電流が最大の相の変調波が所定の最大値または最小値となることによってその電流最大の相のスイッチング動作が停止してその他の相による変調制御が行なわれるように、変調波の中心値が変更される。

【0027】

好ましくは、第2のステップにおいて、インバータの素子温度が最大の相においてインバータから交流モータへ電流が流れているとき、信号の生成に用いる搬送波の中央値よりも小さくなるように変調波の中心値が変更される。また、温度最大の相において交流モータからインバータへ電流が流れているときは、搬送波の中央値よりも大きくなるように変調波の中心値が変更される。

30

【0028】

好ましくは、電動車両の制御方法は、第3のステップをさらに備える。第3のステップでは、インバータの素子温度が最大の相に流れる電流値が減少するように変調波の位相が変更される。

【0029】

好ましくは、第3のステップにおいて、電流値が略零となるように変調波の位相が変更される。

【0030】

40

好ましくは、電動車両の制御方法は、第4のステップをさらに備える。第4のステップでは、交流モータの回転数が予め定められた回転数以上のとき、インバータの全体の損失が最小となるように変調波の位相ごとに予め求められた値に変調波の中心値が可変制御される。

【0031】

さらに好ましくは、電動車両の制御方法は、第5および第6のステップをさらに備える。第5のステップでは、変調波の中心値を変更したことにより変調波のピークが搬送波のピークを超えたか否かが判定される。第6のステップでは、変調波のピークが搬送波のピークを超えたと判定された場合、変調波のピークが搬送波のピークよりも小さくなるように変調波の中心値が補正される。

50

【 0 0 3 2 】

また、この発明によれば、記録媒体は、コンピュータ読取可能な記録媒体であって、上述したいずれかの電動車両の制御方法をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録する。

【 発明の効果 】

【 0 0 3 3 】

この発明においては、インバータは、パルス幅変調法に基づいてPWM制御される。ここで、インバータの損失はスイッチング損失とオン損失とからなり、インバータのスイッチング周波数が低いときはオン損失が支配的となり、スイッチング周波数が高くなるに従ってスイッチング損失の割合が増大するところ、この発明においては、インバータのスイッチング周波数が予め定められた周波数よりも低いとき、すなわち、オン損失が支配的となる低スイッチング周波数のとき、信号生成部において用いられる変調波の中心値を可変制御することによってインバータのオン損失を低減する。したがって、この発明によれば、インバータの損失を効果的に低減することができる。

10

【 0 0 3 4 】

また、この発明においては、インバータのスイッチング周波数が予め定められた周波数よりも低く、かつ、交流モータの回転数が予め定められた回転数よりも低いとき（モータロック状態検出時）、すなわち、スイッチング損失が小さいことによりインバータのトータルの損失はそれ程大きくはないけれどもモータ回転数が低いために特定の相に電流が集中することによって熱的に厳しい状況のとき、変調波の中心値を可変制御することによってオン損失を低減し、インバータにおける電流集中を抑止する。したがって、この発明によれば、特定の素子または相に電流が集中して流れるのを抑止することができる。その結果、インバータが過熱損傷するのを防止することができる。

20

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 3 5 】

以下、本発明の実施の形態について、図面を参照しながら詳細に説明する。なお、図中同一または相当部分には同一符号を付してその説明は繰返さない。

【 0 0 3 6 】

[実施の形態 1]

図1は、この発明の実施の形態1による電動車両のパワートレーン構成を示した図である。図1を参照して、この電動車両100は、蓄電装置Bと、インバータ10と、電子制御ユニット（以下「ECU（Electronic Control Unit）」と称する。）20と、モータジェネレータMGと、車輪DWとを備える。また、電動車両100は、正極線PLと、負極線NLと、コンデンサCと、U相ラインULと、V相ラインVLと、W相ラインWLとをさらに備える。さらに、電動車両100は、電圧センサ22と、電流センサ24と、回転角センサ26とをさらに備える。

30

【 0 0 3 7 】

蓄電装置Bの正極端子および負極端子は、それぞれ正極線PLおよび負極線NLに接続される。コンデンサCは、正極線PLと負極線NLとの間に接続される。インバータ10は、U相アーム12、V相アーム14およびW相アーム16を含む。U相アーム12、V相アーム14およびW相アーム16は、正極線PLと負極線NLとの間に並列に接続される。U相アーム12は、直列に接続されたトランジスタQ1、Q2から成り、V相アーム14は、直列に接続されたトランジスタQ3、Q4から成り、W相アーム16は、直列に接続されたトランジスタQ5、Q6から成る。トランジスタQ1～Q6には、それぞれダイオードD1～D6が逆並列に接続される。

40

【 0 0 3 8 】

なお、上記のトランジスタとして、たとえばIGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）を用いることができる。また、上記のトランジスタとして、パワーMOSFET（Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor）等のスイッチング素子を用いてもよい。

50

【 0 0 3 9 】

モータジェネレータMGは、U相コイルU、V相コイルVおよびW相コイルWをステータコイルとして含む。U相コイルU、V相コイルVおよびW相コイルWは、インバータ10のU相アーム12、V相アーム14およびW相アーム16における上下アームの接続ノードにそれぞれ接続される。そして、モータジェネレータMGの回転軸に車輪DWが連結される。

【 0 0 4 0 】

蓄電装置Bは、再充電可能な直流電源であり、たとえば、ニッケル水素やリチウムイオン等の二次電池から成る。蓄電装置Bは、直流電力をインバータ10へ供給する。また、蓄電装置Bは、車両の制動時にモータジェネレータMGによって回生発電される電力をインバータ10から受けて充電される。なお、蓄電装置Bとして、大容量のキャパシタを用いてもよい。

10

【 0 0 4 1 】

コンデンサCは、正極線PLと負極線NLとの間の電圧変動を平滑化する。電圧センサ22は、コンデンサCの端子間電圧、すなわち負極線NLに対する正極線PLの電圧Vdcを検出し、その検出値をECU20へ出力する。

【 0 0 4 2 】

インバータ10は、ECU20からの信号PWMIに基づいて、蓄電装置Bから受ける直流電圧を3相交流電圧に変換し、モータジェネレータMGを駆動する。また、インバータ10は、車両の制動時、車輪DWからの回転力を受けてモータジェネレータMGが発電した3相交流電圧をECU20からの信号PWMIに基づいて直流電圧に変換し、その変換した直流電圧を蓄電装置Bへ出力する。

20

【 0 0 4 3 】

モータジェネレータMGは、三相交流電動機であり、たとえば、ロータに永久磁石が埋設された三相交流同期電動機から成る。モータジェネレータMGは、インバータ10によって力行駆動され、車輪DWを駆動するための駆動力を発生する。また、モータジェネレータMGは、車両の回生制動時、インバータ10によって回生駆動され、車輪DWから受ける回転力を用いて発電した三相交流電圧をインバータ10へ出力する。

【 0 0 4 4 】

電流センサ24は、各相モータ電流を検出し、その検出値をECU20へ出力する。なお、図1では、電流センサ24は、V相ラインVLおよびW相ラインWLの電流を検出し、U相ラインULの電流は、キルヒホッフの法則を用いて算出できる。回転角センサ26は、モータジェネレータMGのロータの回転角を検出し、その検出値をECU20へ出力する。

30

【 0 0 4 5 】

ECU20は、電圧センサ22からの電圧Vdc、電流センサ24からのモータ電流Iおよび回転角センサ26からのモータ回転角に基づいて、後述の方法により、インバータ10を駆動するための信号PWMIを生成し、その生成した信号PWMIをインバータ10のトランジスタQ1～Q6へ出力する。

【 0 0 4 6 】

図2は、図1に示したECU20の機能ブロック図である。図2を参照して、ECU20は、電流指令生成部52と、座標変換部54、60と、減算部56-1、56-2と、PI制御部58-1、58-2と、回転数算出部62と、キャリア周波数設定部64と、PWMセンター制御部66と、PWM信号生成部68とを含む。

40

【 0 0 4 7 】

電流指令生成部52は、モータジェネレータMGのトルク指令TRに基づいてd軸電流指令Id*およびq軸電流指令Iq*を生成する。座標変換部54は、回転角センサ26からのモータ回転角を用いて、電流センサ24によって検出されたモータ電流Iをd軸電流Idおよびq軸電流Iqに変換する。減算部56-1は、d軸電流指令Id*からd軸電流Idを減算し、その演算結果をPI制御部58-1へ出力する。減算部56-2は

50

、 q 軸電流指令 I_q^* から q 軸電流 I_q を減算し、その演算結果を P I 制御部 5 8 - 2 へ出力する。

【 0 0 4 8 】

P I 制御部 5 8 - 1 は、減算部 5 6 - 1 の出力に基づいて比例積分演算を行ない、その演算結果を d 軸電圧指令 V_d として座標変換部 6 0 へ出力する。P I 制御部 5 8 - 2 は、減算部 5 6 - 2 の出力に基づいて比例積分演算を行ない、その演算結果を q 軸電圧指令 V_q として座標変換部 6 0 へ出力する。

【 0 0 4 9 】

座標変換部 6 0 は、モータ回転角 θ を用いて、P I 制御部 5 8 - 1 , 5 8 - 2 からそれぞれ受ける d 軸電圧指令 V_d および q 軸電圧指令 V_q を U 相電圧指令 V_u 、V 相電圧指令 V_v および W 相電圧指令 V_w に変換し、その変換した各相電圧指令を P W M 信号生成部 6 8 へ出力する。

10

【 0 0 5 0 】

回転数算出部 6 2 は、モータ回転角 θ に基づいてモータ回転数 $M R N$ を算出し、その算出値をキャリア周波数設定部 6 4 へ出力する。

【 0 0 5 1 】

キャリア周波数設定部 6 4 は、モータジェネレータ M G のトルク指令 $T R$ およびモータ回転数 $M R N$ に基づいて、P W M 信号を生成する際に用いられる搬送波 (キャリア) の周波数 (キャリア周波数 $F C$) を設定し、その設定されたキャリア周波数 $F C$ を P W M センター制御部 6 6 および P W M 信号生成部 6 8 へ出力する。

20

【 0 0 5 2 】

P W M センター制御部 6 6 は、キャリア周波数 $F C$ およびモータ電流 I に基づいて、後述の方法により、P W M 信号生成部 6 8 における各相変調波の中心値 (以下「 P W M センター」とも称する。) を可変制御するための P W M センター補正值 $C E$ を生成し、その生成した P W M センター補正值 $C E$ を P W M 信号生成部 6 8 へ出力する。

【 0 0 5 3 】

P W M 信号生成部 6 8 は、パルス幅変調法を用いて、各相電圧指令 V_u , V_v , V_w に基づいて各相 P W M 信号 P_u , P_v , P_w を生成し、その生成した各相 P W M 信号 P_u , P_v , P_w を信号 P W M I としてインバータ 1 0 へ出力する。より具体的には、P W M 信号生成部 6 8 は、各相電圧指令 V_u , V_v , V_w に対応する各相変調波を生成する。また、P W M 信号生成部 6 8 は、キャリア周波数設定部 6 4 によって設定されたキャリア周波数 $F C$ を有する搬送波 (キャリア) を図示されない発信部により生成する。そして、P W M 信号生成部 6 8 は、各相変調波と搬送波 (キャリア) との大小関係に応じて各相 P W M 信号 P_u , P_v , P_w を生成する。

30

【 0 0 5 4 】

ここで、一般的な P W M 制御においては、変調波は、その中心値 (P W M センター) が搬送波の中央値になるように生成されるところ、P W M 信号生成部 6 8 は、P W M センター制御部 6 6 からの P W M センター補正值 $C E$ を用いて P W M センターを変更する。具体的には、P W M 信号生成部 6 8 は、P W M センター補正值 $C E$ を各相変調波に一律に加算することによって P W M センターを変更する。そして、P W M 信号生成部 6 8 は、P W M センター補正值 $C E$ によって P W M センターが変更された各相変調波を搬送波と比較し、その比較結果に基づいて各相 P W M 信号 P_u , P_v , P_w を生成する。

40

【 0 0 5 5 】

なお、以下では、搬送波は、0 , 1 の間で変動する、数 $k H z$ から 1 0 $k H z$ 程度の周波数を有する三角波とする。したがって、搬送波の中央値は 0 . 5 である。

【 0 0 5 6 】

図 3 は、図 2 に示したキャリア周波数設定部 6 4 によって設定されるキャリア周波数 $F C$ を説明するための図である。図 3 を参照して、横軸はモータ回転数 $M R N$ を示し、縦軸はトルク指令 $T R$ を示す。モータ回転数 $M R N$ が低く、かつ、トルク指令 $T R$ が小さくない領域 (領域 S) では、キャリア周波数 $F C$ は相対的に低く設定され、モータ回転数 $M R$

50

Nが高くなるに従ってキャリア周波数FCは相対的に高く設定される。

【0057】

低回転かつ非小トルクの領域Sにおいてキャリア周波数FCが低く設定されるのは以下の理由による。トルクが大きいほど電流は大きいのでスイッチング素子のオン損失が大きくなり、大トルク領域ではインバータの損失は増大する。また、モータ回転数が低いほど各相アームに集中して流れる電流量が多くなるので熱的に厳しくなる。一方、キャリア周波数が低いほどスイッチング損失は小さいので全体の損失を低減できる。そこで、モータ回転とトルクとに応じてインバータの損失を抑えるためには、低回転域における非小トルク領域のキャリア周波数を下げることが有効である。なお、高回転域でキャリア周波数を高く設定するのは、スイッチング素子の動作に伴う電磁音を抑制するためである。

10

【0058】

図4は、スイッチング周波数とインバータにおける損失との関係を示した図である。図4を参照して、横軸はインバータのスイッチング周波数（キャリア周波数に相当する。）を示し、縦軸は損失を示す。線k1は、インバータを構成するスイッチング素子がオンしているときに発生するオン損失を示す。線k2は、スイッチング素子がオン/オフする際に発生するスイッチング損失を示す。線k3は、オン損失とスイッチング損失とを合計した全体損失を示す。

【0059】

スイッチング周波数が低周波数の領域では、オン損失の方がスイッチング損失よりも相対的に大きく、オン損失が支配的となる。そして、スイッチング周波数が高くなるに従ってスイッチング損失は増大し、スイッチング周波数が中高周波数の領域では、スイッチング損失が支配的となる。

20

【0060】

ここで、オン損失が支配的となる低周波数領域では、全体損失の絶対値としては中高周波領域より小さいけれども、モータの回転数が低いので、特に回転数が極めて低いモータロック時などは特定の相に電流が集中することにより熱的に厳しい状況が発生し得る。すなわち、図3に示したように、モータ回転数が低い領域では、インバータの損失を抑えるためにキャリア周波数は低く設定されるところ、それでも状況によっては（モータロック時など）特定の相に電流が集中することにより熱的に厳しい状況が発生する。なお、全体損失が相対的に大きい中高周波領域では、モータが回転しているので、電流は短時間ごとに各相に分散し、熱的には低周波数領域ほど厳しくはない。

30

【0061】

そこで、この実施の形態1では、以下に説明するように、オン損失が支配的な低スイッチング周波数領域において、PWMセンターを可変制御することにより、熱的に厳しい状況を回避することとしたものである。

【0062】

以下、PWMセンターを操作することによる損失低減の原理について説明する。

図5～図7は、インバータにおける電流および電圧を説明するための図である。図5は、U相上アームのトランジスタQ1がオンしているときの電流および電圧を示し、図6は、U相下アームのトランジスタQ2がオンしているときの電流および電圧を示す。図7は、図5、図6に示した電流および電圧の波形図である。なお、この図5～図7では、U相アーム12からモータジェネレータMGへ電流が流れる場合（この場合の電流の符号を正とする。）について代表的に示されるが、モータジェネレータMGからU相アーム12へ電流が流れる場合（電流が負の場合）や他の相の場合においても同様に考えることができる。

40

【0063】

図5～図7を参照して、上アームのトランジスタQ1がオン（下アームのトランジスタQ2はオフ）しているとき（図7の時刻t2～t3および時刻t6以降）、トランジスタQ1には電流I_uが流れるとともにオン電圧V_{on1}がかかり、下アームには電圧V_Hがかかる。

50

【 0 0 6 4 】

また、下アームのトランジスタQ 2 がオン（上アームのトランジスタQ 1 はオフ）しているとき（図 7 の時刻 t 1 以前および時刻 t 4 ~ t 5 ）、下アームのダイオード D 2 には電流 I u が流れるとともにオン電圧 V on 2 がかかり、上アームには電圧 V H がかかる。

【 0 0 6 5 】

なお、時刻 t 1 ~ t 2 , t 3 ~ t 4 , t 5 ~ t 6 は、トランジスタ Q 1 , Q 2 のスイッチング期間である。

【 0 0 6 6 】

ここで、スイッチング周波数を K (H z) とすると、トランジスタ Q 1 における単位時間当たりの損失 L Q 1 およびダイオード D 2 における単位時間当たりの損失 L D 2 は、次式にて表される。

【 0 0 6 7 】

$$L Q 1 = 2 \times K \times (V 1 \times I u) d t + (1 / K - 2 \times d t) \times K \times (V o n 1 \times I u) d t \dots (1)$$

$$L D 2 = 2 \times K \times (V 2 \times I u) d t + (1 / K - 2 \times d t) \times K \times (V o n 2 \times I u) d t \dots (2)$$

ここで、(1) , (2) 式の各々の右辺第 1 項はスイッチング損失を表し、右辺第 2 項はオン損失を表す。

【 0 0 6 8 】

(1) , (2) 式から分かるように、トランジスタ Q 1 の損失 L Q 1 とダイオード D 2 の損失 L D 2 とは、式の構成は同じであり、スイッチング特性およびオン電圧によってその値が異なる。なお、(1) , (2) 式の各々についてスイッチング周波数 K を横軸にして損失を図示すると図 4 のようになる。

【 0 0 6 9 】

図 8 は、PWM センター操作の考え方の一例を説明するための図である。図 8 を参照して、PWM センターを x (0 ~ 1) とすると、トランジスタ Q 1 のオンデューティは x で表される。ここで、1 サイクルにおけるトランジスタ Q 1 のオン損失 L Q 1 on およびダイオード D 2 のオン損失 L D 2 on は、次式で表される。

【 0 0 7 0 】

$$L Q 1 on = V on 1 \times I u \times x \dots (3)$$

$$L D 2 on = V on 2 \times I u \times (1 - x) \dots (4)$$

図 9 は、PWM センターとオン損失との関係を示した図である。図 9 を参照して、線 k 4 は、トランジスタ Q 1 のオン損失 L Q 1 on を示し、線 k 5 は、ダイオード D 2 のオン損失 L D 2 on を示す。線 k 6 は、オン損失 L Q 1 on とオン損失 L D 2 on との合計を示す。

【 0 0 7 1 】

PWM センターが大きくなると、トランジスタ Q 1 のオン損失 L Q 1 on が増大し、PWM センターが最大値 1 のとき、オン損失 L Q 1 on は最大値 L Q 1 on _ max (= V on 1 \times I u) になる。一方、PWM センターが小さくなると、ダイオード D 2 のオン損失 L D 2 on が増大し、PWM センターが最小値 0 のとき、オン損失 L D 2 on は最大値 L D 2 on _ max (= V on 2 \times I u) になる。

【 0 0 7 2 】

ここで、トランジスタ Q 1 のオン電圧 V on 1 とダイオード D 2 のオン電圧 V on 2 との比が仮に 2 : 1 であるとした場合、トランジスタ Q 1 のオン損失 L Q 1 on とダイオード D 2 のオン損失 L D 2 on とが等しいとすると、(3) , (4) 式より x = 0 . 3 3 が得られる。したがって、トランジスタ Q 1 のオン電圧 V on 1 とダイオード D 2 のオン電圧 V on 2 との比が 2 : 1 の場合、PWM センターを 0 . 5 (中心値) から 0 . 3 3 にシフトすることによって、トランジスタ Q 1 とダイオード D 2 との発熱を均衡化することができ、熱的に厳しいトランジスタ Q 1 が過熱するのを防止することができる。

【 0 0 7 3 】

10

20

30

40

50

図10は、PWMセンター操作時のスイッチング周波数とインバータ損失との関係を示した図である。図10を参照して、線k1～k3は、図4に示したとおりである。線k7は、PWMセンター操作時のオン損失を示す。線k8は、PWMセンター操作時のオン損失とスイッチング損失とを合計した全体損失を示す。

【0074】

図10から分かるように、オン損失が支配的となる低スイッチング周波数領域において、PWMセンター操作による損失低減の効果が大きい。言い換えると、スイッチング周波数が中高周波数の領域では、PWMセンター操作による損失低減の効果は小さい。したがって、この実施の形態1では、オン損失が支配的となる低スイッチング周波数領域において、PWMセンターを可変制御することにより、熱的に厳しい状況を回避することとしたものである。

10

【0075】

なお、上記においては、U相アーム12からモータジェネレータMGへ電流が流れる場合（電流が正の場合）について説明したが、モータジェネレータMGからU相アーム12へ電流が流れる場合（電流が負の場合）についても同様に考えることができる。すなわち、この場合は、下アームのトランジスタQ2がオンしているとき、トランジスタQ2に電流 I_u （負）が流れ、上アームのトランジスタQ1がオンしているとき、ダイオードD1に電流 I_u （負）が流れる。そして、トランジスタQ2のオン電圧とダイオードD1のオン電圧との比が仮に2：1であるとした場合、PWMセンター $x = 0.67$ が得られる。したがって、モータジェネレータMGからU相アーム12へ電流が流れている場合は、PWMセンターを0.5（中心値）から0.67にシフトすることによって、トランジスタQ2とダイオードD1との発熱を均衡化することができ、熱的に厳しいトランジスタQ2が過熱するのを防止することができる。

20

【0076】

図11は、図2に示したPWMセンター制御部66の制御構造を説明するためのフローチャートである。なお、このフローチャートに示される処理は、一定時間ごとまたは所定の条件成立時にメインルーチンから呼出されて実行される。

【0077】

図11を参照して、PWMセンター制御部66は、キャリア周波数設定部64からキャリア周波数FCを取得する（ステップS10）。そして、PWMセンター制御部66は、そのキャリア周波数FCが予め定められたしきい値よりも低いかなかを判定する（ステップS20）。なお、このしきい値は、インバータの各スイッチング素子の熱設計に基づいて、オフライン実験などで予め求めておくことができる。

30

【0078】

そして、キャリア周波数FCがしきい値よりも低いと判定されると（ステップS20においてYES）、PWMセンター制御部66は、モータ電流Iを取得し（ステップS30）、モータ電流の大きさが最大の相を検出する（ステップS40）。次いで、PWMセンター制御部66は、その電流最大相のモータ電流が正值かなかを判定する（ステップS50）。

【0079】

電流最大相のモータ電流が正值であると判定されると（ステップS50においてYES）、PWMセンター制御部66は、PWMセンターが0.5（搬送波の中央値）よりも小さくなるようにPWMセンター補正值CEを生成してPWM信号生成部68へ出力する（ステップS60）。

40

【0080】

一方、電流最大相のモータ電流が負値であると判定されると（ステップS50においてNO）、PWMセンター制御部66は、PWMセンターが0.5よりも大きくなるようにPWMセンター補正值CEを生成してPWM信号生成部68へ出力する（ステップS70）。

【0081】

50

図12は、PWMセンターの変化の一例を示した図である。図12を参照して、横軸は、モータ回転角 θ を示し、U相モータ電流 I_u が0となるとき $\theta = 0^\circ$ とする。モータ回転角 θ が $0^\circ \sim 60^\circ$ 、 $120^\circ \sim 180^\circ$ および $240^\circ \sim 300^\circ$ のとき、すなわち電流最大相のモータ電流が負値のとき、PWMセンターは、0.5よりも大きくなるように変更される。一方、モータ回転角 θ が $60^\circ \sim 120^\circ$ 、 $180^\circ \sim 240^\circ$ および $300^\circ \sim 360^\circ$ のとき、すなわち電流最大相のモータ電流が正值のとき、PWMセンターは、0.5よりも小さくなるように変更される。

【0082】

なお、この図12に示されるモータ回転角 θ_1 およびPWMセンター値 C_1 については、後ほど実施の形態2において説明する。

10

【0083】

なお、この図12に示したPWMセンターの波形は一例であり、たとえばモータ回転角 θ の変化に対して非連続であってもよい。但し、モータ回転角 θ の変化に対して連続的な波形のほうが、インバータ10における損失を素子間でバランスさせることができる。

【0084】

なお、PWMセンターを変更しても、各相変調波の相対的な関係は維持されるので、モータジェネレータMGの発生トルクに寄与する相間電圧は変化しない。

【0085】

以上のように、この実施の形態1においては、インバータ10のキャリア周波数（スイッチング周波数）が予め定められたしきい値よりも低いとき、すなわち、オン損失が支配的となる低スイッチング周波数のとき、PWMセンターを可変制御することによってインバータ10のオン損失を低減する。したがって、この実施の形態1によれば、インバータ10の損失を効果的に低減することができる。

20

【0086】

[実施の形態2]

上述したように、モータ回転数が極めて低いモータロック状態時は、特定の相に電流が集中することによって熱的に厳しい状況が顕著に発生する。そこで、この実施の形態2では、インバータのスイッチング周波数が低く、かつ、モータロック状態が検出されているときにPWMセンターの可変制御が実行される。

【0087】

この実施の形態2による電動車両のパワートレイン構成は、図1に示した実施の形態1による電動車両100と同じである。

30

【0088】

図13は、実施の形態2におけるECU20Aの機能ブロック図である。図13を参照して、ECU20Aは、図2に示した実施の形態1におけるECU20の構成において、PWMセンター制御部66に代えてPWMセンター制御部66Aを含む。

【0089】

PWMセンター制御部66Aは、回転数算出部62からモータ回転角 θ およびモータ回転数MRNを受け、キャリア周波数設定部64からキャリア周波数FCを受ける。そして、PWMセンター制御部66Aは、キャリア周波数FCが予め定められたしきい値よりも低く、かつ、モータ回転数MRNが予め定められたしきい値よりも低いとき、上述の方法により、PWMセンターを可変制御するためのPWMセンター補正值 C_E を生成し、その生成したPWMセンター補正值 C_E をPWM信号生成部68へ出力する。

40

【0090】

図14は、図13に示したPWMセンター制御部66Aの制御構造を説明するためのフローチャートである。なお、このフローチャートに示される処理も、一定時間ごとまたは所定の条件成立時にメインルーチンから呼出されて実行される。

【0091】

図14を参照して、このフローチャートは、図11に示したフローチャートにおいて、ステップS22、S24をさらに含む。すなわち、ステップS20においてキャリア周波

50

数FCがしきい値よりも低いと判定されると(ステップS20においてYES)、PWMセンター制御部66Aは、モータ回転数MRNおよびモータ回転角 θ を取得する(ステップS22)。

【0092】

次いで、PWMセンター制御部66Aは、モータ回転数MRNが予め定められたしきい値よりも低いか否かを判定する(ステップS24)。このしきい値は、モータロック状態を検出するための値である。なお、モータロック状態は、たとえば登坂時に前進トルクと車重とが釣り合ったときなどに発生し得る。そして、モータ回転数MRNがしきい値よりも低く、ステップS24においてモータロック状態が検出されると(ステップS24においてYES)、PWMセンター制御部66Aは、ステップS30へ処理を移行する。

10

【0093】

図15は、モータロック時の変調波の波形図である。なお、この図15では、モータロック時のモータ回転角が図12に示した θ_1 のときの変調波の波形が示される。また、この図15では、比較のため、PWMセンターを変更しない場合(従来技術相当)の変調波の波形も併せて示される。

【0094】

図15を参照して、三角波CRは搬送波(キャリア)を示す。曲線k11~k13は、モータロック時のモータ回転角が θ_1 のときのU相変調波、V相変調波およびW相変調波をそれぞれ示す。上述のように、モータ回転角が θ_1 のとき、電流最大相のU相の電流は正值であり、PWMセンターは、0.5よりも小さいC1に変更される。したがって、各相変調波は、0.5よりも小さいC1を中心とした正弦波となる。

20

【0095】

一方、曲線k14~k16は、PWMセンターを変更しない場合の各相変調波を示す。この場合は、各相変調波は、0.5(搬送波の中央値)を中心とした正弦波となる。

【0096】

そして、PWM信号は、変調波が搬送波よりも大きいとき、上アームのトランジスタがオン(下アームのトランジスタはオフ)するように生成されるところ、PWMセンターが0.5よりも小さいC1に変更されると、PWMセンターを変更しない場合(0.5)に比べて、各相上アームのトランジスタのオン時間が短くなる。したがって、モータ回転角が θ_1 のとき、電流最大相のU相における上アームのトランジスタQ1のオン損失が低減し、U相の過熱を防止することができる。

30

【0097】

以上のように、この実施の形態2においては、インバータ10のキャリア周波数(スイッチング周波数)が予め定められたしきい値よりも低く、かつ、モータ回転数MRNが予め定められたしきい値よりも低いとき(モータロック状態検出時)、すなわち、モータ回転数MRNが低いために特定の相に電流が集中することによって熱的に厳しい状況が顕著に現れるとき、PWMセンターを可変制御するようにしたので、支配的となるオン損失が効果的に低減される。したがって、この実施の形態2によれば、特定の素子または相に電流が集中して流れるのを抑止することができる。その結果、インバータ10が過熱損傷するのを防止することができる。

40

【0098】

[実施の形態3]

実施の形態3では、モータロック時におけるPWMセンターの変更量の一例が示される。具体的には、この実施の形態3では、電流最大相のオン損失の低減を図りつつ各相のオン損失がバランスするように、PWMセンターが変更される。

【0099】

実施の形態3による電動車両およびECUの全体構成は、それぞれ図1に示した電動車両100および図13に示したECU20Aと同じである。以下、実施の形態3におけるPWMセンターの決定方法を説明する。

【0100】

50

いま、図12に示したモータ回転角 θ_1 (U相モータ電流 I_u がピーク時) でモータロック状態が発生している場合を想定する。また、ダイオード $D_1 \sim D_6$ は、トランジスタ $Q_1 \sim Q_6$ に比べて熱的に余裕があるものとする。

【0101】

U相上アームのトランジスタ Q_1 の損失 L_u は、次式で表わすことができる。

$$L_u = (V_{CE} \times I_{CE}) dt + (V_{ON1} \times I_{CE}) dt \dots (5)$$

ここで、右辺第1項はスイッチング損失を示し、右辺第2項はオン損失を示す。 V_{CE} はコレクタ - エミッタ間電圧を示し、 I_{CE} はトランジスタ Q_1 に流れる電流を示す。 V_{ON1} はトランジスタ Q_1 がオンしているときのコレクタ - エミッタ間電圧 (オン電圧) を示す。

10

【0102】

一方、V相下アームのトランジスタ Q_4 およびW相下アームのトランジスタ Q_6 の各々には、 $I_{CE} / 2$ のオン電流が流れるので、トランジスタ Q_4 または Q_6 の損失 L_v は、次式で表わすことができる。

【0103】

$$L_v = (V_{CE} \times I_{CE} / 2) dt + (V_{ON2} \times I_{CE} / 2) dt \dots (6)$$

ここで、右辺第1項はスイッチング損失を示し、右辺第2項はオン損失を示す。 V_{ON2} はトランジスタ Q_4 (または Q_6) のオン電圧を示す。

【0104】

図3でも説明したように、モータ回転数 $M/R/N$ が極めて低いモータロック状態時は、キャリア周波数 F_C が低く設定され、インバータ10の損失についてはオン損失が支配的となる。そして、各相のオン損失をバランスさせるためには、次式が成立すればよい。

20

【0105】

$$(V_{ON1} \times I_{CE}) dt = (V_{ON2} \times I_{CE} / 2) dt \dots (7)$$

一方、U相上アームのトランジスタ Q_1 およびV相下アームのトランジスタ Q_4 (またはW相下アームのトランジスタ Q_6) のオン時間を以下のように定義する。

【0106】

図16は、PWMセンターとトランジスタのオン時間との関係を説明するための図である。図16を参照して、PWMセンターを x ($0 < x < 1$) とする。そして、U相上アームのトランジスタ Q_1 のオン時間を x と定義すると、V相下アームのトランジスタ Q_4 のオン時間は $(1 - x)$ となる。そうすると、(7)式から次式が導かれる。

30

【0107】

$$V_{ON1} \times I_{CE} \times x = V_{ON2} \times (I_{CE} / 2) \times (1 - x) \dots (8)$$

$$x = V_{ON2} / (2 \times V_{ON1} + V_{ON2}) \dots (9)$$

(9)式より、たとえば $V_{ON2} = V_{ON1} / 2$ とすると、 $x = 0.2$ が得られる。

【0108】

以上のように、この実施の形態3によれば、電流最大相のオン損失の低減を図りつつ各相のオン損失をバランスさせることができる。

【0109】

[実施の形態4]

40

上記の各実施の形態では、PWMセンターを変更することにより電流最大相のオン損失を低減してインバータの過熱を防止する。一方、この実施の形態4では、スイッチング損失の方がオン損失よりも大きいことが事前に判っている場合、電流最大相のスイッチング損失を低減してインバータの過熱を防止する。

【0110】

実施の形態4による電動車両およびECUの全体構成は、それぞれ図1に示した電動車両100および図13に示したECU20Aと同じである。

【0111】

図17は、実施の形態4におけるPWMセンター制御部の制御構造を説明するためのフローチャートである。図17を参照して、このフローチャートは、図14に示したフロー

50

チャートにおいて、ステップ S 6 0 , S 7 0 に代えてそれぞれステップ S 6 5 , S 7 5 を含む。すなわち、ステップ S 5 0 において電流最大相のモータ電流が正值であると判定されると (ステップ S 5 0 において YES)、PWM センター制御部 6 6 A は、電流最大相の上アームのトランジスタが常時オン状態となるように PWM センター補正值 CE を生成して PWM 信号生成部 6 8 へ出力する (ステップ S 6 5)。

【 0 1 1 2 】

具体的には、PWM センター制御部 6 6 A は、電流最大相の変調波の値を最大値 1 から差引いた値を PWM センター補正值 CE とする。これにより、電流最大相の変調波は最大値 1 となり、当該相のトランジスタのスイッチングが停止する (上アームが常時オン状態)。そして、その他の相による二相変調制御が行なわれる。

10

【 0 1 1 3 】

一方、ステップ S 5 0 において電流最大相のモータ電流が負値であると判定されると (ステップ S 5 0 において NO)、PWM センター制御部 6 6 A は、電流最大相の下アームのトランジスタが常時オン状態となるように PWM センター補正值 CE を生成して PWM 信号生成部 6 8 へ出力する (ステップ S 7 5)。

【 0 1 1 4 】

具体的には、PWM センター制御部 6 6 A は、電流最大相の変調波の符号を反転した値を PWM センター補正值 CE とする。これにより、電流最大相の変調波は最小値 0 となり、当該相のトランジスタのスイッチングが停止する (下アームが常時オン状態)。そして、その他の相による二相変調制御が行なわれる。

20

【 0 1 1 5 】

図 1 8 は、実施の形態 4 における PWM センターの変化を示した図である。図 1 8 を参照して、モータ回転角 が $0^{\circ} \sim 60^{\circ}$ 、 $120^{\circ} \sim 180^{\circ}$ および $240^{\circ} \sim 300^{\circ}$ のとき、すなわち電流最大相のモータ電流が負値のとき、PWM センターは、電流最大相の変調波が最小値 0 になるように変更される。一方、モータ回転角 が $60^{\circ} \sim 120^{\circ}$ 、 $180^{\circ} \sim 240^{\circ}$ および $300^{\circ} \sim 360^{\circ}$ のとき、すなわち電流最大相のモータ電流が正值のとき、PWM センターは、電流最大相の変調波が最大値 1 になるように変更される。

【 0 1 1 6 】

たとえば、モータロック状態が検出されたときのモータ回転角が 1 のとき、電流最大相は U 相であり、U 相モータ電流 I_u は正值であるので、PWM センターは C 2 に変更される。

30

【 0 1 1 7 】

図 1 9 は、実施の形態 4 におけるモータロック時の変調波の波形図である。なお、この図 1 9 では、モータロック時のモータ回転角が図 1 8 に示した 1 のときの変調波の波形が示される。

【 0 1 1 8 】

図 1 9 を参照して、直線 k 2 1 および曲線 k 2 2 , k 2 3 は、モータロック時のモータ回転角が 1 のときの U 相変調波、V 相変調波および W 相変調波をそれぞれ示す。上述のように、モータ回転角が 1 のとき、電流最大相の U 相の電流は正值であり、PWM センターは、U 相変調波が最大値 1 となるように C 2 に変更される。したがって、U 相アームのスイッチングは停止し (上アームのトランジスタが常時オン状態)、V 相および W 相による二相変調制御が行なわれる。

40

【 0 1 1 9 】

なお、この実施の形態 4 においても、各相変調波の相対的な関係は維持されるので、モータジェネレータ MG の発生トルクに寄与する相間電圧は変化しない。

【 0 1 2 0 】

以上のように、この実施の形態 4 においては、スイッチング損失の方がオン損失よりも大きい場合、モータロック状態が検出されると、電流最大相のスイッチングが停止し、かつ、その他の相による二相変調制御が行なわれるように PWM センターを変更するので、

50

電流最大相のスイッチング損失は0となる。したがって、この実施の形態4によれば、モータロック時のインバータ10の過熱を防止することができる。

【0121】

[実施の形態5]

実施の形態5では、インバータの各トランジスタの温度を実際に検出し、最も温度が高いトランジスタの温度が下がるようにPWMセンターが変更される。

【0122】

図20は、実施の形態5による電動車両のパワートレーン構成を示した図である。図20を参照して、この電動車両100Aは、図1に示した電動車両100の構成において、温度センサ31～36をさらに備え、ECU20に代えてECU20Bを備える。

10

【0123】

温度センサ31～36は、トランジスタQ1～Q6の温度T11～T16をそれぞれ検出し、その検出値をECU20Bへ出力する。ECU20Bは、電圧Vdc、モータ電流I、モータ回転角および温度T11～T16に基づいて、後述の方法により、インバータ10を駆動するための信号PWMIを生成し、その生成した信号PWMIをインバータ10のトランジスタQ1～Q6へ出力する。

【0124】

図21は、図20に示したECU20Bの機能ブロック図である。図21を参照して、ECU20Bは、図13に示したECU20Aの構成において、PWMセンター制御部66Aに代えてPWMセンター制御部66Bを含む。PWMセンター制御部66Bは、モータ回転角、モータ回転数MRN、モータ電流Iおよび温度T11～T16に基づいて、後述の方法によりPWMセンター補正值CEを生成し、その生成したPWMセンター補正值CEをPWM信号生成部68へ出力する。

20

【0125】

図22は、図21に示したPWMセンター制御部66Bの制御構造を説明するためのフローチャートである。図22を参照して、このフローチャートは、図14に示したフローチャートにおいて、ステップS80～S130をさらに含む。すなわち、ステップS60またはS70においてPWMセンター補正值CEが決定されると、PWMセンター制御部66Bは、トランジスタQ1～Q6の温度T11～T16を取得し(ステップS80)、温度T11～T16のうち最大のものが規定値を超えているか否かを判定する(ステップS90)。なお、この規定値は、たとえばトランジスタQ1～Q6の耐熱温度に基づいて決定される。

30

【0126】

最大温度が規定値を超えていないと判定されると(ステップS90においてNO)、ステップS130へ処理が移行する。一方、最大温度が規定値を超えていると判定されると(ステップS90においてYES)、PWMセンター制御部66Bは、その温度最大の相のモータ電流が正值か否かを判定する(ステップS100)。

【0127】

温度最大相のモータ電流が正值であると判定されると(ステップS100においてYES)、PWMセンター制御部66Bは、ステップS60またはS70において生成されたPWMセンター補正值CEをPWMセンターが小さくなる方向に修正する(ステップS110)。一方、温度最大相のモータ電流が負値であると判定されると(ステップS100においてNO)、PWMセンター制御部66Bは、PWMセンターが大きくなる方向にPWMセンター補正值CEを修正する(ステップS120)。

40

【0128】

そして、PWMセンター制御部66Bは、PWMセンター補正值CEをPWM信号生成部68へ出力する(ステップS130)。

【0129】

なお、ステップS110、S120におけるPWMセンター補正值CEの修正量は、予め定められた固定量でもよいし、規定値からの温度超過量に応じた量としてもよい。

50

【 0 1 3 0 】

以上のように、この実施の形態 5 によれば、さらにインバータ 10 のトランジスタ Q 1 ~ Q 6 の温度に基づいて P W M センターを補正するようにしたので、インバータ 10 の過熱を確実に防止することができる。

【 0 1 3 1 】

[実施の形態 6]

実施の形態 5 では、インバータの各トランジスタの温度が考慮されたが、この実施の形態 6 では、ダイオード D 1 ~ D 6 の温度もさらに考慮される。

【 0 1 3 2 】

図 2 3 は、実施の形態 6 による電動車両のパワートレーン構成を示した図である。図 2 3 を参照して、この電動車両 100 B は、図 2 0 に示した実施の形態 5 による電動車両 100 A の構成において、温度センサ 4 1 ~ 4 6 をさらに備え、E C U 2 0 B に代えて E C U 2 0 C を備える。

10

【 0 1 3 3 】

温度センサ 4 1 ~ 4 6 は、ダイオード D 1 ~ D 6 の温度 T 2 1 ~ T 2 6 をそれぞれ検出し、その検出値を E C U 2 0 C へ出力する。E C U 2 0 C は、電圧 V d c 、モータ電流 I 、モータ回転角 および温度 T 1 1 ~ T 1 6 , T 2 1 ~ T 2 6 に基づいて、後述の方法により、インバータ 10 を駆動するための信号 P W M I を生成し、その生成した信号 P W M I をインバータ 10 のトランジスタ Q 1 ~ Q 6 へ出力する。

【 0 1 3 4 】

図 2 4 は、図 2 3 に示した E C U 2 0 C の機能ブロック図である。図 2 4 を参照して、E C U 2 0 C は、図 1 3 に示した E C U 2 0 A の構成において、P W M センター制御部 6 6 A に代えて P W M センター制御部 6 6 C を含む。P W M センター制御部 6 6 C は、モータ回転角 、モータ回転数 M R N 、モータ電流 I および温度 T 1 1 ~ T 1 6 , T 2 1 ~ T 2 6 に基づいて、後述の方法により P W M センター補正值 C E を生成し、その生成した P W M センター補正值 C E を P W M 信号生成部 6 8 へ出力する。

20

【 0 1 3 5 】

図 2 5 は、図 2 4 に示した P W M センター制御部 6 6 C の制御構造を説明するためのフローチャートである。図 2 5 を参照して、このフローチャートは、図 2 2 に示したフローチャートにおいて、ステップ S 8 0 , S 9 0 に代えてステップ S 8 5 , S 9 5 を含み、ステップ S 1 0 2 , S 1 0 4 をさらに含む。すなわち、ステップ S 6 0 または S 7 0 において P W M センター補正值 C E が決定されると、P W M センター制御部 6 6 C は、トランジスタ Q 1 ~ Q 6 の温度 T 1 1 ~ T 1 6 およびダイオード D 1 ~ D 6 の温度 T 2 1 ~ T 2 6 を取得し (ステップ S 8 5)、温度 T 1 1 ~ T 1 6 , T 2 1 ~ T 2 6 のうち最大のものが規定値を超えているか否かを判定する (ステップ S 9 5)。

30

【 0 1 3 6 】

その後、ステップ S 1 0 0 において温度最大相のモータ電流が正值であると判定されると (ステップ S 1 0 0 において Y E S)、P W M センター制御部 6 6 C は、温度が最大の素子がトランジスタであるかダイオードであるかを判定する (ステップ S 1 0 2)。ステップ S 1 0 2 において当該素子がトランジスタであると判定されると (ステップ S 1 0 2 において「T r」)、P W M センター制御部 6 6 C は、ステップ S 1 1 0 へ処理を移行する。ステップ S 1 0 2 において当該素子がダイオードであると判定されると (ステップ S 1 0 2 において「D i」)、P W M センター制御部 6 6 C は、ステップ S 1 2 0 へ処理を移行する。

40

【 0 1 3 7 】

一方、ステップ S 1 0 0 において温度最大相のモータ電流が負値であると判定されると (ステップ S 1 0 0 において N O)、P W M センター制御部 6 6 C は、温度が最大の素子がトランジスタであるかダイオードであるかを判定する (ステップ S 1 0 4)。ステップ S 1 0 4 において当該素子がトランジスタであると判定されると (ステップ S 1 0 4 において「T r」)、P W M センター制御部 6 6 C は、ステップ S 1 2 0 へ処理を移行する。

50

ステップ S 1 0 4 において当該素子がダイオードであると判定されると (ステップ S 1 0 4 において「D i」)、P W M センター制御部 6 6 C は、ステップ S 1 1 0 へ処理を移行する。

【 0 1 3 8 】

以上のように、この実施の形態 6 によれば、トランジスタ Q 1 ~ Q 6 だけでなくダイオード D 1 ~ D 6 の温度も考慮するので、インバータ 1 0 の過熱をさらに確実に防止することができる。

【 0 1 3 9 】

[実施の形態 7]

この実施の形態 7 では、インバータの素子温度が規定値を超えた場合には、最も温度が高い相の電流を低減するようにモータ電流の位相を変化させる。

【 0 1 4 0 】

図 2 6 は、各相モータ電流の波形を示した図である。図 2 6 を参照して、横軸は電流位相を示し、この電流位相はモータ回転角 に対応する。いま、モータロック状態が検出されたときの電流位相が 1 であるとする。この場合、U 相上アームのトランジスタ Q 1 に電流が集中し、トランジスタ Q 1 の温度が上昇するところ、この実施の形態 7 では、トランジスタ Q 1 の温度が規定値を超えると、U 相モータ電流 I u が低減するように (たとえば 0 となるように) 電流位相を強制的に変化させる。

【 0 1 4 1 】

なお、電流位相を変化させると、その位相変化分だけモータジェネレータ M G が回転し、車両が僅かに移動する。そこで、電流位相を変化させる方向は、車両の進行方向と逆方向に対応する回転方向にモータジェネレータ M G が回転する方向とする。これは、モータロック時は進行方向に進行できないので (登坂時など)、車両の進行方向に対応する回転方向にモータジェネレータ M G が回転するように電流位相を変更しても釣合状態に移行できないからである。一方、車両の進行方向と逆方向に対応する回転方向にモータジェネレータ M G が回転するように電流位相を変更すると、車両がずり下がって釣合状態に移行する。

【 0 1 4 2 】

この実施の形態 7 による電動車両の全体構成は、図 2 3 に示した電動車両 1 0 0 B と同じである。

【 0 1 4 3 】

図 2 7 は、実施の形態 7 における E C U の機能ブロック図である。図 2 7 を参照して、E C U 2 0 D は、図 2 4 に示した E C U 2 0 C の構成において、位相変更部 7 0 と、加算部 7 2 とをさらに含む。

【 0 1 4 4 】

位相変更部 7 0 は、モータ回転角、モータ回転数 M R N および温度 T 1 1 ~ T 1 6, T 2 1 ~ T 2 6 に基づいて、後述の方法により位相変更量 を算出し、その算出した位相変更量 を加算部 7 2 へ出力する。なお、モータ回転数 M R N は、回転数算出部 6 2 から受ける。加算部 7 2 は、回転角センサ 2 6 によって検出されたモータ回転角 に位相変更量 を加算し、その演算結果をモータ回転角として座標変換部 5 4, 6 0 へ出力する。

【 0 1 4 5 】

図 2 8 は、図 2 7 に示した位相変更部 7 0 の制御構造を説明するためのフローチャートである。図 2 8 を参照して、位相変更部 7 0 は、キャリア周波数設定部 6 4 からキャリア周波数 F C を取得すると (ステップ S 2 1 0)、キャリア周波数 F C が予め定められたしきい値よりも低いかなかを判定する (ステップ S 2 2 0)。キャリア周波数 F C がしきい値よりも低いと判定されると (ステップ S 2 2 0 において Y E S)、位相変更部 7 0 は、モータ回転数 M R N およびモータ回転角 を取得し (ステップ S 2 3 0)、モータ回転数 M R N が予め定められたしきい値よりも低いかなかを判定する (ステップ S 2 4 0)。このしきい値は、モータロック状態を検出するための値である。

【 0 1 4 6 】

10

20

30

40

50

モータ回転数MRNがしきい値よりも低く、モータロック状態が検出されると(ステップS240においてYES)、位相変更部70は、トランジスタQ1~Q6の温度T11~T16およびダイオードD1~D6の温度T21~T26を取得し(ステップS250)、温度T11~T16, T21~T26のうち最大のものが規定値を超えているか否かを判定する(ステップS260)。この規定値は、たとえばトランジスタQ1~Q6の耐熱温度に基づいて決定される。

【0147】

そして、最大温度が規定値を超えていると判定されると(ステップS260においてYES)、位相変更部70は、その温度最大の相のモータ電流が減少するように、そのときのモータ回転角に基づいて位相変更量を算出する(ステップS270)。具体的には、各相ごとにモータ電流が0となる位相は既知であるので、車両の進行方向と逆方向に対応する回転方向にモータジェネレータMGが回転する方向であって、現在のモータ回転角と電流最大相の電流が0となる位相との位相差を位相変更量とする。

10

【0148】

なお、モータロック状態の検出は、PWMセンター制御部における検出結果を用いてもよい。

【0149】

この実施の形態7によれば、温度最大相の電流が低減するので、温度最大相の素子温度を確実に低減させることができる。なお、この実施の形態7は、PWMセンターを変化させても素子温度が規定値を超える場合に有効である。したがって、ステップS260における温度規定値は、PWMセンター制御部における温度規定値よりも高めに設定してもよい。

20

【0150】

[実施の形態8]

上記の実施の形態2~7は、モータロック時に関するものであったが、この実施の形態8では、モータロック状態でないモータ回転数域においても、インバータ全体の損失低減を目的にPWMセンターを可変制御する。

【0151】

図29は、モータ回転数MRNに対するPWMセンターの制御範囲を示した図である。図29を参照して、横軸はモータ回転数MRNを示し、N1はモータロック状態の検出しきい値を示す。モータ回転数MRNがN1よりも低いとき、すなわちモータロック時は、上記実施の形態2~7のいずれかで示された制御に従って0~1の範囲でPWMセンターを変化させることにより、インバータ10の過熱が抑制される。

30

【0152】

モータ回転数MRNがN1以上のときは、インバータ全体の損失が最小となるように予めオフラインで求められた値にPWMセンターが制御される。すなわち、インバータ10の損失合計が最小となるPWMセンターを電流位相ごとに実験などで予め求めておき、モータ回転角ごとにPWMセンターをマップ化する。そして、そのマップを用いてモータ回転角に基づいてPWMセンターを設定する。たとえば、PWMセンターは、図12に示すような変化を示してもよい。

40

【0153】

ここで、モータ回転数MRNが上昇すると、各相電圧指令が大きくなり、変調波の振幅が大きくなるので、PWMセンターの制御範囲は、モータ回転数MRNの上昇に伴ない制限される。そして、変調波の振幅が最大となるモータ回転数をN2とすると、モータ回転数MRNがN2以上になるとPWMセンターを0.5から変化させることができなくなる。

【0154】

そこで、この実施の形態8では、図29に示される実線の範囲内でPWMセンターが可変制御される。すなわち、モータ回転数MRNがN1からN2の範囲では、図29に示される実線の範囲内でインバータ全体の損失が最小となるように、マップを用いてPWMセ

50

ンターが設定される。そして、モータ回転数MRNがN2を超えると、PWMセンターは0.5固定となる。

【0155】

実施の形態8による電動車両およびECUの全体構成は、それぞれ図23に示した電動車両100Bおよび図24に示したECU20Cと同じである。

【0156】

図30は、実施の形態8におけるPWMセンター制御部66Dの制御構造を説明するためのフローチャートである。図30を参照して、PWMセンター制御部66Dは、キャリア周波数設定部64からキャリア周波数FCを取得すると(ステップS310)、キャリア周波数FCが予め定められたしきい値よりも低いかなかを判定する(ステップS320)。キャリア周波数FCがしきい値よりも低いと判定されると(ステップS320においてYES)、PWMセンター制御部66Dは、モータ回転数MRNおよびモータ回転角を取得し(ステップS330)、モータ回転数MRNがしきい値N1よりも低いかなかを判定する(ステップS340)。このしきい値N1は、モータロック状態を検出するための値である。

10

【0157】

モータ回転数MRNがしきい値N1よりも低いと判定されると(ステップS340においてYES)、PWMセンター制御部66Dは、過熱抑制用のPWMセンターが設定されるようにPWMセンター補正值CEを生成する(ステップS360)。具体的には、PWMセンター制御部66Dは、上記の各実施の形態で説明した手法を用いてPWMセンター補正值CEを算出する。

20

【0158】

ステップS340においてモータ回転数MRNがしきい値N1以上であると判定されると(ステップS340においてNO)、PWMセンター制御部66Dは、モータ回転数MRNがしきい値N2(>N1)よりも低いかなかを判定する(ステップS350)。

【0159】

モータ回転数MRNがしきい値N2よりも低いと判定されると(ステップS350においてYES)、PWMセンター制御部66Dは、損失最小用のPWMセンターが設定されるようにPWMセンター補正值CEを生成する(ステップS370)。具体的には、PWMセンター制御部66Dは、予め求められたマップを用いて、モータ回転角に基づいて損失最小用のPWMセンターを決定し、その決定したPWMセンターに基づいてPWMセンター補正值CEを算出する。

30

【0160】

ステップS350においてモータ回転数MRNがしきい値N2以上であると判定されると(ステップS350においてNO)、PWMセンター制御部66Dは、PWMセンターが0.5となるようにPWMセンター補正值CEを0とする(ステップS380)。そして、PWMセンター制御部66Dは、PWMセンター補正值CEをPWM信号生成部68へ出力する(ステップS390)。

【0161】

この実施の形態8によれば、モータロック状態でないモータ回転数域(<N2)においては、インバータ全体の損失を低減するようにPWMセンターを可変制御するようにしたので、エネルギーコストを低減することができる。

40

【0162】

[実施の形態9]

上述のように、モータ回転数MRNが上昇すると、変調波の振幅が大きくなるので、PWMセンター値の制御範囲を制限しても、実際に変調波が上下限(0,1)にかかる場合も想定される。また、モータロック領域(モータ回転数がN1よりも低い領域)においても、車両の状況によっては変調波が上下限にかかり得る。そこで、この実施の形態9では、変調波が上下限(0,1)を超えない範囲にPWMセンターの可変領域をリアルタイムで制限する。

50

【 0 1 6 3 】

図 3 1 は、変調波の一波形図である。図 3 1 を参照して、曲線 $k 3 1 \sim k 3 3$ は、各相変調波を示し、三角波 $C R$ は搬送波を示す。PWM センターは $C E (> 0.5)$ であり、このとき各相変調波のピーク値は上限値 (1) に達している。この実施の形態 9 では、PWM センターがこの $C E$ を超えないように PWM センター補正值 $C E$ が制限される。

【 0 1 6 4 】

実施の形態 9 による電動車両および ECU の全体構成は、実施の形態 8 と同じである。

図 3 2 は、実施の形態 9 における PWM センター制御部 6 6 E の制御構造を説明するためのフローチャートである。図 3 2 を参照して、このフローチャートは、図 3 0 に示したフローチャートにおいてステップ $S 4 0 0 \sim S 4 5 0$ をさらに含む。すなわち、ステップ $S 3 6 0$ または $S 3 7 0$ において PWM センター補正值 $C E$ が算出されると、その PWM センター補正值 $C E$ に基づいて各相変調波が再計算される (ステップ $S 4 0 0$)。そして、その再計算された変調波の最大ピーク値および最小ピーク値が算出される (ステップ $S 4 1 0$)。

【 0 1 6 5 】

そして、PWM センター制御部 6 6 E は、変調波の最大ピーク値が所定値 A よりも大きいかなかを判定する (ステップ $S 4 2 0$)。なお、所定値 A は、搬送波の最大値であり、この実施の形態では 1 である。

【 0 1 6 6 】

ステップ $S 4 2 0$ において変調波の最大ピーク値が所定値 A よりも大きいと判定されると (ステップ $S 4 2 0$ において $Y E S$)、PWM センター制御部 6 6 E は、(最大ピーク値 - A) だけ PWM センターが小さくなるように PWM センター補正值 $C E$ を修正する (ステップ $S 4 3 0$)。その後、PWM センター制御部 6 6 E は、ステップ $S 3 9 0$ へ処理を移行する。

【 0 1 6 7 】

一方、ステップ $S 4 2 0$ において変調波の最大ピーク値が所定値 A 以下であると判定されると (ステップ $S 4 2 0$ において $N O$)、PWM センター制御部 6 6 E は、変調波の最小ピーク値が所定値 B よりも小さいかなかを判定する (ステップ $S 4 4 0$)。なお、所定値 B は、搬送波の最小値であり、この実施の形態では 0 である。

【 0 1 6 8 】

ステップ $S 4 4 0$ において変調波の最小ピーク値が所定値 B よりも小さいと判定されると (ステップ $S 4 4 0$ において $Y E S$)、PWM センター制御部 6 6 E は、(B - 最小ピーク値) だけ PWM センターが大きくなるように PWM センター補正值 $C E$ を修正する (ステップ $S 4 5 0$)。その後、PWM センター制御部 6 6 E は、ステップ $S 3 9 0$ へ処理を移行する。

【 0 1 6 9 】

一方、ステップ $S 4 4 0$ において変調波の最小ピーク値が所定値 B 以上であると判定されると (ステップ $S 4 4 0$ において $N O$)、PWM センター制御部 6 6 E は、ステップ $S 3 9 0$ へ処理を移行する。

【 0 1 7 0 】

なお、ステップ $S 3 8 0$ による処理が実行されると、PWM センター制御部 6 6 E は、ステップ $S 3 9 0$ へ処理を移行する。

【 0 1 7 1 】

以上のように、この実施の形態 9 においては、変調波が上下限を超えないようにリアルタイムで PWM センターが制限される。ここで、PWM センターの可変領域を事前に設定する場合、種々の部品やセンサのばらつきを考慮してマージンを確保する関係上、可変領域が狭くなり得るところ、この実施の形態 9 によれば、PWM センターの可変領域を最大限広くとることができる。したがって、モータ制御が破綻しない範囲でインバータの損失を最大限抑制することができる。

【 0 1 7 2 】

10

20

30

40

50

なお、上記の各実施の形態において、ECUにおける制御は、実際には、CPU (Central Processing Unit) によって行なわれ、CPUは、上記のフローチャートの各ステップを備えるプログラムをROM (Read Only Memory) から読出し、その読出したプログラムを実行して上記のフローチャートに従って処理を実行する。したがって、ROMは、上記のフローチャートの各ステップを備えるプログラムを記録したコンピュータ (CPU) 読取可能な記録媒体に相当する。

【0173】

なお、上記の各実施の形態において、蓄電装置Bからの電圧を昇圧してインバータ10へ供給する昇圧コンバータを蓄電装置Bとインバータ10との間に設けてもよい。なお、そのような昇圧コンバータとしては、たとえば公知のチョッパ回路を用いることができる。

10

【0174】

また、この発明は、モータジェネレータMGを車両走行用の動力源として搭載する電気自動車のほか、さらに内燃機関を搭載するハイブリッド車両や、直流電源として燃料電池を搭載する燃料電池車に適用可能である。

【0175】

なお、上記において、モータジェネレータMGは、この発明における「交流モータ」に対応する。また、PWM信号生成部68は、この発明における「信号生成部」に対応し、PWMセンター制御部66、66A~66Eは、この発明における「制御部」に対応する。さらに、電流センサ24は、この発明における「電流検出部」に対応し、温度センサ31~36、41~46は、この発明における「温度検出部」に対応する。

20

【0176】

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、上記した実施の形態の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。

【図面の簡単な説明】

【0177】

【図1】この発明の実施の形態1による電動車両のパワートレイン構成を示した図である。

30

【図2】図1に示すECUの機能ブロック図である。

【図3】図2に示すキャリア周波数設定部によって設定されるキャリア周波数を説明するための図である。

【図4】スイッチング周波数とインバータにおける損失との関係を示した図である。

【図5】U相上アームのトランジスタがオンしているときの電流および電圧を示した図である。

【図6】U相下アームのトランジスタがオンしているときの電流および電圧を示した図である。

【図7】図5、図6に示す電流および電圧の波形図である。

【図8】PWMセンター操作の考え方の一例を説明するための図である。

40

【図9】PWMセンターとオン損失との関係を示した図である。

【図10】PWMセンター操作時のスイッチング周波数とインバータ損失との関係を示した図である。

【図11】図2に示すPWMセンター制御部の制御構造を説明するためのフローチャートである。

【図12】PWMセンターの変化の一例を示した図である。

【図13】実施の形態2におけるECUの機能ブロック図である。

【図14】図13に示すPWMセンター制御部の制御構造を説明するためのフローチャートである。

【図15】モータロック時の変調波の波形図である。

50

【図16】PWMセンターとトランジスタのオン時間との関係を説明するための図である。

【図17】実施の形態4におけるPWMセンター制御部の制御構造を説明するためのフローチャートである。

【図18】実施の形態4におけるPWMセンターの変化を示した図である。

【図19】実施の形態4におけるモータロック時の変調波の波形図である。

【図20】実施の形態5による電動車両のパワートレーン構成を示した図である。

【図21】図20に示すECUの機能ブロック図である。

【図22】図21に示すPWMセンター制御部の制御構造を説明するためのフローチャートである。

10

【図23】実施の形態6による電動車両のパワートレーン構成を示した図である。

【図24】図23に示すECUの機能ブロック図である。

【図25】図24に示すPWMセンター制御部の制御構造を説明するためのフローチャートである。

【図26】各相モータ電流の波形を示した図である。

【図27】実施の形態7におけるECUの機能ブロック図である。

【図28】図27に示す位相変更部の制御構造を説明するためのフローチャートである。

【図29】モータ回転数に対するPWMセンターの制御範囲を示した図である。

【図30】実施の形態8におけるPWMセンター制御部の制御構造を説明するためのフローチャートである。

20

【図31】変調波の一波形図である。

【図32】実施の形態9におけるPWMセンター制御部の制御構造を説明するためのフローチャートである。

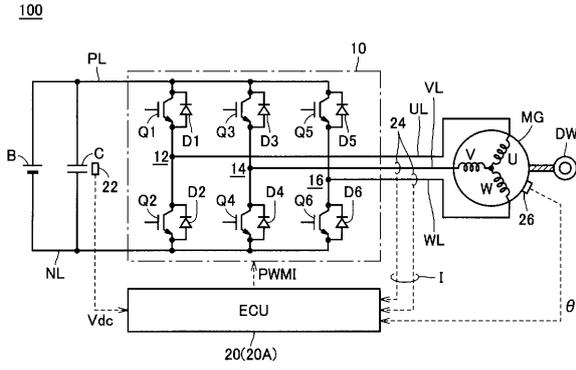
【符号の説明】

【0178】

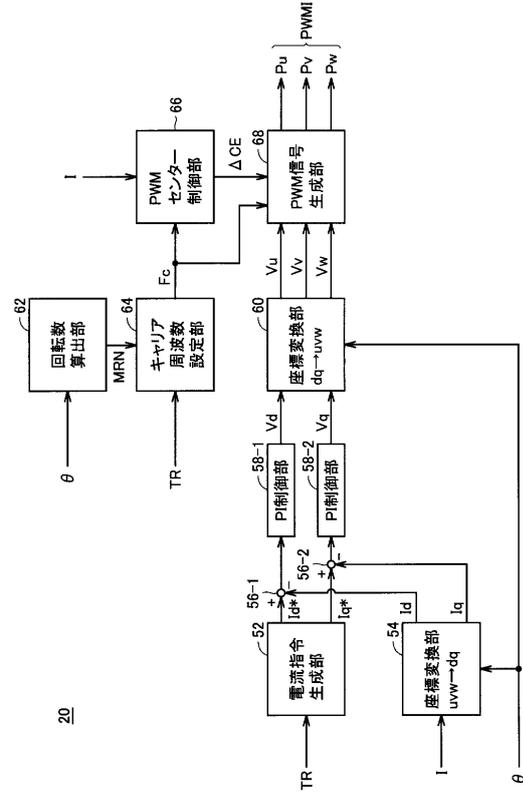
10 インバータ、12 U相アーム、14 V相アーム、16 W相アーム、20、20A~20D ECU、22 電圧センサ、24 電流センサ、26 回転角センサ、31~36、41~46 温度センサ、52 電流指令生成部、54、60 座標変換部、56-1、56-2 減算部、58-1、58-2 PI制御部、62 回転数算出部、64 キャリア周波数設定部、66、66A~66E PWMセンター制御部、68 PWM信号生成部、70 位相変更部、72 加算部、100、100A、100B 電動車両、B 蓄電装置、PL 正極線、NL 負極線、C コンデンサ、Q1~Q6 トランジスタ、D1~D6 ダイオード、UL U相ライン、VL V相ライン、WL W相ライン、MG モータジェネレータ、DW 車輪。

30

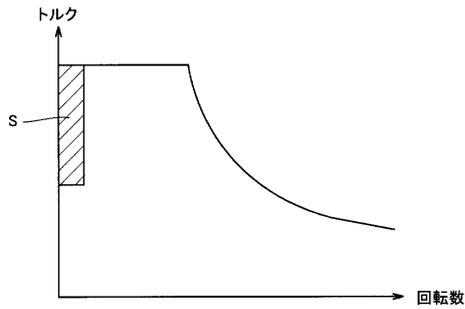
【図1】



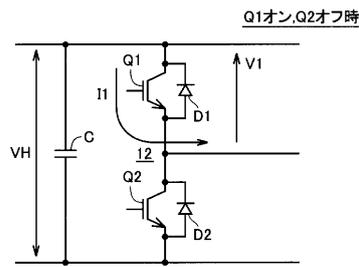
【図2】



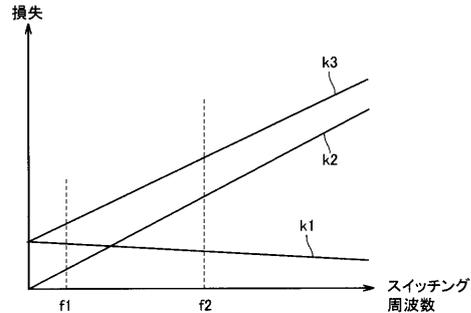
【図3】



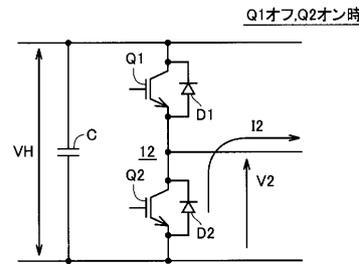
【図5】



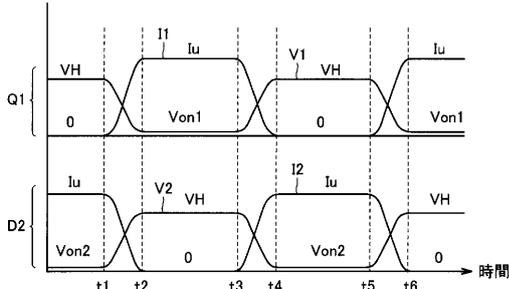
【図4】



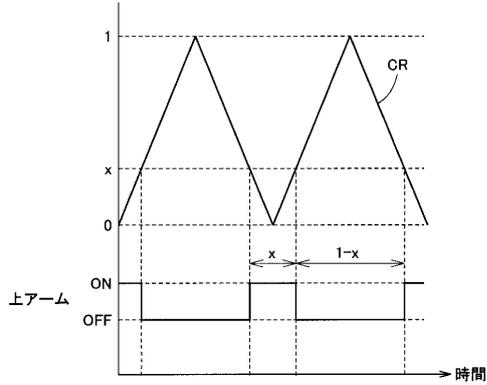
【図6】



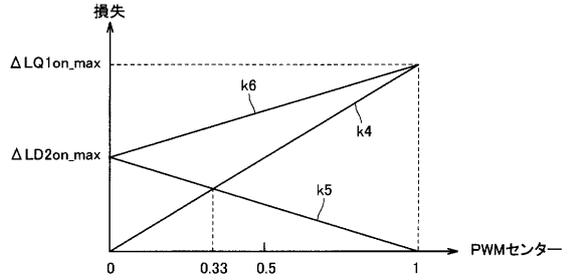
【図7】



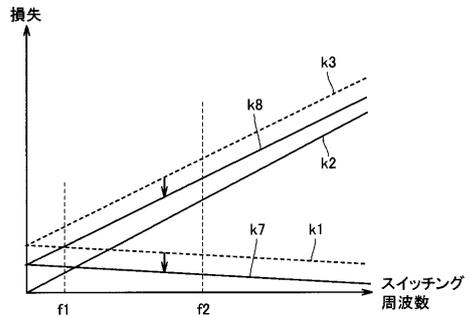
【図8】



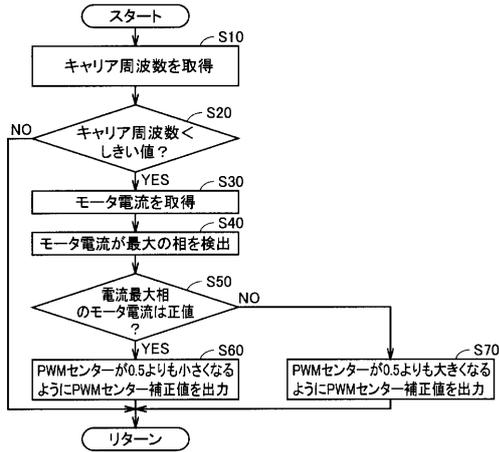
【図9】



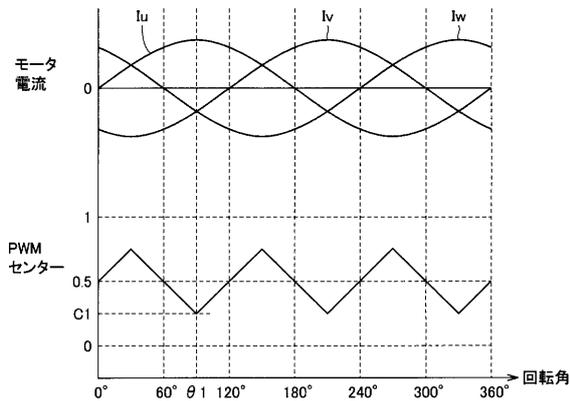
【図10】



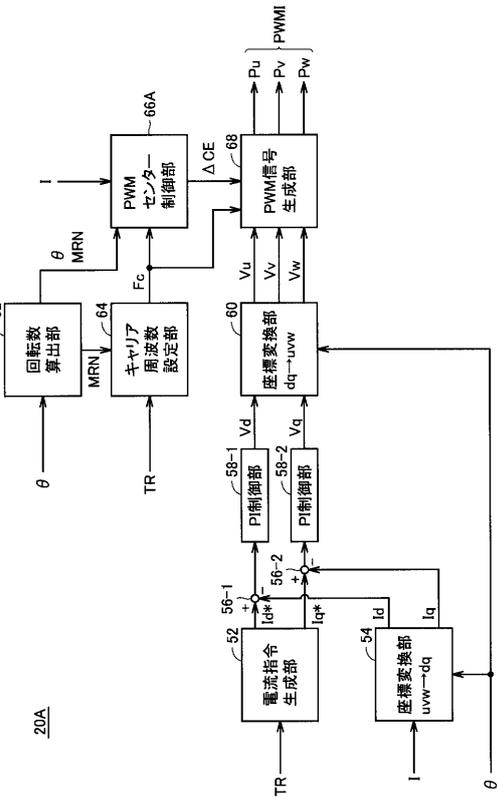
【図11】



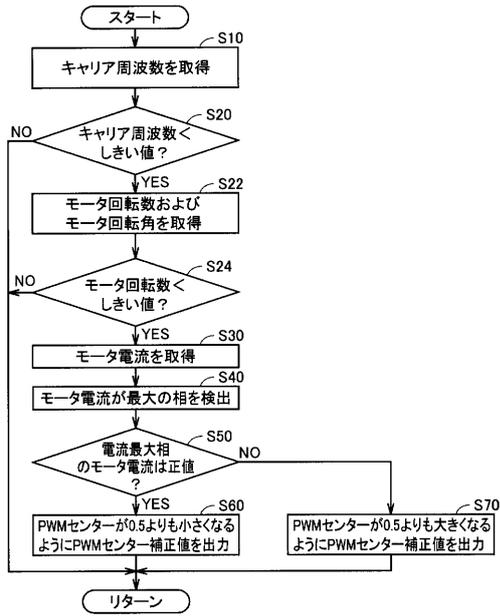
【図12】



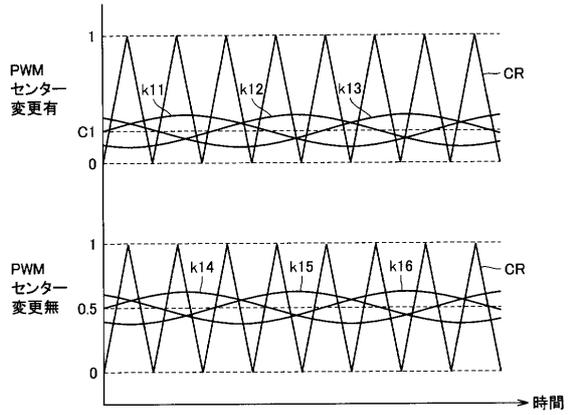
【図13】



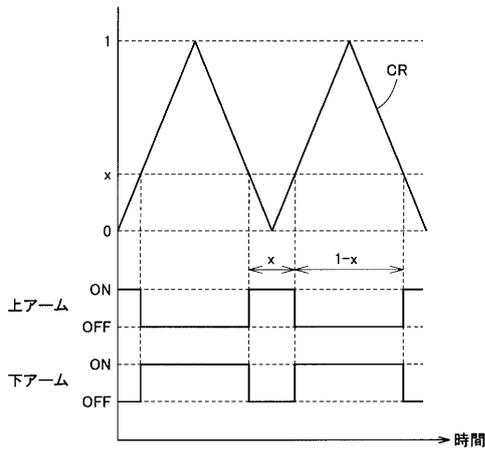
【図14】



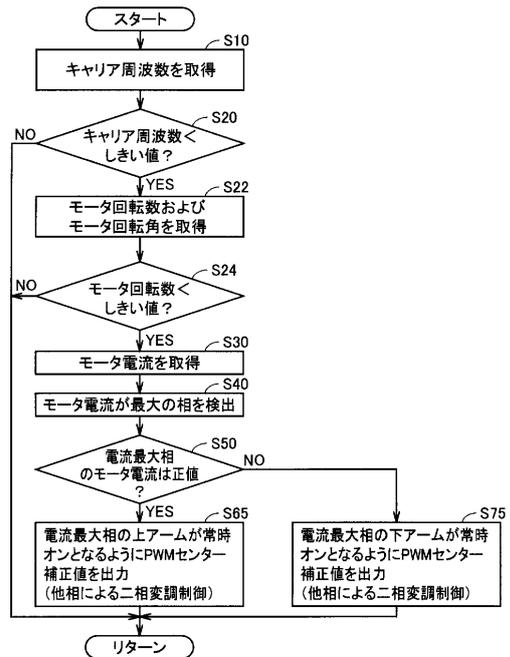
【図15】



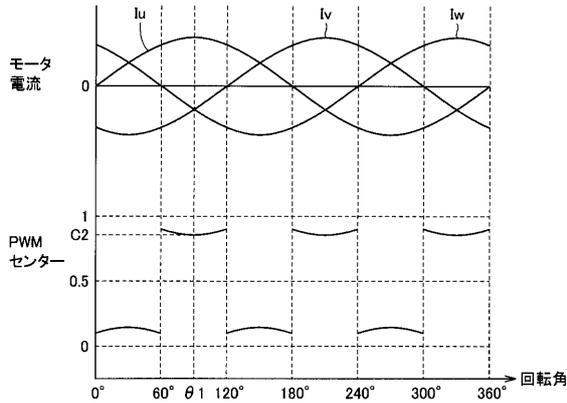
【図16】



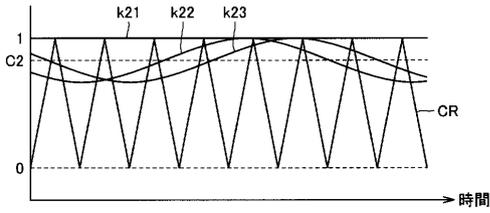
【図17】



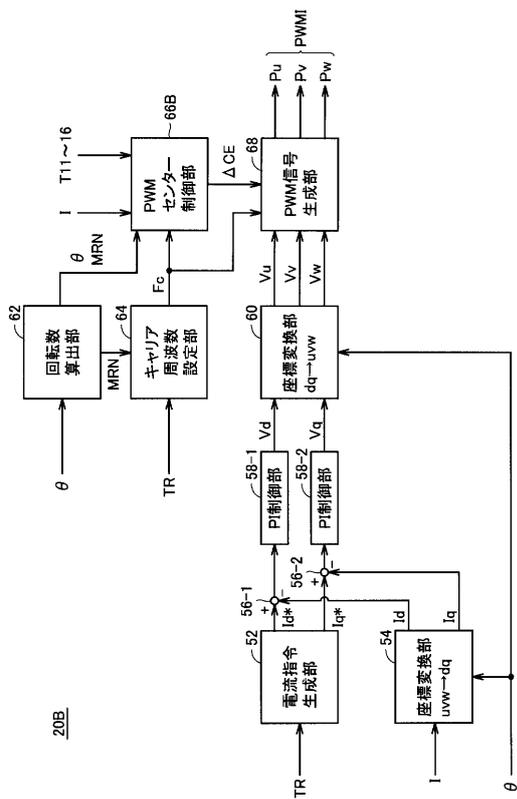
【図18】



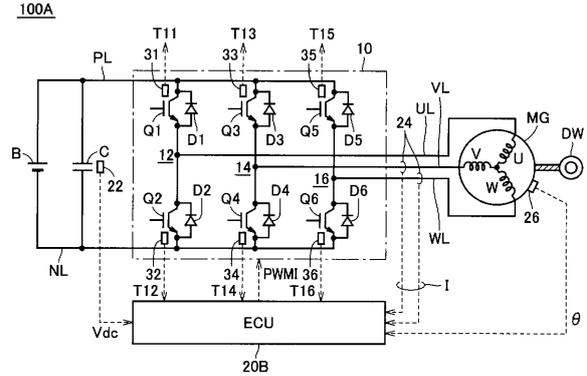
【図19】



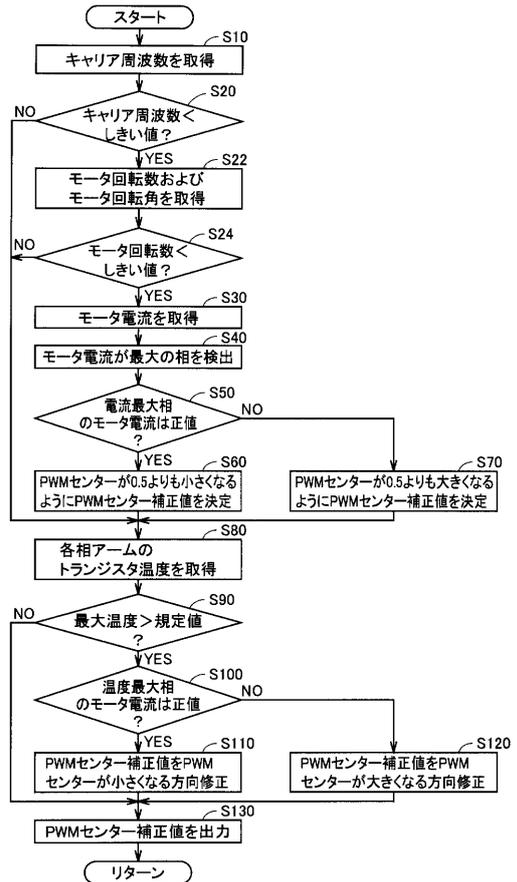
【図21】



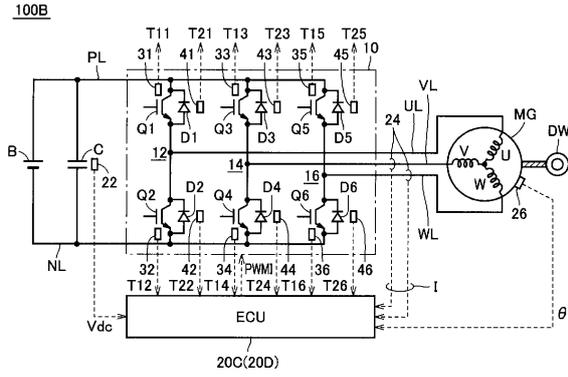
【図20】



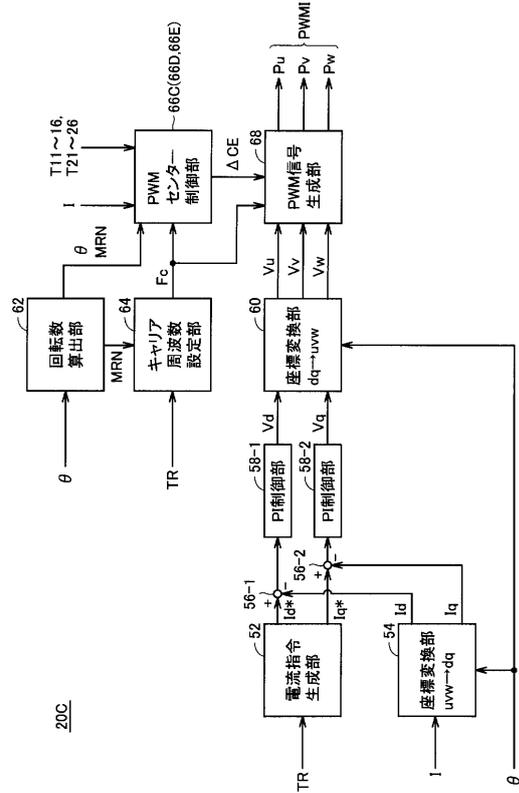
【図22】



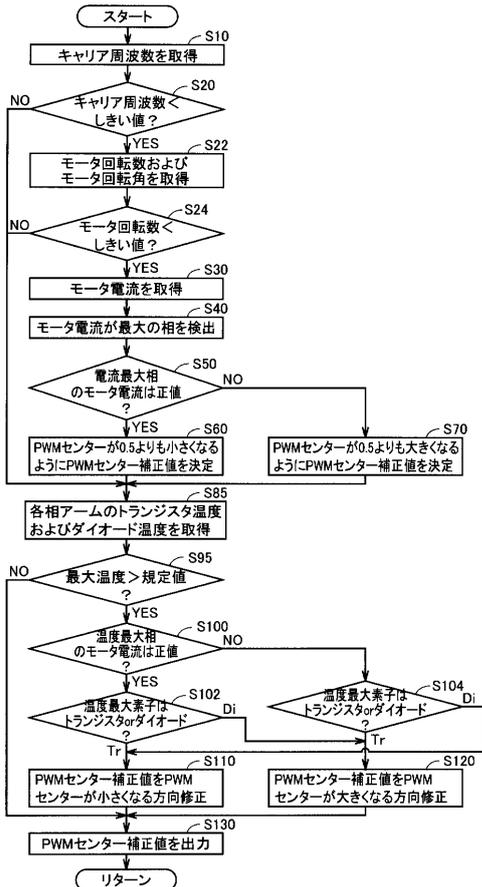
【図23】



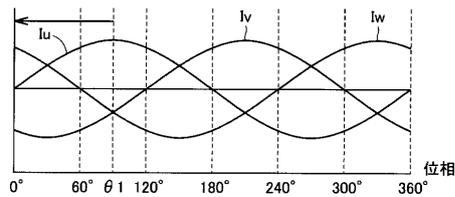
【図24】



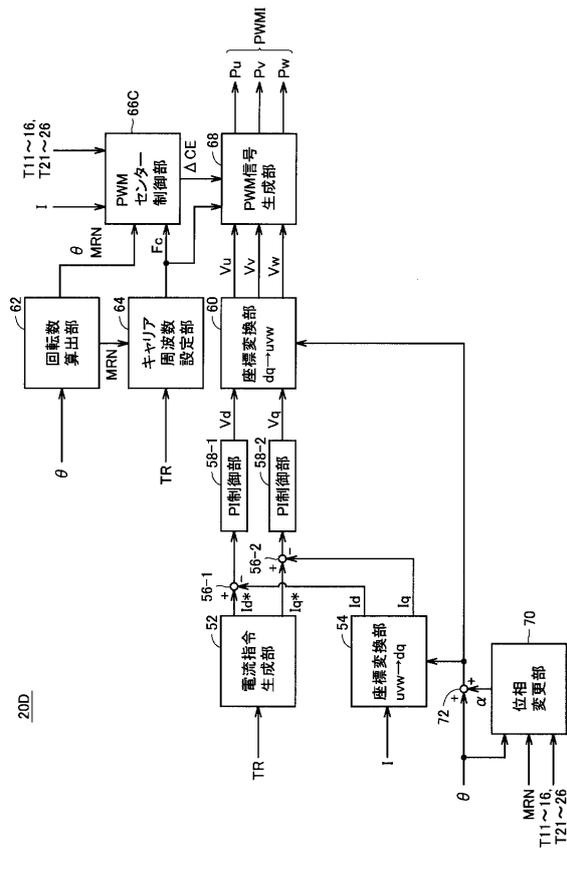
【図25】



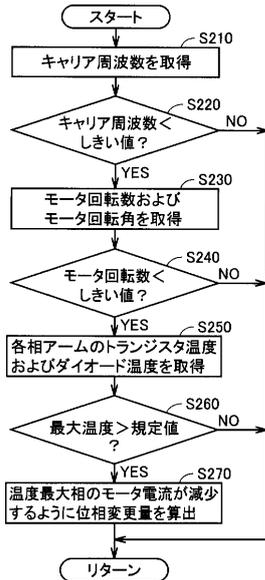
【図26】



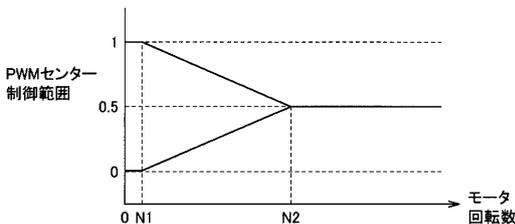
【図27】



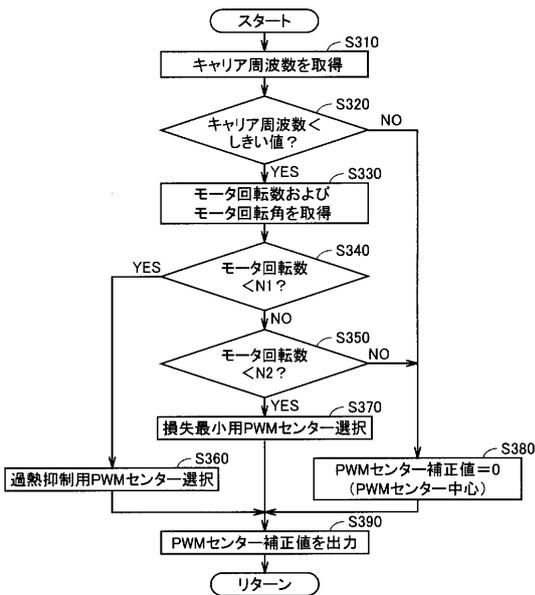
【図28】



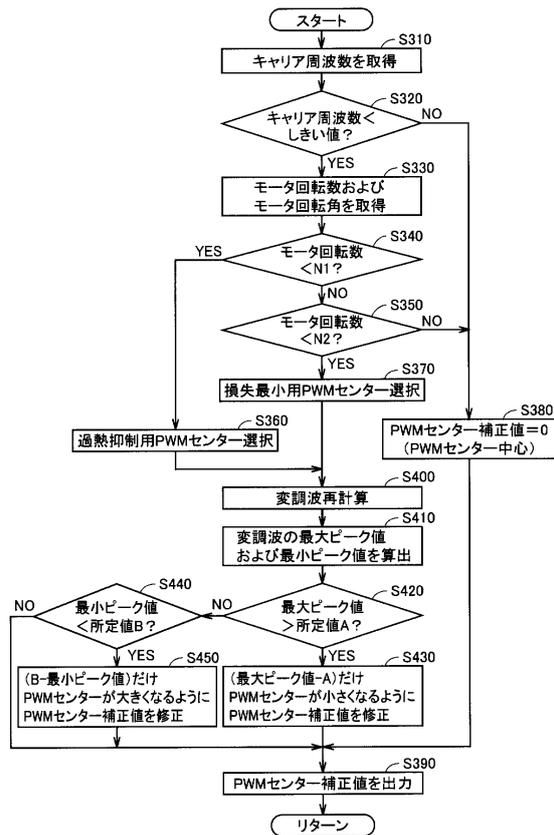
【図29】



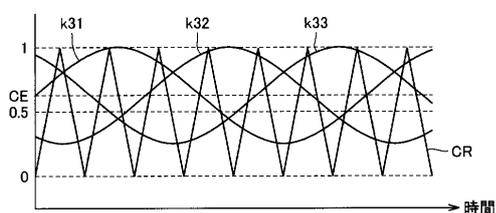
【図30】



【図32】



【図31】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.			F I		
H 0 2 M 7/48	(2007.01)		H 0 2 M 7/48		F
B 6 0 W 10/08	(2006.01)		H 0 2 M 7/48		M
B 6 0 W 20/00	(2006.01)		B 6 0 K 6/20	3 2 0	

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

(72)発明者 花田 秀人
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

(56)参考文献 特開平08-023698(JP,A)
特開平08-340691(JP,A)
国際公開第97/025766(WO,A1)
特開平05-184156(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H 0 2 P	2 1 / 0 0	-	2 7 / 1 8
	6 / 0 0	-	6 / 2 4
B 6 0 L	1 / 0 0	-	1 5 / 4 2
B 6 0 W	1 0 / 0 0	-	1 0 / 3 0
B 6 0 W	2 0 / 0 0		