

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3692993号
(P3692993)

(45) 発行日 平成17年9月7日(2005.9.7)

(24) 登録日 平成17年7月1日(2005.7.1)

(51) Int. Cl.⁷

F I

HO2M	7/48	HO2M	7/48	Y
HO2M	7/5387	HO2M	7/5387	Z
HO2P	6/08	HO2P	6/02	371A

請求項の数 11 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2001-308679 (P2001-308679)	(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
(22) 出願日	平成13年10月4日(2001.10.4)	(74) 代理人	100075258 弁理士 吉田 研二
(65) 公開番号	特開2003-116280 (P2003-116280A)	(74) 代理人	100096976 弁理士 石田 純
(43) 公開日	平成15年4月18日(2003.4.18)	(72) 発明者	中村 誠 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内
審査請求日	平成15年9月3日(2003.9.3)	(72) 発明者	佐藤 栄次 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】 駆動装置および動力出力装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流電流をエネルギーとして蓄積可能なエネルギー蓄積手段を有し、該エネルギー蓄積手段を利用して、入力された直流電圧をスイッチング素子のスイッチングによりDC/DC変換して負荷に出力可能なDC/DCコンバータと、

該DC/DCコンバータに直流電力を出力可能な電源と、

前記エネルギー蓄積手段を流れる電流に対応する前記DC/DCコンバータの損失特性に基づき、前記負荷の要求電力に応じて前記スイッチング素子のスイッチング周波数を設定する周波数設定手段と、

該設定された周波数にて前記スイッチング素子をスイッチング制御する制御手段とを備える駆動装置。

10

【請求項2】

請求項1記載の駆動装置であって、

前記DC/DCコンバータの損失特性は、前記エネルギー蓄積手段の損失特性と、前記スイッチング素子の損失特性とを用いて得られる特性である駆動装置。

【請求項3】

請求項1または2記載の駆動装置であって、

前記負荷に要求される出力と前記電源の電圧とに基づいて前記エネルギー蓄積手段に流す目標電流を算出する電流算出手段を備える駆動装置。

【請求項4】

20

請求項 1 または 2 記載の駆動装置であって、
前記エネルギー蓄積手段を流れる電流を直接検出する電流検出手段を備える駆動装置。

【請求項 5】

直流電流をエネルギーとして蓄積可能なエネルギー蓄積手段を有し該エネルギー蓄積手段を利用して入力された直流電圧をスイッチング素子のスイッチングにより DC / DC 変換して負荷に出力可能な DC / DC コンバータと、該 DC / DC コンバータに直流電力を供給可能な電源とを備える駆動装置の制御方法であって、

前記エネルギー蓄積手段を流れる電流に対応する前記 DC / DC コンバータの損失特性に基づき、前記負荷の要求出力に応じて前記スイッチング素子のスイッチング周波数を設定し、

該設定された周波数にて前記スイッチング素子をスイッチング制御する
駆動装置の制御方法。

【請求項 6】

コンピュータを、

直流電流をエネルギーとして蓄積可能なエネルギー蓄積手段を有し該エネルギー蓄積手段を利用して入力された直流電圧をスイッチング素子のスイッチングにより DC / DC 変換して負荷に出力可能な DC / DC コンバータと、該 DC / DC コンバータに直流電力を供給可能な電源とを有する駆動装置であって、

前記エネルギー蓄積手段を流れる電流に対応する前記 DC / DC コンバータの損失特性に基づき、前記負荷の要求出力に応じて前記スイッチング素子のスイッチング周波数を設定する周波数設定手段と、

該設定された周波数にて前記スイッチング素子をスイッチング制御する制御手段と
を備える駆動装置として機能させるコンピュータ読み取り可能なプログラムが記憶された記憶媒体。

【請求項 7】

多相交流により回転駆動する電動機と、

スイッチング素子のスイッチングにより多相交流電力を前記電動機に供給可能なインバータ回路と、

前記インバータ回路の正極母線と負極母線とに接続された充電可能な第 1 の電源と、

前記インバータ回路の正極母線および負極母線のうちのいずれか一方の母線と前記電動機の中性点とに接続された第 2 の電源と、

前記電動機の中性点を流れる電流に対応する、前記インバータ回路のスイッチング素子と前記電動機のコイルとを含み前記第 2 の電源からの電力を変換して前記第 1 の電源に供給可能な電力変換部の損失特性に基づき、前記電動機の要求出力に応じて前記スイッチング素子のスイッチング周波数を設定する周波数設定手段と、

該設定された周波数にて前記スイッチング素子をスイッチング制御する制御手段と
を備える動力出力装置。

【請求項 8】

多相交流により回転駆動する電動機と、

スイッチング素子のスイッチングにより多相交流電力を前記電動機に供給可能なインバータ回路と、

前記インバータ回路の正極母線および負極母線のうちのいずれか一方の母線と前記電動機の中性点とに接続された充電可能な第 1 の電源と、

前記インバータ回路の前記正極母線および負極母線のうち前記第 1 の電源に接続されていない母線と前記電動機の中性点とに接続された第 2 の電源と、

前記電動機の中性点を流れる電流に対応する、前記インバータ回路のスイッチング素子と前記電動機のコイルとを含み前記第 2 の電源からの電力を変換して前記第 1 の電源に供給可能な電力変換部の損失特性に基づき、前記電動機の要求出力に応じて前記スイッチング素子のスイッチング周波数を設定する周波数設定手段と、

該設定された周波数にて前記スイッチング素子をスイッチング制御する制御手段と

10

20

30

40

50

を備える動力出力装置。

【請求項 9】

請求項 7 または 8 記載の動力出力装置であって、
前記電力変換部の損失特性は、前記電動機の各相コイルの損失特性と前記スイッチング素子の損失特性とを用いて得られる特性である動力出力装置。

【請求項 10】

請求項 7 ないし 9 のいずれか 1 に記載の動力出力装置であって、
前記動力出力装置に要求される出力と前記第 2 の電源の電圧とに基づいて前記電動機の中性点を流れる電流を算出する電流算出手段を備える動力出力装置。

【請求項 11】

請求項 7 ないし 9 のいずれか 1 記載の動力出力装置であって、
前記電動機の中性点を流れる電流を直接検出する電流検出手段を備える動力出力装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、駆動装置および動力出力装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来、この種の動力出力装置としては、電動機に三相交流を印加するインバータ回路の正極母線と負極母線とに接続されたコンデンサと直流電源からの電力を DC / DC 変換してコンデンサに供給可能な DC / DC コンバータとを備えるものが提案されている。この動力出力装置では、直流電源の電流をエネルギーとして一時的に蓄積するリアクトルを利用して直流電源の電圧を昇圧してコンデンサに電荷を蓄えると共にこの蓄電されたコンデンサを直流電源として電動機を駆動する。この DC / DC コンバータによる昇圧動作は、ある動作点において効率が良いとされるスイッチング周波数（搬送波の周波数）に固定し、この固定されたスイッチング周波数でスイッチング制御することにより行なわれている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、こうした動力出力装置では、DC / DC コンバータが必ずしも適切なスイッチング周波数で駆動されずにそのエネルギー効率が低下する場合があるという問題があった。DC / DC コンバータは、動力出力装置に要求される出力（要求出力）に応じて動作し、要求出力によって効率の良いスイッチング周波数のポイントも変わる。したがって、固定されたスイッチング周波数で DC / DC コンバータを駆動する場合、装置の要求出力によっては効率の悪いポイントで動作してしまう場合があった。この DC / DC コンバータのエネルギー効率の低下は、装置全体のエネルギー効率の低下を招くことになる。

【0004】

本発明の駆動装置は、DC / DC コンバータをより効率の良いスイッチング周波数で駆動し、装置全体のエネルギー効率をより向上させることを目的の一つとする。また、本発明の動力出力装置は、第 1 電源と第 2 の電源との間の電力変換をより効率の良いスイッチング周波数で行ない、装置全体のエネルギー効率をより向上させることを目的の一つとする。

【0005】

【課題を解決するための手段およびその作用・効果】

本発明の駆動装置および動力出力装置は、上述の目的の少なくとも一部を達成するために以下の手段を採った。

【0006】

本発明の駆動装置は、

直流電流をエネルギーとして蓄積可能なエネルギー蓄積手段を有し、該エネルギー蓄積手段を利用して、入力された直流電圧をスイッチング素子のスイッチングにより DC / DC 変換して負荷に出力可能な DC / DC コンバータと、

該 DC / DC コンバータに直流電力を出力可能な電源と、

10

20

30

40

50

前記エネルギー蓄積手段を流れる電流に対応する前記DC/DCコンバータの損失特性を用い、前記負荷の要求電力に応じて前記スイッチング素子のスイッチング周波数を設定する周波数設定手段と、

該設定された周波数にて前記スイッチング素子をスイッチング制御する制御手段とを備えることを要旨とする。

【0007】

この本発明の駆動装置では、周波数設定手段が、エネルギー蓄積手段を流れる電流に対応するDC/DCコンバータの損失特性に基づき、負荷の要求電力に応じてDC/DCコンバータのスイッチング素子のスイッチング周波数を設定し、この設定されたスイッチング周波数にて、スイッチング制御手段が、スイッチング素子をスイッチング制御する。負荷の要求電力に対応してエネルギー蓄積手段を流れる電流に応じ、DC/DCコンバータの損失をより小さくするスイッチング周波数を設定することにより、DC/DCコンバータをより効率良く駆動させることができる。この結果、装置全体のエネルギー効率をより向上させることができる。ここで、損失特性とは、エネルギー蓄積手段を流れる電流を変数として、スイッチング周波数と損失との関係をいう。

10

【0008】

こうした本発明の駆動装置において、前記DC/DCコンバータの損失特性は、前記エネルギー蓄積手段の損失特性と、前記スイッチング素子の損失特性とを用いて得られる特性であるものとすることもできる。

【0009】

また、本発明の駆動装置において、前記負荷に要求される出力と前記電源の電圧とに基づいて前記エネルギー蓄積手段を流れる電流を算出する電流算出手段を備えるものとすることもできるし、前記エネルギー蓄積手段を流れる電流を直接検出する電流検出手段を備えるものとすることもできる。

20

【0010】

本発明の駆動装置の制御方法は、

直流電流をエネルギーとして蓄積可能なエネルギー蓄積手段を有し該エネルギー蓄積手段を利用して入力された直流電圧をスイッチング素子のスイッチングによりDC/DC変換して負荷に出力可能なDC/DCコンバータと、該DC/DCコンバータに直流電力を供給可能な電源とを備える駆動装置の制御方法であって、

30

前記エネルギー蓄積手段を流れる電流に対応する前記DC/DCコンバータの損失特性に基づき、負荷の要求電力に応じて前記スイッチング素子のスイッチング周波数を設定し、該設定された周波数にて前記スイッチング素子をスイッチング制御することを要旨とする。

【0011】

この本発明の駆動装置の制御方法では、エネルギー蓄積手段を流れる電流に対応するDC/DCコンバータの損失特性を用い、負荷の要求電力に応じてDC/DCコンバータのスイッチング素子のスイッチング周波数を設定し、この設定されたスイッチング周波数にてスイッチング素子をスイッチング制御する。負荷の要求電力に対応してエネルギー蓄積手段を流れる電流に応じ、DC/DCコンバータの損失をより小さくするスイッチング周波数を設定することにより、DC/DCコンバータをより効率良く駆動させることができる。この結果、駆動装置全体のエネルギー効率をより向上させることができる。

40

【0012】

本発明の記憶媒体は、
コンピュータを、

直流電流をエネルギーとして蓄積可能なエネルギー蓄積手段を有し該エネルギー蓄積手段を利用して入力された直流電圧をスイッチング素子のスイッチングによりDC/DC変換して負荷に出力可能なDC/DCコンバータと、該DC/DCコンバータに直流電力を供給可能な電源とを有する駆動装置であって、

前記エネルギー蓄積手段を流れる電流に対応する前記DC/DCコンバータの損失特性に

50

基づき、負荷の要求電力に応じて前記スイッチング素子のスイッチング周波数を設定する周波数設定手段と、

該設定された周波数にて前記スイッチング素子をスイッチング制御する制御手段とを備える駆動装置として機能させるコンピュータ読み取り可能なプログラムが記憶されたことを要旨とする。

【0013】

この本発明の記憶媒体では、コンピュータを、エネルギー蓄積手段を流れる電流に対応するDC/DCコンバータの損失特性を用い、負荷の要求電力に応じてDC/DCコンバータのスイッチング素子のスイッチング周波数を設定する周波数設定手段と、この設定されたスイッチング周波数にてスイッチング素子をスイッチング制御する制御手段として機能 10
させることができる。したがって、負荷の要求電力に対応してエネルギー蓄積手段を流れる電流に応じ、DC/DCコンバータの損失をより小さくするスイッチング周波数を設定することにより、DC/DCコンバータをより効率良く駆動させることができる。この結果、駆動装置全体のエネルギー効率をより向上させることができる。

【0014】

本発明の第1の動力出力装置は、
多相交流により回転駆動する電動機と、
スイッチング素子のスイッチングにより多相交流電力を前記電動機に供給可能なインバ 20
ータ回路と、

前記インバータ回路の正極母線と負極母線とに接続された充電可能な第1の電源と、 20
前記インバータ回路の正極母線および負極母線のうちのいずれか一方の母線と前記電動機の中性点とに接続された第2の電源と、

前記電動機の中性点を流れる電流に対応する、前記インバータ回路のスイッチング素子と前記電動機のコイルとを含み前記第2の電源からの電力を変換して前記第1の電源に供給可能な電力変換部の損失特性に基づき、前記電動機の要求電力に応じて前記スイッチング素子のスイッチング周波数を設定する周波数設定手段と、

該設定された周波数にて前記スイッチング素子をスイッチング制御する制御手段とを備えることを要旨とする。

【0015】

この本発明の第1の動力出力装置では、周波数設定手段が、電動機の中性点を流れる電 30
流に対応する電力変換部の損失特性を用い、電動機の要求電力に応じてインバータ回路のスイッチング素子のスイッチング周波数を設定し、この設定されたスイッチング周波数にて、制御手段が、スイッチング素子をスイッチング制御する。電動機の要求電力に対応して電動機の中性点を流れる電流に応じ、電力変換部の損失をより小さくするスイッチング周波数を設定することにより、より効率良く電力変換動作を行なうことができる。この結果、動力出力装置全体のエネルギー効率をより向上させることができる。

【0016】

本発明の第2の動力出力装置は、
多相交流により回転駆動する電動機と、
スイッチング素子のスイッチングにより多相交流電力を前記電動機に供給可能なインバ 40
ータ回路と、

前記インバータ回路の正極母線および負極母線のうちのいずれか一方の母線と前記電動機の中性点とに接続された充電可能な第1の電源と、

前記インバータ回路の前記正極母線および負極母線のうち前記第1の電源に接続されて 40
いない母線と前記電動機の中性点とに接続された第2の電源と、

前記電動機の中性点を流れる電流に対応する、前記インバータ回路のスイッチング素子と前記電動機のコイルとを含み前記第2の電源からの電力を変換して前記第1の電源に供給可能な電力変換部の損失特性に基づき、前記電動機の要求電力に応じて前記スイッチング素子のスイッチング周波数を設定する周波数設定手段と、

該設定された周波数にて前記スイッチング素子をスイッチング制御する制御手段と 50

を備えることを要旨とする。

【0017】

この本発明の第2の動力出力装置では、第1の動力出力装置と同様の効果を奏することができる。

【0018】

こうした本発明の第1または第2の動力出力装置において、前記電力変換部の損失特性は、前記電動機の各相コイルの損失特性と前記スイッチング素子の損失特性とを用いて得られる特性であるものとすることもできる。

【0019】

また、本発明の第1または第2の動力出力装置において、前記動力出力装置に要求される出力と前記第2の電源の電圧とに基づいて前記電動機の中性点を流れる電流を算出する電流算出手段を備えるものとすることもできるし、前記電動機の中性点を流れる電流を直接検出する電流検出手段を備えるものとすることもできる。

【0020】

【発明の実施の形態】

次に、本発明の実施の形態を実施例を用いて説明する。図1は、本発明の一実施例である動力出力装置20の構成の概略を示す構成図である。実施例の動力出力装置20は、三相交流により回転駆動するモータ22と、直流電力を三相交流電力に変換してモータ22に供給可能なインバータ回路24と、インバータ回路24の正極母線26と負極母線28とに接続されたコンデンサ30と、充放電可能なバッテリー32と、バッテリー32からの直流電圧をDC/DC変換してコンデンサ30に供給可能なDC/DCコンバータ34と、DC/DCコンバータ34のスイッチング周波数(キャリア周波数)を設定すると共に装置全体をコントロールする電子制御ユニット40とを備える。

【0021】

モータ22は、例えば、その外表面に永久磁石が貼り付けられたロータと、三相コイルが巻回されたステータとからなる発電可能な同期発電電動機として構成されている。モータ22の回転軸は、実施例の動力出力装置20の出力軸となっており、この回転軸から動力が出力される。また、実施例のモータ22は発電電動機として構成されているから、モータ22の回転軸に動力を入力すれば、モータ22により発電することができる。なお、実施例の動力出力装置20が車輻に搭載される場合には、モータ22の回転軸は車輪の車軸に直接的または間接的に接続されることになる。

【0022】

インバータ回路24は、6個のトランジスタT1~T6と6個のダイオードD1~D6とにより構成されている。6個のトランジスタT1~T6は、それぞれ正極母線26と負極母線28とに対してソース側とシンク側となるよう2個ずつペアで配置され、その接続点にモータ22の三相コイル(uvw)の各々が接続されている。したがって、正極母線26と負極母線28との間に電位差が作用している状態で対をなすトランジスタT1~T6のオン時間の割合を制御することにより、モータ22の三相コイルにより回転磁界を形成し、モータ22を回転駆動させることができる。

【0023】

バッテリー32は、例えば、ニッケル水素系やリチウムイオン系の二次電池として構成されている。このバッテリー32は、例えば、電圧を同一とした場合のコンデンサ30の容量よりも大きい容量をもつものとして形成されている。

【0024】

DC/DCコンバータ34は、インバータ回路24の正極母線26と負極母線28とに対してそれぞれソース側とシンク側となるように配置された2個のトランジスタT7、T8と、このトランジスタT7、T8に各々逆並列接続された2個のダイオードD7、D8と、トランジスタT7、T8同士の接続点に接続されたリアクトルLとを備える。

【0025】

電子制御ユニット40は、CPU42を中心としたマイクロプロセッサとして構成されて

10

20

30

40

50

おり、処理プログラムを記憶したROM 44と、一時的にデータを記憶するRAM 46と、入出力ポート(図示せず)とを備える。この電子制御ユニット40には、バッテリー32の端子間電圧を検出する電圧センサ50からの電圧 V_b やリアクトルLを流れる電流を検出する電流センサ52からのリアクトル電流 I_L 、コンデンサ30の端子間電圧を検出する電圧センサ54からの電圧 V_c 、モータ22の三相コイルの各相に流れる電流を検出する電流センサ56~60からの各相電流 I_u, I_v, I_w 、モータ22の回転軸に取り付けられた回転角センサ62からのモータ回転角、モータ22の動作に関する指令値などが入力ポートを介して入力されている。なお、電流センサ56~60は、いずれか一つ省略するものとしても構わない。また、電子制御ユニット40からは、インバータ回路24のトランジスタT1~T6のスイッチング制御を行なうための制御信号やDC/DCコンバータ34のトランジスタT7, T8のスイッチング制御を行なうための制御信号などが出力ポートを介して出力されている。

10

【0026】

こうして構成された実施例の動力出力装置20の動作、特にDC/DCコンバータ34を制御する動作について説明する。図2は、実施例の動力出力装置20の電子制御ユニット40により実行されるDC/DCコンバータ制御ルーチンの一例を示すフローチャートである。このルーチンは、所定時間毎(例えば、20ms毎)に繰り返し実行される。

【0027】

DC/DCコンバータ制御ルーチンが実行されると、電子制御ユニット40のCPU42は、まず、モータ22から出力すべきトルクとしてのトルク指令 T^* や回転角センサ62からのモータ回転角、電圧センサ50からのバッテリー32の電圧 V_b を読み込み(ステップS100)、読み込んだモータ22のトルク指令 T^* と、モータ回転角に基づいて算出されるモータ22の回転数 N とに基づいてモータ22を駆動する際に必要な電力であるバッテリー32の出力要求 BP^* を算出する(ステップS102)。バッテリー32の出力要求 BP^* は、モータ22からの動力を電力換算したものと計算される。動力出力装置20が、バッテリー32からの電力(DC/DCコンバータ34から出力された電力)を用いて駆動するその他の補機を備える場合には、モータ22からの動力を電力換算したものに、その補機の駆動に必要な電力を加算したものと計算される。なお、回転角センサ62による回転角に基づいてモータ22の回転数 N を算出する代わりに、公知の回転数センサを設けて回転数 N を直接検出するものとしても構わない。

20

30

【0028】

こうしてバッテリー32の出力要求 BP^* が算出されると、算出された出力要求 BP^* をバッテリー32の端子間電圧 V_b で除算してDC/DCコンバータ34のリアクトルLに印加する目標リアクトル電流 I_L^* を算出し(ステップS104)、算出された目標リアクトル電流 I_L^* からDC/DCコンバータ34のトランジスタT7, T8を効率良くスイッチングするための最適なキャリア周波数である最適キャリア周波数 F を設定し(ステップS106)、この最適キャリア周波数 F を用いてリアクトルLに目標リアクトル電流 I_L^* が流れるようDC/DCコンバータ34を制御して(ステップS108)本ルーチンを終了する。ここで、最適キャリア周波数 F の設定について説明する。

【0029】

図3に、リアクトルLを流れる電流毎のキャリア周波数とリアクトルLの損失との関係(実線)、および、リアクトルLを流れる電流毎のキャリア周波数とトランジスタT7, T8の損失(スイッチング損失)の関係(破線)を示す。図3の実線に示すように、リアクトルLの損失は、リアクトルLを流れる電流が大きいほど、またキャリア周波数が低いほど、増加する。一方、図3の破線に示すように、トランジスタT7, T8の損失は、リアクトルLを流れる電流が大きいほど、またキャリア周波数が高いほど、増加する。いま、DC/DCコンバータ34の損失をリアクトルLの損失とトランジスタT7, T8の損失とを合計した損失として考えると、リアクトルLを流れる電流毎のDC/DCコンバータ34の損失特性は、図4の破線で示される特性を有することになる。従って、リアクトルLを流れる電流に基づいてDC/DCコンバータ34の損失が最小となるキャリア周波数

40

50

を設定することで、DC/DCコンバータ34を効率良く駆動することができるのである。

【0030】

ステップS106の最適キャリア周波数Fの設定は、実施例では、目標リアクトル電流 I_{l*} と最適キャリア周波数Fとの関係を予め実験などにより求めてROM44に記憶しておき、目標リアクトル電流 I_{l*} が与えられると、マップから対応する最適キャリア周波数Fを導出するものとした。図4の実線は、目標リアクトル電流 I_{l*} と最適キャリア周波数Fとの関係を示すマップを表わしている。

【0031】

こうしてDC/DCコンバータ34によりDC/DC変換されてコンデンサ30に蓄えられた直流電力を用いてインバータ回路24を制御することによりモータ22を駆動する。このモータ22の駆動は、例えば、モータ22のトルク指令 T^* からモータ22の三相コイルの各相に印加する指令電流 I_{u*} 、 I_{v*} 、 I_{w*} を算出し、この指令電流 I_{u*} 、 I_{v*} 、 I_{w*} と電流センサ56～60により検出された各相電流 I_u 、 I_v 、 I_w とに基づいてモータ22の各相の指令電圧 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} を算出する。そして、この指令電圧 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} と電圧センサ54により検出されたコンデンサ30の電圧 V_c とに基づいてPWM信号を生成し、このPWM信号をインバータ回路24に出力することにより行なわれる。

【0032】

以上説明した実施例の動力出力装置20によれば、モータ22に要求される動力(要求パワー)とバッテリー32の端子間電圧 V_b とに基づいてリアクトルLを流れる目標リアクトル電流 I_{l*} を算出し、この目標リアクトル電流 I_{l*} に基づいてDC/DCコンバータ34の損失が最小となる最適スイッチング周波数Fを設定するから、この設定を用いてDC/DCコンバータ34を駆動することによりDC/DCコンバータ34のエネルギー効率を向上させることができる。この結果、動力出力装置20全体のエネルギー効率をより向上させることができる。

【0033】

実施例の動力出力装置20では、モータ22に要求される動力とバッテリー32の電圧 V_b とに基づいて目標リアクトル電流 I_{l*} を算出し、算出された目標リアクトル電流 I_{l*} から最適キャリア周波数Fを設定するものとしたが、リアクトルLを流れる電流を直接電流センサ52により検出し、検出された電流から最適キャリア周波数Fを設定するものとしても構わない。

【0034】

実施例の動力出力装置20では、DC/DCコンバータ34(リアクトルLおよびトランジスタT7、T8の損失)の損失が最小となる最適キャリア周波数Fを設定するものとしたが、若干の損失増加を許容できる場合には、最適キャリア周波数Fを中心とした許容範囲内のキャリア周波数を設定するものとしても構わない。

【0035】

実施例の動力出力装置20では、バッテリー32を電力源としてモータ22を駆動する場合に適用したが、電力を消費する一般的な負荷を駆動する場合に適用するものとしても構わない。

【0036】

次に、本発明の第2実施例の動力出力装置120について説明する。図5は、第2実施例の動力出力装置120の構成の概略を示す構成図である。第2実施例の動力出力装置120は、図示するように三相交流により回転駆動するモータ122と、直流電力を三相交流電力に変換してモータ122に供給可能なインバータ回路124と、インバータ回路124の正極母線126と負極母線128とに接続されたコンデンサ130と、モータ122の中性点とインバータ回路124の負極母線128とに接続された直流電源132と、装置全体をコントロールする電子制御ユニット140とを備える。この第2実施例の動力出力装置120は、実施例の動力出力装置20におけるDC/DCコンバータ34の昇降圧

10

20

30

40

50

動作を、モータ 2 2 の各相コイルをリアクトルとして機能させてインバータ回路 1 2 4 のトランジスタ T 1 ~ T 6 のスイッチングにより行なう点を除いて実施例の動力出力装置 2 0 と同様の構成をしている。従って、実施例の動力出力装置 2 0 に対応する構成については 1 0 0 を加えて符号を付し、その詳細な説明は省略する。

【 0 0 3 7 】

以下に、モータ 1 2 2 の各相コイルとインバータ回路 1 2 4 のトランジスタ T 1 ~ T 6 による昇降圧動作について説明する。図 6 は、モータ 1 2 2 の三相コイルの u 相に着目した第 2 実施例の動力出力装置 1 2 0 の回路図である。いま、インバータ回路 1 2 4 の u 相のトランジスタ T 2 をオンした状態を考えると、この状態では、図中破線矢印で示す短絡回路が形成され、モータ 1 2 2 の三相コイルの u 相はリアクトルとして機能する。この状態からトランジスタ T 2 をオフすると、リアクトルとして機能している三相コイルの u 相に蓄えられたエネルギーは、図中実線矢印で示す回路によりコンデンサ 3 0 に蓄えられる。この際の電圧はバッテリー 1 3 2 の供給電圧よりも高くすることができる。一方、この回路でコンデンサ 1 3 0 の電位を用いてバッテリー 1 3 2 を充電することもできる。したがって、この回路は、バッテリー 1 3 2 のエネルギーを昇圧してコンデンサ 1 3 0 に蓄えると共にコンデンサ 1 3 0 の電位を用いてバッテリー 1 3 2 を充電可能な昇降圧チョッパ回路とみなすことができる。モータ 1 2 2 の三相コイルの v w 相も u 相と同様に昇降圧チョッパ回路とみなすことができるから、トランジスタ T 2 , T 4 , T 6 をオンオフすることによりコンデンサ 1 3 0 を充電したり、コンデンサ 1 3 0 に蓄えられた電荷を用いてバッテリー 1 3 2 を充電することができる。このコンデンサ 1 3 0 への充電により生じる電位差は、コンデンサ 1 3 0 に蓄えられる電荷の量、即ちリアクトルを流れる電流に応じて変動するから、インバータ回路 1 2 4 のトランジスタ T 2 , T 4 , T 6 のスイッチング制御を行なってリアクトルを流れる電流を調節することによりコンデンサ 1 3 0 の端子間電圧を調節することができる。こうした回路によりモータ 1 2 2 を駆動するには、モータ 1 2 2 の三相コイルにインバータ回路 1 2 4 のトランジスタ T 1 ~ T 6 のスイッチング制御により擬似的な三相交流を供給すればよい。その際、この三相交流に直流成分を加えて、即ち、三相交流の電位をプラス側またはマイナス側にオフセットしてモータ 1 2 2 に供給すれば、交流成分でモータ 1 2 2 を回転駆動すると共に直流成分でコンデンサ 1 3 0 に蓄電することができる。したがって、インバータ回路 1 2 4 のトランジスタ T 1 ~ T 6 のスイッチング制御によりコンデンサ 1 3 0 の端子間電圧を調節しつつモータ 1 2 2 を駆動することができるのである。このコンデンサ 1 3 0 の端子間電圧は、例えば、バッテリー 1 3 2 の端子間電圧の約 2 倍となるように調節されている。

【 0 0 3 8 】

このように、モータ 1 2 2 の各相コイルとインバータ回路 1 2 4 のトランジスタ T 1 ~ T 6 とダイオード D 1 ~ D 6 とからなる回路は昇降圧チョッパ回路とみなすことができるから、その回路部分を実施例の動力出力装置 2 0 の DC / DC コンバータ 3 4 と同様に考えることができる。従って、この回路の昇降圧動作に基づく損失が最も小さくなるような最適キャリア周波数 F を設定すれば、第 2 実施例の動力出力装置 1 2 0 のエネルギー効率をより向上させることができるのである。この最適キャリア周波数 F の設定は、具体的には、モータ 1 2 2 の中性点を流れる目標中性点電流 I_{o*} を、モータ 1 2 2 に要求される動力から電力換算して算出されたバッテリー出力要求 $B P^*$ (バッテリー 1 3 2 の電力を消費するその他の補機が存在する場合には、その補機に要求される電力を加算する) をバッテリー 1 3 2 の電圧 V_b で除算することにより算出し、この目標中性点電流 I_{o*} から図 4 の実線で示されるものと同様の損失特性を用いて最適キャリア周波数 F を導出することにより行なうことができる。勿論、モータ 1 2 2 の中性点に流れる電流を電流センサ 1 6 4 により直接検出し、検出された電流を用いて最適キャリア周波数 F を算出するものとしても構わない。

【 0 0 3 9 】

以上説明した第 2 実施例の動力出力装置 1 2 0 によれば、モータ 1 2 2 に要求される動力 (バッテリー出力要求 $B P^*$) とバッテリー 1 3 2 の端子間電圧 V_b とに基づいてモータ 1 2

10

20

30

40

50

2の中性点を流れる目標中性点電流 I_{o*} を算出し、この目標中性点電流 I_{o*} に基づいて昇降圧チョッパ回路として機能する回路部分の損失が最小となる最適スイッチング周波数 F を設定するから、この設定を用いてインバータ回路124を駆動することにより昇降圧動作に伴うエネルギー損失をより少なくすることができる。この結果、第2実施例の動力出力装置20全体のエネルギー効率をより向上させることができる。

【0040】

第2実施例の動力出力装置120では、インバータ回路124の正極母線126と負極母線128とを接続するようコンデンサ130を取り付けるものとしたが、図7の変形例の動力出力装置120Bに示すようにインバータ回路124の正極母線126とモータ122の中性点とを接続するようコンデンサ130Bを取り付けるものとしてもよい。この変形例の動力出力装置120Bにおいては、コンデンサ130Bによる端子間電圧とバッテリー132による端子間電圧との和の電圧の直流電源を、インバータ回路124の正極母線126と負極母線128とを接続するように取り付けた構成、即ち、第2実施例の動力出力装置120のコンデンサ130をインバータ回路124の正極母線126と負極母線128とを接続するように取り付けた構成と同一の構成とみなすことができる。

10

【0041】

図8は、モータ122の三相コイルのu相に着目した変形例の動力出力装置120Bの回路図である。いま、トランジスタT2をオンとした状態を考えると、図中破線矢印で示す短絡回路が形成され、モータ122の三相コイルのu相はリアクトルとして機能する。この状態からトランジスタT2をオフすると、リアクトルとして機能している三相コイルのu相に蓄えられているエネルギーは、図中実線矢印で示す回路によりコンデンサ130Bに蓄えられる。一方、この回路トランジスタT1をオンとした状態からオフとすることにより同様にコンデンサ130Bの電荷を用いてバッテリー132を充電することもできる。したがって、この回路はバッテリー132のエネルギーをコンデンサ130Bに蓄えると共にコンデンサ130Bの電位を用いてバッテリー132に充電可能なチョッパ回路とみなすことができる。モータ122のvw相も、u相と同様にチョッパ回路とみなすことができるから、トランジスタT1～T6をオンオフすることによりコンデンサ130Bを充電したり、コンデンサ130Bに蓄えられた電荷を用いてバッテリー132を充電することができる。このコンデンサ130Bへの充電により生じる電位差は、コンデンサ130Bに蓄えられる電荷の量、即ち、リアクトルを流れる電流により変動するから、インバータ回路124のトランジスタT1～T6のスイッチング制御を行なってリアクトルを流れる電流を調節することによりコンデンサ130Bの端子間電圧を調節することができる。こうした回路によりモータ122を駆動するには、モータ122の三相コイルにインバータ回路124のトランジスタT1～T6のスイッチング制御により擬似的な三相交流を供給すればよい。その際、この三相交流に直流成分を加えて、即ち、三相交流の電位をプラス側またはマイナス側にオフセットしてモータ122に供給すれば、交流成分でモータ122を回転駆動すると共に直流成分でコンデンサ130Bに蓄電することができる。したがって、インバータ回路124のトランジスタT1～T6のスイッチング制御によりコンデンサ130Bの端子間電圧を調節しつつモータ122を駆動することができるのである。このコンデンサ130Bの端子間電圧は、例えばバッテリー132の端子間電圧とほぼ同じに調節されている。

20

30

40

【0042】

したがって、変形例の動力出力装置120Bでも第2実施例の動力出力装置120と同様に中性点に流れる電流からチョッパ回路部分の損失が最も小さくなる最適キャリア周波数 F を設定することにより、第2実施例の動力出力装置120と同様の効果を奏することができる。

【0043】

第2実施例の動力出力装置120では、インバータ回路124の負極母線128とモータ122の中性点とを接続するようバッテリー132を取り付けるものとしたが、インバータ回路124の正極母線126とモータ122の中性点とを接続するようバッテリー13

50

2を取り付けるものとしてもよい。また、変形例の動力出力装置120Bでは、インバータ回路124の負極母線128とモータ122の中性点とを接続するようにバッテリー132を取り付けると共にインバータ回路124の正極母線126とモータ122の中性点とを接続するようにコンデンサ130Bを取り付けるものとしたが、インバータ回路124の負極母線128とモータ122の中性点とを接続するようコンデンサを取り付けると共にインバータ回路124の正極母線126とモータ122の中性点とを接続するようバッテリーを取り付けるものとしても構わない。

【0044】

第2実施例の動力出力装置120や変形例の動力出力装置120Bでは、モータ122に要求される動力(バッテリー出力要求BP*)とバッテリー132の電圧Vbとに基づいて目標中性点電流Io*を算出し、算出された目標中性点電流Io*から最適キャリア周波数Fを設定するものとしたが、モータ122の中性点を流れる電流を直接電流センサ164により検出し、検出された電流から最適キャリア周波数Fを設定するものとしても構わない。

10

【0045】

第2実施例の動力出力装置120や変形例の動力出力装置120Bでは、チョップパ回路部分(各相コイルとトランジスタT1~T6)の損失が最小となる最適キャリア周波数Fを設定するものとしたが、若干の損失増加を許容できる場合には、最適キャリア周波数Fを中心とした許容範囲内のキャリア周波数を設定するものとしても構わない。

【0046】

第1,第2実施例の動力出力装置20,120やその変形例では、モータ22,122として三相交流により駆動する同期発電電動機を用いたが、多相交流により駆動する如何なるタイプの電動機を用いるものとしてもよい。

20

【0047】

以上、本発明の実施の形態について実施例を用いて説明したが、本発明のこうした実施例に何ら限定されるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲内において、種々なる形態で実施し得ることは勿論である。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施例である動力出力装置20の構成の概略を示す構成図である。

【図2】 実施例の動力出力装置20の電子制御ユニット40により実行されるDC/DCコンバータ制御ルーチンの一例を示すフローチャートである。

30

【図3】 リアクトルLを流れる電流毎のキャリア周波数とリアクトルLの損失との関係、および、リアクトルLを流れる電流毎のキャリア周波数とトランジスタT7, T8の損失(スイッチング損失)との関係を示す図である。

【図4】 リアクトルLを流れる電流毎のキャリア周波数とDC/DCコンバータ34の損失との関係を示す図である。

【図5】 第2実施例の動力出力装置120の構成の概略を示す構成図である。

【図6】 モータ122の三相コイルのu相に着目した回路図である。

【図7】 変形例の動力出力装置120Bの構成の概略を示す構成図である。

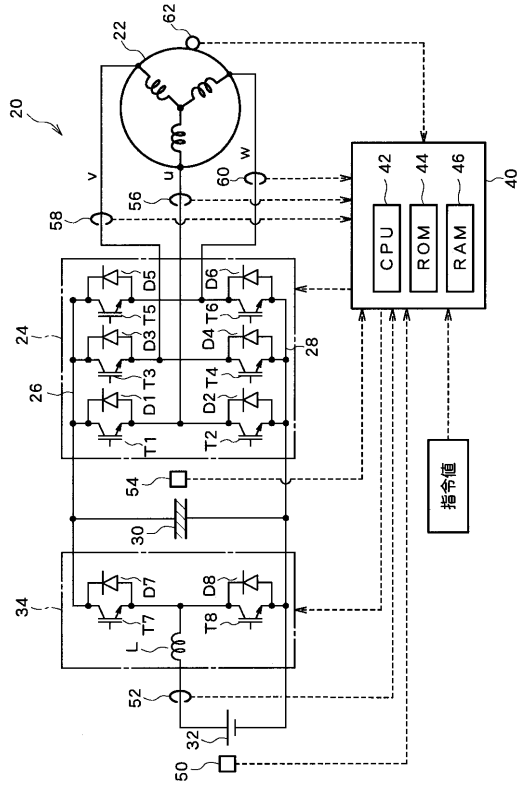
【図8】 モータ122の三相コイルのu相に着目した回路図である。

40

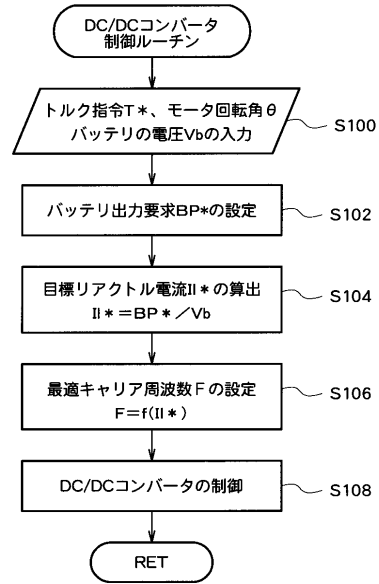
【符号の説明】

20, 120 動力出力装置、22, 122 モータ、24, 124 インバータ回路、26, 126 正極母線、28, 128 負極母線、30, 130 コンデンサ、32, 132 バッテリ、34 DC/DCコンバータ、40, 140 電子制御ユニット、42, 142 CPU、44, 144 ROM、46, 146 RAM、50, 150 電圧センサ、52 電流センサ、54, 154 電圧センサ、56~60, 156~160 電流センサ、62, 162 回転角センサ、164 電流センサ。

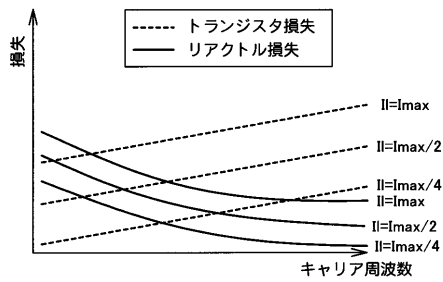
【図1】



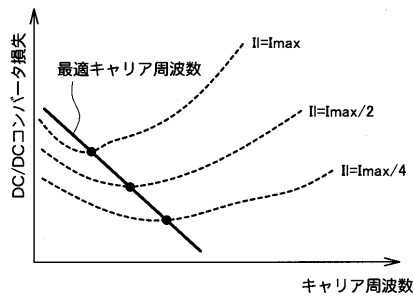
【図2】



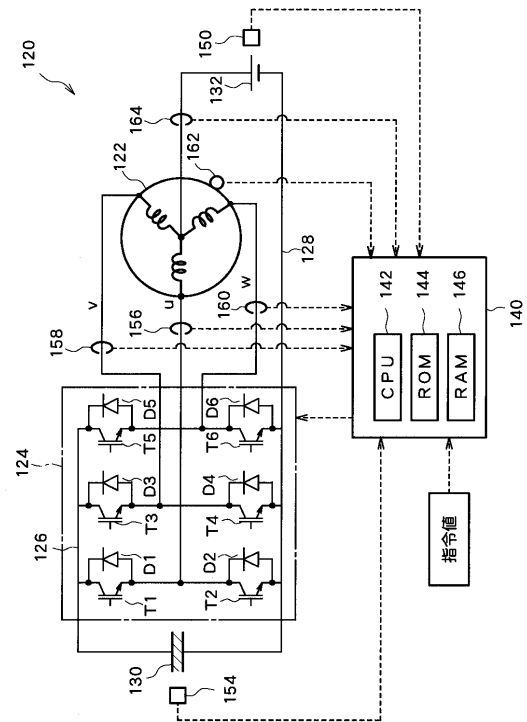
【図3】



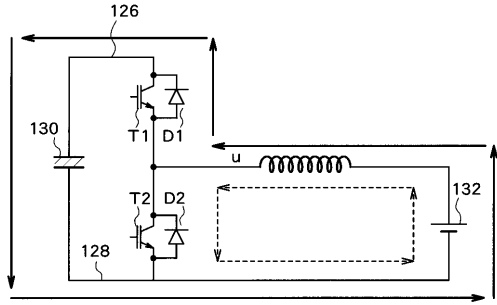
【図4】



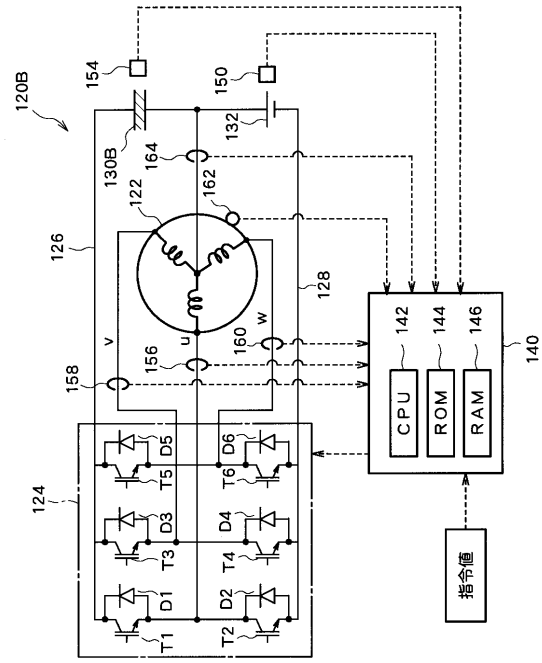
【図5】



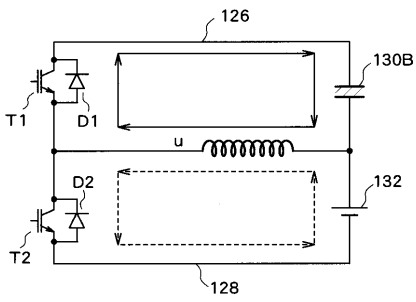
【 図 6 】



【 図 7 】



【 図 8 】



フロントページの続き

- (72)発明者 沖 良二
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 小松 雅行
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 社本 純和
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 川端 修

- (56)参考文献 特開2001-204196(JP,A)
特開2001-186768(JP,A)
特開2000-324857(JP,A)
特開昭63-305754(JP,A)
特開平11-262256(JP,A)
特開平11-178114(JP,A)
特開平08-214592(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H02M 7/48
H02M 7/5387
H02P 6/08