

(11) 特許出願公開番号

特開2010-200564

(P2010-200564A)

(43) 公開日 平成22年9月9日(2010.9.9)

(51) Int. Cl.
H02P 3/18

F 1
H O 2 P 3/18 1 O 1 D

テーマコード (参考)
5H530

審査請求 未請求 請求項の数 17 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願2009-45207 (P2009-45207)
(22) 出願日 平成21年2月27日 (2009. 2. 27)

(71) 出願人 000006622
株式会社安川電機
福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号

(72) 発明者 橋本 征二
福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
株式会社安川電機内

Fターム(参考) 5H530 AA02 CC18 CD32 CE16 DD03
DD13 DD28 DD29 EE07 EF04

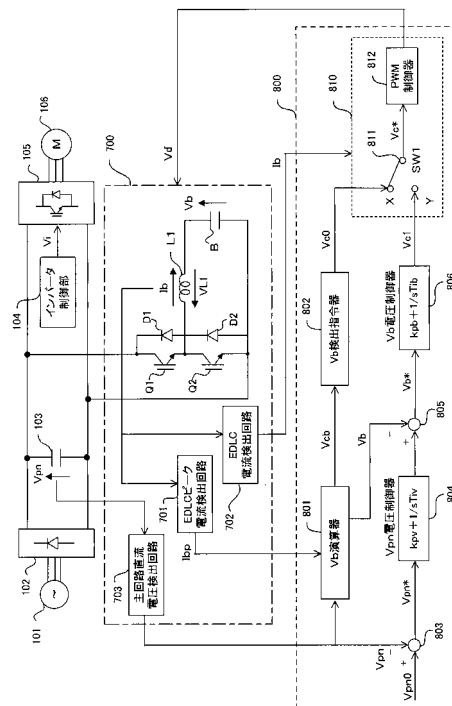
(54) 【発明の名称】 モータ駆動装置とそのエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法

(57) 【要約】

【課題】 応答の速い電流検出回路信号を利用し蓄電器の端子電圧を演算して検出し、充放電制御する蓄電器エネルギー量を正確に把握してエネルギーの有効利用を向上させることができるモータ駆動装置と蓄電器の端子電圧検出方法を提供する。

【解決手段】 DC/DCコンバータ部700は、蓄電器Bに流れる電流を検出する蓄電器電流検出回路702と、蓄電器Bに流れるピーク電流を検出する蓄電器ピーク電流検出回路701と、平滑コンデンサ103の端子電圧を検出する主回路直流電圧検出回路703とを備え、DC/DCコンバータ制御部800は、前記ピーク電流とリアクトルL1のインダクタンス、または、前記ピーク電流と前記インダクタンスと平滑コンデンサ103の端子電圧より蓄電器Bの端子電圧を演算して検出する。

【選択図】 図 1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電源に並列接続された平滑コンデンサと、前記直流電源の直流電圧を交流電圧に変換しモータを駆動制御するインバータ部と、該インバータ部を制御するインバータ制御部と、前記平滑コンデンサと並列接続された DC / DC コンバータ部と、該 DC / DC コンバータ部を制御する DC / DC コンバータ制御部と、前記 DC / DC コンバータ部によって充放電制御される蓄電器と、該蓄電器に直列接続されたリアクトルと、を備えたモータ駆動装置において、

前記 DC / DC コンバータ部は、前記蓄電器に流れる電流を検出する蓄電器電流検出回路と、前記蓄電器に流れるピーク電流を検出する蓄電器ピーク電流検出回路と、前記平滑コンデンサの端子電圧を検出する主回路直流電圧検出回路とを備え、

前記 DC / DC コンバータ制御部は、前記ピーク電流と前記リアクトルのインダクタンス、または、前記ピーク電流と前記インダクタンスと前記平滑コンデンサの端子電圧より前記蓄電器の端子電圧を演算して検出することを特徴とするモータ駆動装置。

【請求項 2】

前記 DC / DC コンバータ制御部は、前記 DC / DC コンバータ部が充電動作中に、前記蓄電器の端子電圧を下式

【数 1】

$$\frac{I_{bp1}}{dt1} = \frac{1}{L} \times (V_{pn} - V_b)$$

ここで、 I_{bp1} ：前記蓄電器に流れるピーク電流

$dt1$ ：充電動作を行う時の前記 DC / DC コンバータ部のオン時間

L ：前記リアクトルのインダクタンス

V_{pn} ：前記平滑コンデンサの端子電圧

V_b ：前記蓄電器の端子電圧

に基づいて演算して検出することを特徴とする請求項 1 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 3】

前記 DC / DC コンバータ制御部は、前記 DC / DC コンバータ部が放電動作中に、前記蓄電器の端子電圧を下式

【数 2】

$$\frac{I_{bp2}}{dt2} = \frac{1}{L} \times (-V_b)$$

ここで、 I_{bp2} ：前記蓄電器に流れるピーク電流

$dt2$ ：放電動作を行う時の前記 DC / DC コンバータ部のオン時間

L ：前記リアクトルのインダクタンス

V_b ：前記蓄電器の端子電圧

に基づいて演算して検出することを特徴とする請求項 1 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 4】

前記 DC / DC コンバータ制御部は、前記平滑コンデンサの端子電圧と前記蓄電器の端子電圧との比較に基づいて、前記蓄電器に流れる電流が電流連続モードまたは電流不連続モードになるのかを判別し、前記電流不連続モードの時に前記蓄電器の端子電圧を演算して検出することを特徴とする請求項 1 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 5】

前記 DC / DC コンバータ制御部は、前記電流連続モードになると判別した場合には、前記平滑コンデンサの端子電圧と前記蓄電器の端子電圧との差ならびに前記蓄電器の端子電圧との比率に基づいて、前記蓄電器に流れる電流が前記電流不連続モードとなるように前記 DC / DC コンバータ部を制御する PWM 制御信号を算出することを特徴とする請求項 4 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 6】

前記 DC / DC コンバータ制御部は、充放電制御による充電電流または放電電流が前記蓄電器に前記電流連続モードで流れている場合には、前記充放電制御を一時中断して前記充電電流または前記放電電流が流れていないことを確認した後に、前記蓄電器の端子電圧を演算して検出することを特徴とする請求項 4 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 7】

前記 DC / DC コンバータ制御部は、前記モータが停止中または一定速度で運転中の場合に、予め設定された PWM 制御信号によって前記蓄電器を充電動作または放電動作する指令を前記 DC / DC コンバータ部に加え、前記蓄電器の端子電圧を演算して検出することを特徴とする請求項 1 に記載のモータ駆動装置。

10

【請求項 8】

前記 DC / DC コンバータ制御部は、前記平滑コンデンサの端子電圧を一定の電圧に制御する V_{pn} 電圧制御器の出力信号と前記蓄電器の端子電圧の演算による検出値との偏差を増幅する V_b 電圧制御器の出力信号により、前記 DC / DC コンバータ部を制御する PWM 制御信号を算出し、前記蓄電器への前記充放電制御を行うことを特徴とする請求項 1 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 9】

前記蓄電器は電気二重層コンデンサまたはアルミ電解コンデンサであることを特徴とする請求項 1 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 10】

20

直流電源に並列接続された平滑コンデンサと、前記直流電源の直流電圧を交流電圧に変換しモータを駆動制御するインバータ部と、該インバータ部を制御するインバータ制御部と、前記平滑コンデンサと並列接続された DC / DC コンバータ部と、該 DC / DC コンバータ部を制御する DC / DC コンバータ制御部と、前記 DC / DC コンバータ部によって充放電制御される蓄電器と、該蓄電器に直列接続されたリアクトルと、を備えたモータ駆動装置のエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法において、

前記 DC / DC コンバータ部は、前記蓄電器に流れる電流を検出する蓄電器電流検出回路と、前記蓄電器に流れるピーク電流を検出する蓄電器ピーク電流検出回路と、前記平滑コンデンサの端子電圧を検出する主回路直流電圧検出回路とを備え、

前記 DC / DC コンバータ制御部は、前記ピーク電流と前記リアクトルのインダクタンス、または、前記ピーク電流と前記インダクタンスと前記平滑コンデンサの端子電圧より前記蓄電器の端子電圧を演算して検出することを特徴とするモータ駆動装置のエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法。

30

【請求項 11】

前記 DC / DC コンバータ制御部は、前記 DC / DC コンバータ部が充電動作中に、前記蓄電器の端子電圧を下式

【数 3】

$$\frac{I_{bpl}}{dtl} = \frac{1}{L} \times (V_{pn} - V_b)$$

40

ここで、I_{bpl}：前記蓄電器に流れるピーク電流

d_{tl}：充電動作を行う時の前記 DC / DC コンバータ部のオン時間

L：前記リアクトルのインダクタンス

V_{pn}：前記平滑コンデンサの端子電圧

V_b：前記蓄電器の端子電圧

に基づいて演算して検出することを特徴とする請求項 10 に記載のモータ駆動装置のエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法。

【請求項 12】

前記 DC / DC コンバータ制御部は、前記 DC / DC コンバータ部が放電動作中に、前記蓄電器の端子電圧を下式

50

【数 4】

$$\frac{I_{bp2}}{dt2} = \frac{1}{L} \times (-V_b)$$

ここで、 I_{bp2} ：前記蓄電器に流れるピーク電流

$dt2$ ：放電動作を行う時の前記 DC / DC コンバータ部のオン時間

L ：前記リアクトルのインダクタンス

V_b ：前記蓄電器の端子電圧

に基づいて演算して検出することを特徴とする請求項 10 に記載のモータ駆動装置のエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法。

10

【請求項 13】

前記 DC / DC コンバータ制御部は、前記平滑コンデンサの端子電圧と前記蓄電器の端子電圧との比較に基づいて、前記蓄電器に流れる電流が電流連続モードまたは電流不連続モードになるのかを判別し、前記電流不連続モードの時に前記蓄電器の端子電圧を演算して検出することを特徴とする請求項 10 に記載のモータ駆動装置のエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法。

【請求項 14】

前記 DC / DC コンバータ制御部は、前記電流連続モードになると判別した場合には、前記平滑コンデンサの端子電圧と前記蓄電器の端子電圧との差ならびに前記蓄電器の端子電圧との比率に基づいて、前記蓄電器に流れる電流が前記電流不連続モードとなるように前記 DC / DC コンバータ部を制御する PWM 制御信号を算出することを特徴とする請求項 13 に記載のモータ駆動装置のエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法。

20

【請求項 15】

前記 DC / DC コンバータ制御部は、充放電制御による充電電流または放電電流が前記蓄電器に前記電流連続モードで流れている場合には、前記充放電制御を一時中断して前記充電電流または前記放電電流が流れていないことを確認した後に、前記蓄電器の端子電圧を演算して検出することを特徴とする請求項 13 に記載のモータ駆動装置のエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法。

【請求項 16】

前記 DC / DC コンバータ制御部は、前記モータが停止中または一定速度で運転中の場合に、予め設定された PWM 制御信号によって前記蓄電器を充電動作または放電動作する指令を前記 DC / DC コンバータ部に加え、前記蓄電器の端子電圧を演算して検出することを特徴とする請求項 10 に記載のモータ駆動装置のエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法。

30

【請求項 17】

前記蓄電器は電気二重層コンデンサまたはアルミ電解コンデンサであることを特徴とする請求項 10 に記載のモータ駆動装置のエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

40

本発明はモータ駆動装置に係り、特に DC / DC コンバータを介して蓄電器とエネルギーの授受を行うことができるモータ駆動装置に関する。

【背景技術】

【0002】

モータ駆動装置における省エネルギー化を図るために、蓄電器にモータ回生時のエネルギーを蓄える充電動作、モータ力行時には蓄えたエネルギーを利用する放電動作を行うシステムが検討されている。この充放電動作は、モータ駆動装置の直流電源部に接続される平滑コンデンサ（アルミ電解コンデンサ）のエネルギー変動が発生するモータの加減速時に行われる（例えば、特許文献 1 参照）。また、モータ駆動装置と蓄電器との間に DC / DC コンバータ装置を備え、モータ力行・回生時のエネルギーを蓄電器へと充放電動作させ

50

るものもある。DC/DCコンバータ装置は、モータ駆動装置と蓄電器との間でエネルギーを双方向に変換し、PWM (Pulse Width Modulation) 制御によりこのエネルギー量を最適に制御する。(例えば、特許文献2参照)。

【0003】

図7は、特許文献2に記載されている電気車制御装置における回生エネルギーを利用するための制御回路の構成を示す図である。同図において、5は平滑コンデンサであり、直流電源1を架線2、パンタグラフ3、リアクトル4を介して直流電源を安定させる。6はインバータであり、平滑コンデンサ5の直流電源を任意の交流電力に変換しモータ7を駆動する。9はDC/DCコンバータであり平滑コンデンサ5と並列に接続されており、リアクトルL1を介して電気二重層コンデンサ10へ、駆動モータ7の力行・回生運転時のエネルギー変動を充放電する。

10

11Aは、コンバータ制御装置であり、DC/DCコンバータ9が充放電するためのPWM信号を出力する。コンバータ制御装置11Aは、速度センサ8から得られる信号V_{el}に基づいて電圧基準出力回路12により基準信号V_{EDLCref}を出力する。次に前記基準信号V_{EDLCref}と電気二重層コンデンサ10の電圧検出値V_{EDLC}の偏差に基づいて、電圧指令出力回路14によりPI制御を行い、電圧指令信号V_{chRef}を作成しPWM信号出力回路15へ入力する。PWM信号出力回路15は、DC/DCコンバータ9へPWM信号を出力する。尚、図7の各符号は特許文献2に記載の符号をそのまま使用している。

【0004】

20

このように従来の電気車制御装置は、DC/DCコンバータに蓄電器である電気二重層コンデンサとその電圧検出回路を備え、検出された電圧値を用いて充放電制御を行っているのである。また電気二重層コンデンサの過電圧、低電圧保護を行っている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特開2004-364462号公報

【特許文献2】特開2006-87299号公報(17頁、図1)

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

30

【0006】

従来の電気二重層コンデンサ(以下EDLCと略す)を利用したモータ駆動装置は、EDLC電圧を検出するための電圧検出回路を備えている。しかしEDLCの静電容量は非常に大きく、充放電動作におけるその電圧変動量は数十 μ V以下となる場合もある。信号増幅器や高分解能A/D変換器を使用した電圧検出回路においても、EDLC電圧の変動量を正確に検出することは困難であるという問題がある。さらに、EDLC正極側からの配線が長くなり、ノイズ対策や絶縁部品等を含めた電圧検出回路のコストが高くなる。一方で、DC/DCコンバータは数十kHzという高い周波数でPWM制御するため、EDLC電圧検出回路を使用した充放電制御では信号の遅れから必要な制御応答が十分に得られず、その結果、充放電する蓄電器エネルギー量を正確に把握し制御することができなくなるという問題もある。

40

【0007】

本発明はこのような問題点に鑑みてなされたものであり、EDLC電圧検出回路を削減し、応答の速い電流検出回路信号を利用しEDLC電圧値を演算にて求めるとともに、充放電制御する蓄電器エネルギー量を正確に把握してエネルギーの有効利用を向上させることができるモータ駆動装置とそのエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0008】

上記問題を解決するため、本発明は、次のような構成および方法としたものである。

50

請求項 1 に記載の発明は、直流電源に並列接続された平滑コンデンサと、前記直流電源の直流電圧を交流電圧に変換しモータを駆動制御するインバータ部と、該インバータ部を制御するインバータ制御部と、前記平滑コンデンサと並列接続された D C / D C コンバータ部と、該 D C / D C コンバータ部を制御する D C / D C コンバータ制御部と、前記 D C / D C コンバータ部によって充放電制御される蓄電器と、該蓄電器に直列接続されたリアクトルと、を備えたモータ駆動装置において、

前記 D C / D C コンバータ部は、前記蓄電器に流れる電流を検出する蓄電器電流検出回路と、前記蓄電器に流れるピーク電流を検出する蓄電器ピーク電流検出回路と、前記平滑コンデンサの端子電圧を検出する主回路直流電圧検出回路とを備え、

前記 D C / D C コンバータ制御部は、前記ピーク電流と前記リアクトルのインダクタンス、または、前記ピーク電流と前記インダクタンスと前記平滑コンデンサの端子電圧より前記蓄電器の端子電圧を演算して検出することを特徴とするものである。

【 0 0 0 9 】

請求項 2 に記載の発明は、請求項 1 に記載のモータ駆動装置において、前記 D C / D C コンバータ制御部は、前記 D C / D C コンバータ部が充電動作中に、前記蓄電器の端子電圧を下式

【数 1】

$$\frac{I_{bpl}}{dt1} = \frac{1}{L} \times (V_{pn} - V_b)$$

ここで、 I_{bpl} ：前記蓄電器に流れるピーク電流

$dt1$ ：充電動作を行う時の前記 D C / D C コンバータ部のオン時間

L ：前記リアクトルのインダクタンス

V_{pn} ：前記平滑コンデンサの端子電圧

V_b ：前記蓄電器の端子電圧

に基づいて演算して検出することを特徴とするものである。

【 0 0 1 0 】

請求項 3 に記載の発明は、請求項 1 に記載のモータ駆動装置において、前記 D C / D C コンバータ制御部は、前記 D C / D C コンバータ部が放電動作中に、前記蓄電器の端子電圧を下式

【数 2】

$$\frac{I_{bp2}}{dt2} = \frac{1}{L} \times (-V_b)$$

ここで、 I_{bp2} ：前記蓄電器に流れるピーク電流

$dt2$ ：放電動作を行う時の前記 D C / D C コンバータ部のオン時間

L ：前記リアクトルのインダクタンス

V_b ：前記蓄電器の端子電圧

に基づいて演算して検出することを特徴とするものである。

【 0 0 1 1 】

請求項 4 に記載の発明は、請求項 1 に記載のモータ駆動装置において、前記 D C / D C コンバータ制御部が、前記平滑コンデンサの端子電圧と前記蓄電器の端子電圧との比較に基づいて、前記蓄電器に流れる電流が電流連続モードまたは電流不連続モードになるのかを判別し、前記電流不連続モードの時に前記蓄電器の端子電圧を演算して検出することを特徴とするものである。

請求項 5 に記載の発明は、請求項 4 に記載のモータ駆動装置において、前記 D C / D C コンバータ制御部が、前記電流連続モードになると判別した場合には、前記平滑コンデンサの端子電圧と前記蓄電器の端子電圧との差ならびに前記蓄電器の端子電圧との比率に基づいて、前記蓄電器に流れる電流が前記電流不連続モードとなるように前記 D C / D C コンバータ部を制御する PWM 制御信号を算出することを特徴とするものである。

請求項 6 に記載の発明は、請求項 4 に記載のモータ駆動装置において、前記 D C / D C コンバータ制御部は、充放電制御による充電電流または放電電流が前記蓄電器に前記電流連続モードで流れている場合には、前記充放電制御を一時中断して前記充電電流または前記放電電流が流れていないことを確認した後に、前記蓄電器の端子電圧を演算して検出することを特徴とするものである。

【 0 0 1 2 】

請求項 7 に記載の発明は、請求項 1 に記載のモータ駆動装置において、前記 D C / D C コンバータ制御部は、前記モータが停止中または一定速度で運転中の場合に、予め設定された P W M 制御信号によって前記蓄電器を充電動作または放電動作する指令を前記 D C / D C コンバータ部に加え、前記蓄電器の端子電圧を演算して検出することを特徴とするものである。

10

請求項 8 に記載の発明は、請求項 1 に記載のモータ駆動装置において、前記 D C / D C コンバータ制御部が、前記平滑コンデンサの端子電圧を一定の電圧に制御する V p n 電圧制御器の出力信号と前記蓄電器の端子電圧の演算による検出値との偏差を増幅する V b 電圧制御器の出力信号により、前記 D C / D C コンバータ部を制御する P W M 制御信号を算出し、前記蓄電器への前記充放電制御を行うことを特徴とするものである。

請求項 9 に記載の発明は、請求項 1 に記載のモータ駆動装置において、前記蓄電器が電気二重層コンデンサまたはアルミ電解コンデンサであることを特徴とするものである。

【 0 0 1 3 】

請求項 1 0 に記載の発明は、直流電源に並列接続された平滑コンデンサと、前記直流電源の直流電圧を交流電圧に変換しモータを駆動制御するインバータ部と、該インバータ部を制御するインバータ制御部と、前記平滑コンデンサと並列接続された D C / D C コンバータ部と、該 D C / D C コンバータ部を制御する D C / D C コンバータ制御部と、前記 D C / D C コンバータ部によって充放電制御される蓄電器と、該蓄電器に直列接続されたリアクトルと、を備えたモータ駆動装置のエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法において、

20

前記 D C / D C コンバータ部は、前記蓄電器に流れる電流を検出する蓄電器電流検出回路と、前記蓄電器に流れるピーク電流を検出する蓄電器ピーク電流検出回路と、前記平滑コンデンサの端子電圧を検出する主回路直流電圧検出回路とを備え、

前記 D C / D C コンバータ制御部は、前記ピーク電流と前記リアクトルのインダクタンス、または、前記ピーク電流と前記インダクタンスと前記平滑コンデンサの端子電圧より前記蓄電器の端子電圧を演算して検出することを特徴とするものである。

30

【 0 0 1 4 】

請求項 1 1 に記載の発明は、請求項 1 0 に記載のモータ駆動装置のエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法において、前記 D C / D C コンバータ制御部は、前記 D C / D C コンバータ部が充電動作中に、前記蓄電器の端子電圧を下式

【数 3】

$$\frac{I_{bpl}}{dtl} = \frac{1}{L} \times (V_{pn} - V_b)$$

40

ここで、 I b p 1 : 前記蓄電器に流れるピーク電流

d t 1 : 充電動作を行う時の前記 D C / D C コンバータ部のオン時間

L : 前記リアクトルのインダクタンス

V p n : 前記平滑コンデンサの端子電圧

V b : 前記蓄電器の端子電圧

に基づいて演算して検出することを特徴とするものである。

【 0 0 1 5 】

請求項 1 2 に記載の発明は、請求項 1 0 に記載のモータ駆動装置のエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法において、前記 D C / D C コンバータ制御部は、前記 D C / D C コンバータ部が放電動作中に、前記蓄電器の端子電圧を下式

50

【数 4】

$$\frac{I_{bp2}}{dt2} = \frac{1}{L} \times (-V_b)$$

ここで、 I_{bp2} ：前記蓄電器に流れるピーク電流

$dt2$ ：放電動作を行う時の前記 DC / DC コンバータ部のオン時間

L ：前記リアクトルのインダクタンス

V_b ：前記蓄電器の端子電圧

に基づいて演算して検出することを特徴とするものである。

【0016】

10

請求項 13 に記載の発明は、請求項 10 に記載のモータ駆動装置のエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法において、前記 DC / DC コンバータ制御部が、前記平滑コンデンサの端子電圧と前記蓄電器の端子電圧との比較に基づいて、前記蓄電器に流れる電流が電流連続モードまたは電流不連続モードになるのかを判別し、前記電流不連続モードの時に前記蓄電器の端子電圧を演算して検出することを特徴とするものである。

請求項 14 に記載の発明は、請求項 13 に記載のモータ駆動装置のエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法において、前記 DC / DC コンバータ制御部が、前記電流連続モードになると判別した場合には、前記平滑コンデンサの端子電圧と前記蓄電器の端子電圧との差ならびに前記蓄電器の端子電圧との比率に基づいて、前記蓄電器に流れる電流が前記電流不連続モードとなるように前記 DC / DC コンバータ部を制御する PWM 制御信号を算出することを特徴とするものである。

20

請求項 15 に記載の発明は、請求項 13 に記載のモータ駆動装置のエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法において、前記 DC / DC コンバータ制御部は、充放電制御による充電電流または放電電流が前記蓄電器に前記電流連続モードで流れている場合には、前記充放電制御を一時中断して前記充電電流または前記放電電流が流れていないことを確認した後に、前記蓄電器の端子電圧を演算して検出することを特徴とするものである。

【0017】

請求項 16 に記載の発明は、請求項 10 に記載のモータ駆動装置のエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法において前記 DC / DC コンバータ制御部は、前記モータが停止中または一定速度で運転中の場合に、予め設定された PWM 制御信号によって前記蓄電器を充電動作または放電動作する指令を前記 DC / DC コンバータ部に加え、前記蓄電器の端子電圧を演算して検出することを特徴とするものである。

30

請求項 17 に記載の発明は、請求項 10 に記載のモータ駆動装置のエネルギー充放電用蓄電器の端子電圧検出方法において、前記蓄電器が電気二重層コンデンサまたはアルミ電解コンデンサであることを特徴とするものである。

【発明の効果】

【0018】

本発明によると、蓄電器に流れる充放電電流を検出する電流検出信号を利用して蓄電器の電圧を求めているので、従来の電圧検出回路を削減でき、さらに高速応答の充放電制御が可能となるので、蓄電器エネルギー量を正確に速く把握することができエネルギーの有効利用をより向上させることができる。

40

【図面の簡単な説明】

【0019】

【図 1】本発明の実施例におけるモータ駆動装置の全体構成を示す図

【図 2】本発明の実施例におけるモータ駆動装置の運転状態を表したタイムチャート

【図 3】図 1 における DC / DC コンバータ部 700 のリアクトル電圧 V_L1 と $E_{DL}C$ 電流 I_b の動作波形を示す図

【図 4】図 1 における DC / DC コンバータ部 700 の充放電動作と V_b 検出動作の関係を示す一覧表

【図 5】図 1 における DC / DC コンバータ部 700 の電流連続モード時における充電動

50

作中のV_b検出動作のタイミングを示す図

【図6】図1におけるDC/DCコンバータ制御部800で実行するV_b検出動作のフローチャート

【図7】従来例の電気車制御装置における回生エネルギーを利用するための制御回路の構成を示す図

【発明を実施するための形態】

【0020】

以下、本発明の実施の形態について図1～図6に基づいて説明する。実際のモータ制御装置には様々な機能や手段が内蔵されているが、図面には本発明に係る機能や手段のみを記載し説明する。

【実施例1】

【0021】

図1は、本発明におけるモータ駆動装置の全体構成を示す図である。同図において、102はダイオード整流器であり、交流電源101の交流電圧を直流電圧に変換する。103は平滑コンデンサであり、整流した直流電圧を平滑してリップル成分を低減し直流電圧をほぼ一定の値に維持する。105はインバータ部であり、インバータ制御部104から出力されるPWM制御信号V_iに基づいて直流電圧を交流電圧に変換しモータ106を駆動制御する。

DC/DCコンバータ部700は、半導体スイッチング素子Q1とQ2を直列接続し、ダイオードD1、D2をそれぞれQ1およびQ2に逆並列接続した回路と、リアクトルL1および蓄電器Bから構成されており、DC/DCコンバータ制御部800から出力されるPWM制御信号V_dに従い電力の流れの向きを制御し充放電動作する。蓄電器BはEDLCであり、その充電動作は、DC/DCコンバータ部700の降圧動作であり蓄電器電流(EDLC電流I_b)が図示する方向へ流れる。逆に放電動作は、DC/DCコンバータ部700の昇圧動作でありEDLC電流I_bが図示する方向と反対方向へ流れる。降圧動作、昇圧動作についての具体的な動作についてはここでは省略する。さらにDC/DCコンバータ部700は、EDLCピーク電流検出回路701、EDLC電流検出回路702、平滑コンデンサ103の直流電圧を検出する主回路直流電圧検出回路703を備え、EDLCピーク電流I_bp、EDLC電流I_b、主回路直流電圧V_pnを検出し、DC/DCコンバータ制御部800へ出力する。

【0022】

以下に、図1に示したDC/DCコンバータ制御部800の各構成要素の動作概要について説明する。810はPWM制御部であり、スイッチ811とPWM制御器812で構成されている。

スイッチ811がX側である場合は、EDLC電圧V_bを検出する動作(以降、「V_b検出動作」と呼ぶ)となる。V_b演算器801には、EDLCピーク電流I_bp、主回路直流電圧V_pnが入力され、EDLC電圧V_bを演算した後、減算器805へ出力する。一方、V_b演算器801はEDLC電圧V_bの検出動作を実行するための制御指令であるV_b検出指令V_cbを出力する。V_b検出指令器802は、V_b検出指令V_cbをPWM電圧制御量であるV_b検出指令器出力V_c0に変換する。スイッチ811により、PWM制御器812にはV_b検出指令器出力V_c0がPWM電圧制御量V_c*として入力され、PWM制御信号V_dをDC/DCコンバータ部700へ出力する。

スイッチ811がY側である場合は、通常の充放電動作となる。

【0023】

次に、通常の充放電動作について以下に説明する。減算器803は主回路直流電圧指令V_pn0と主回路直流電圧V_pnとの偏差を取り、主回路直流電圧制御量V_pn*を出力する。主回路直流電圧制御量V_pn*は、PI制御により構成されたV_pn電圧制御器804に入力される。減算器805は、V_pn電圧制御器804の出力とEDLC電圧V_bの偏差を取り、EDLC直流電圧制御量V_b*を出力する。EDLC電圧V_bはV_b演算器801から出力される。EDLC直流電圧制御量V_b*は、PI制御により構成されたV

10

20

30

40

50

b 電圧制御器 806 に入力され、PWM 電圧制御量である Vb 電圧制御器出力 Vc1 となる。スイッチ 811 により、PWM 制御器 812 には Vb 電圧制御器出力 Vc1 が PWM 電圧制御量 Vc* として入力され、PWM 制御信号 Vd を DC/DC コンバータ部 700 へ出力する。

【0024】

本発明が従来技術と異なる部分は、DC/DC コンバータ部 700 に、EDLC ピーク電流 Ib_p を検出する EDLC ピーク電流検出回路 701 と、DC/DC コンバータ制御部 800 に、蓄電器 B の直流電圧を算出するための Vb 検出指令 Vc_b を算出すると共に、EDLC ピーク電流 Ib_p に基づいて蓄電器 B の端子電圧を演算して検出する Vb 演算器 801 と、Vb 検出指令器 802 の出力信号 Vc₀ と Vb 電圧制御器 806 の出力信号 Vc1 を PWM 制御器 812 の入力信号 Vc* とする手段と、を備えた部分である。

10

【0025】

以下、本発明の実施の形態についてさらに詳細に説明する。

図 2 は、図 1 に示したモータ駆動装置の運転状態を表したタイムチャートである。時間 t_a ~ t_b 期間において、モータ 106 は加速中（力行運転）であるため主回路直流電圧 V_{pn} は減少する。DC/DC コンバータ制御部 800 は、EDLC を放電させて主回路直流電圧 V_{pn} が増加するように制御する。この期間を A 期間とする。

時間 t_c ~ t_d 期間において、モータ 106 は減速中（回生運転）であるため主回路直流電圧 V_{pn} は増加する。DC/DC コンバータ制御部 800 は、EDLC を充電させて主回路直流電圧 V_{pn} が減少するように制御する。この期間を B 期間とする。

20

モータ 106 は時間 0 ~ t_a 期間では停止中であり、また時間 t_b ~ t_c 期間は一定速度運転中である。この期間では、DC/DC コンバータ制御部 800 は充放電制御を行わず、DC/DC コンバータ部 700 は動作停止状態となる。また、本実施例ではモータ 106 の回転速度 N は時間 0 ~ t_d の期間を繰り返す運転パターンであるため、DC/DC コンバータ部 700 は放電動作と充電動作を交互に繰り返す。

【0026】

図 3 (a)、(b) は、図 1 に示した DC/DC コンバータ部 700 のリアクトル電圧 V_{L1} と EDLC 電流 I_b の動作波形を示した図である。主回路直流電圧 V_{pn} = 300 V、EDLC 電圧 V_b = 100 V、PWM 制御信号 V_d のデューティが 50%、すなわち半導体スイッチング素子 Q₁、Q₂ を ON する時間をキャリア周期 T の (1/2) とした時の充電動作 (a) と放電動作 (b) の波形を示したものである。

30

図 3 (a) においては、半導体スイッチング素子 Q₁ を ON すると、リアクトル L₁ には V_{pn} - V_b の電圧がかかり EDLC 電流 I_b は正の向きに一定の割合で増加する。次に半導体スイッチング素子 Q₁ を OFF すると、リアクトル L₁ には -V_b の電圧がかかり EDLC 電流 I_b は一定の割合で減少する。この充電動作中の半導体スイッチング素子 Q₁ が ON したときを起点として時間 t が、t = (キャリア周期 T) の時点において EDLC 電流 I_b ≠ 0 となる電流連続モードになる。

図 3 (b) においては、半導体スイッチング素子 Q₂ を ON すると、リアクトル L₁ には -V_b の電圧がかかり EDLC 電流 I_b は負の向きに一定の割合で増加する。次に半導体スイッチング素子 Q₂ を OFF すると、リアクトル L₁ には V_{pn} - V_b の電圧がかかり EDLC 電流 I_b は一定の割合で減少する。この放電動作中の半導体スイッチング素子 Q₂ が ON したときを起点として時間 t が、t = (キャリア周期 T) の時点において EDLC 電流 I_b = 0 となる電流不連続モードになる。

40

【0027】

上述より、PWM 制御器 812 が出力する PWM 制御信号 V_d のデューティを 50% に設定した場合、EDLC 電圧 V_b ≤ (主回路直流電圧 V_{pn} / 2) であれば、放電動作を実行すると EDLC 電流 I_b は電流不連続モードとなり、充電動作を実行すると EDLC 電流 I_b は電流連続モードとなる。

逆に、EDLC 電圧 V_b > (主回路直流電圧 V_{pn} / 2) であれば、放電動作を実行すると EDLC 電流 I_b は電流連続モードとなり、充電動作を実行すると EDLC 電流 I_b は

50

電流不連続モードとなる。

【0028】

DC/DCコンバータ部700を所定のPWM制御信号Vdにより充放電動作させて、充電動作時のEDLCピーク電流Ibp1、または放電動作時のEDLCピーク電流Ibp2が得られれば、以下に示す式(1)、式(2)よりEDLC電圧Vbを演算することができる。

但し、図3(a)の場合は、EDLCピーク電流Ibp0がEDLCピーク電流Ibp1のように電流不連続モードとなるようにPWM制御信号Vdを変化させる。すなわち、スイッチング素子Q1のON時間tonを、 $t_{on} < T/2$ とする。図3(a)の下側の図に半導体スイッチング素子Q1のON時間tonが $t_{on} = t_1 < T/2$ の場合の $t = t_1$ 時のEDLC電流Ibp1を示す。

これは、EDLCピーク電流Ibpを検出することによって、EDLC電流Ibが電流連続モードで増減することや充放電エネルギーの増減を防ぐためである。式(1)、式(2)のdt1、dt2はスイッチング素子Q1、Q2のON時間であり、キャリア周期TはDC/DCコンバータ制御部800に設定されているため、PWM電圧制御量Vc*を時間換算することで得られる。LはリアクトルL1のインダクタンスである。

【0029】

【数5】

$$\frac{I_{bp1}}{dt1} = \frac{1}{L} \times (V_{pn} - V_b) \quad (1)$$

【0030】

【数6】

$$\frac{I_{bp2}}{dt2} = \frac{1}{L} \times (-V_b) \quad (2)$$

【0031】

EDLCピーク電流IbpおよびEDLC電流Ibの検出は、キャリア周期T毎に最低1回はA/D変換してDC/DCコンバータ制御部800へ出力する。EDLCピーク電流検出回路701は、小容量のコンデンサに信号を入力して、そのピーク値を一定期間保持できるピーク検出回路を使用する。主にスイッチング素子Q1、Q2、D1、D2を保護するために備えられるEDLC電流検出回路を利用すれば、部品点数も少なく、コンデンサと抵抗の組み合わせで容易に設計できる。ピーク値を検出する応答性はコンデンサと抵抗の回路定数によって決まるため、キャリア周期Tに基づいて回路定数を算出する。

【0032】

次に、本発明によるVb検出動作を説明する。通常の充放電動作中には図1におけるPWM制御部810のスイッチ811がY側の状態にあるので、Vb検出動作を実行する時はスイッチ811をX側に切り替える。Vb演算器801は、EDLC電流Ibが電流不連続モードとなるようなVb検出指令VcbをVb検出指令器802に出力する。Vb検出指令器802ではVb検出指令VcbをPWM電圧制御量Vc0に変換してPWM制御部810に出力し、その後PWM制御器812によりPWM制御信号Vdが作成されDC/DCコンバータ部700に出力される。この直後にEDLCピーク電流検出回路701によって検出されたEDLCピーク電流Ibpを用いて、Vb演算器801はEDLC電圧Vbを演算によって検出する。

尚、Vb検出動作は、DC/DCコンバータ部700が充電動作中の時は充電動作によって、また、放電動作中の時は放電動作によって実行される。

【0033】

以下、Vb演算器801によるVb検出動作であるVb検出指令Vcbの算出方法およびEDLC電圧Vbを演算によって検出する方法について説明する。図4は、図1に示したDC/DCコンバータ部700の充放電動作とVb検出動作の関係を示す一覧表である。最初に、充電動作中であるB期間においてのVb検出指令Vcbの算出方法およびEDLC電圧Vbの検出を行うための演算方法を説明する。

EDLC 電圧 $V_b > (主回路直流電圧 V_{pn} / 2)$ の時、 V_b 演算器 801 が PWM 制御信号 V_d デューティを 50% 以下とする V_b 検出指令 V_{cb} を出力すれば、EDLC 電流 I_b は電流不連続モードとなる。従って、例えば PWM 制御信号 V_d デューティが 40% となるように V_b 検出指令 V_{cb} を算出する。 V_b 演算器 801 は、式 (1) から EDLC 電圧 V_b を演算して検出する。

EDLC 電圧 $V_b \leq (主回路直流電圧 V_{pn} / 2)$ の時は、EDLC 電流 I_b は PWM 制御信号 V_d デューティが 50% で電流連続モードとなる。

本発明においては EDLC 電流 I_b を電流不連続モードとするために、図 3 (a) の下側の図に示すスイッチング素子 Q1 の ON 時間 t_{on} を $t_{on} = t_1$ と設定し、PWM 制御信号 V_d デューティが 50% 以下となるように V_b 検出指令 V_{cb} を算出する必要がある。この時、リアクトル L1 にかかる電圧が増加するほど、PWM 制御信号 V_d デューティを減少させなければ EDLC 電流 I_b は電流不連続モードとならないため、 V_b 検出指令 V_{cb} を式 (3) によって求める。例えば、主回路直流電圧 $V_{pn} = 300V$ 、EDLC 電圧 $V_b = 100V$ 、キャリア周期 $T = 100 \mu sec$ 時、式 (3) より PWM 制御信号 V_d デューティは 25% となる。 V_b 演算器 801 は、式 (1) から EDLC 電圧 V_b を演算して検出する。

【0034】

【数 7】

$$V_{cb1} = \frac{T}{2} \times \frac{V_b}{(V_{pn} - V_b)} \quad (3)$$

但し、 $V_b \leq V_{pn} / 2$

【0035】

放電動作中の A 期間においては、前述した B 期間と対照的に考えることができる。この場合は次のように算出すればよい。

EDLC 電圧 $V_b \leq (主回路直流電圧 V_{pn} / 2)$ の時、例えば PWM 制御信号 V_d デューティが 40% となるように V_b 検出指令 V_{cb} を算出する。 V_b 演算器 801 は、式 (2) から EDLC 電圧 V_b を演算して検出する。

EDLC 電圧 $V_b > (主回路直流電圧 V_{pn} / 2)$ の時は、リアクトル L1 にかかる電圧が増加するほど、PWM 制御信号 V_d デューティを減少させなければ EDLC 電流 I_b は電流不連続モードとならないため、 V_b 検出指令 V_{cb} を式 (4) によって求める。 V_b 演算器 801 は、式 (2) から EDLC 電圧 V_b を演算して検出する。

【0036】

【数 8】

$$V_{cb2} = \frac{T}{2} \times \frac{(V_{pn} - V_b)}{V_b} \quad (4)$$

但し、 $V_b > V_{pn} / 2$

【0037】

図 5 は、図 1 に示した DC / DC コンバータ部 700 の電流連続モード時における充電動作中の V_b 検出動作のタイミングを示したものである。充電動作中において、リアクトル電圧 V_{L1} が EDLC 電圧 V_b よりも大きい時や PWM 制御信号 V_d デューティが大きい時は、EDLC 電流 I_b が電流連続モードとなる場合がある。 V_b 検出動作を開始する段階において、EDLC 電流 $I_b = 0$ である電流不連続モードであれば直ちに V_b 検出動作を実行する。しかし、EDLC 電流 $I_b \neq 0$ の電流連続モードであれば、DC / DC コンバータ部 700 の充電動作を一時中断してリアクトル L1 が EDLC へのエネルギー放出を完了し、EDLC 電流 $I_b = 0$ になったことを確認した後に V_b 検出動作を実行しなければならない。

V_b 検出動作は、演算して求められた PWM 制御信号 V_d を 1 パルス出力して EDLC ピ

ーク電流 I_{bp} を検出するため、充電動作中に割り込む形で実行される。次のキャリア周期 T 以降では通常の充電動作を再開する。DC/DCコンバータ制御部 800 の PWM 制御部 810 は、EDLC 電流 I_b を常に監視して、EDLC 電流 I_b が電流不連続モードであるか電流連続モードであるかを判別している。

尚、上述した内容は、DC/DCコンバータ部 700 が放電動作中で、図 5 の EDLC 電流 I_b が負となる場合も同じである。

【0038】

EDLC の静電容量は電解コンデンサ等のそれに比べ非常に大きく、EDLC 電圧 V_b はほぼ一定で変化が少ない。従って、DC/DCコンバータ制御部 800 における V_b 検出動作は、速いスキャン時間で実行する必要はない。 V_b 検出動作を速いスキャン時間で実行すると通常の充放電動作に割り込む回数が多くなり、特に EDLC 電流 I_b が電流連続モードの場合においては、充放電動作を中断しなければならないために EDLC へのエネルギー授受が遅れてしまう。EDLC 電圧 V_b の変化量が少ないほど、 V_b 検出動作は遅く実行しても構わない。また通常の充放電動作は、主回路直流電圧 V_{pn} の変化量に合わせてスキャン時間を決める必要がある。

本発明の実施例では、PWM 制御部 810 のスキャン時間は $100\ \mu\text{sec}$ の高速スキャン、 V_b 検出指令器 802 が V_b 検出指令出力 V_{c0} を演算するスキャン時間は $2\ \text{msec}$ の低速スキャンとしている。通常の充放電動作である V_b 電圧制御器 806 が V_b 電圧制御器出力 V_{c1} を演算するスキャン時間も $2\ \text{msec}$ の低速スキャンである。

【0039】

図 6 は、図 1 に示した DC/DCコンバータ制御部 800 で実行する V_b 検出動作のフローチャートである。 V_b 検出動作において、DC/DCコンバータ部 700 への PWM 制御信号 V_d の出力は、図 2 に示す A 期間および B 期間である充放電動作中に PWM 制御部 810 の高速スキャンで実行されている (S0)。

V_b 検出指令器出力 V_{c0} が低速スキャンで更新された場合または電流連続モードフラグ $fg = 1$ となっている場合に、PWM 制御信号 V_d の作成が開始される (S1)。それ以外は、PWM 電圧制御量 V_{c*} に V_b 電圧制御器出力 V_{c1} が代入され通常の充放電動作処理を実行している (S6~S9)。

先ず初めに、PWM 電圧制御量 V_{c*} に V_b 検出指令器出力 V_{c0} が代入される (S2)。次に EDLC 電流 $I_b \neq 0$ である電流連続モードであるか、または EDLC 電流 $I_b = 0$ である電流不連続モードであるか、が判定される (S3)。

EDLC 電流 $I_b \neq 0$ の場合は、PWM 制御信号 $V_d = 0$ 、電流連続モードフラグ $fg = 1$ とし (S4)、充放電動作を一時中断させるようにして本処理を終了する (S9)。この処理は、EDLC 電流 $I_b = 0$ となるまで PWM 制御信号 $V_d = 0$ の状態を維持し続けるので、DC/DCコンバータ部 700 は充放電動作停止状態となる。

EDLC 電流 $I_b = 0$ の場合は、電流連続モードフラグ $fg = 0$ とし (S5)、PWM 演算が実行され (S7)、 V_b 検出動作に必要な PWM 制御信号 V_d が決定される。

【0040】

図 2 に示す $t = 0$ の時点で、モータ駆動装置の運転を開始する時には、DC/DCコンバータ部 700 が充放電動作を開始できるように、最初に V_b 検出動作を実行して EDLC 電圧 V_b を把握する必要がある。例えば EDLC の放電動作を行うことで V_b 検出動作を実行し、 V_b 演算器 801 が PWM 制御信号 V_d デューティを 30% とする V_b 検出指令 V_{cb} を出力すれば、EDLC 電圧 V_b を検出することができる。この場合は、図 3 (b) の放電動作に示すキャリア周期 T 期間が終了した時点において、EDLC 電流 $I_b = 0$ となる電流不連続モードでなくてもよい。但し、十分な遅延時間を設けて EDLC 電流 $I_b = 0$ になったことを確認してモータ駆動装置の運転を開始する必要がある。以上のシーケンスを実行するように DC/DCコンバータ制御部 800 へ予めプログラムすればよい。

【0041】

上述の実施の形態では、DC/DCコンバータ部 700 が充放電動作中の時に V_b 検出動

10

20

30

40

50

作を実行しE D L Cを充放電制御することの説明を行ったが、充放電動作中以外の時にもV b検出動作は実行可能である。E D L Cの充放電動作が行われてない場合は、必ずE D L C電流I b = 0である電流不連続モードであるから、直ちにV b検出動作を行うことができる。従って、モータ駆動装置が稼動している時は、常にE D L C電圧V bを演算によって検出することができ、その電圧値をチェックすることでE D L Cの過電圧および低電圧保護を行うことも可能である。

さらに、上述の実施の形態において、蓄電器Bにはアルミ電解コンデンサを複数個使用し、並列接続することで静電容量を大きくした場合にも適用される。

【産業上の利用可能性】

【0042】

10

本発明では、平滑コンデンサに接続されて供給される直流電力として、商用の交流電源をダイオード整流器で整流して得られる直流電力の場合で説明したが、この他にも、エンジン発電装置や風力発電装置等から得られる直流電力、および鉛蓄電池やE D L C等の蓄電器から得られる直流電力が供給される用途のモータ駆動装置への適用が可能である。

また、D C / D Cコンバータ部とその制御部を一体としてモータ駆動装置とは独立させて、D C / D Cコンバータ制御装置として利用することにより、蓄電器から他の蓄電器に充放電しエネルギーの授受を行うことができるので、搬送台車やフォークリフト等の移動体装置への充放電装置という用途にも適用できる。

【符号の説明】

【0043】

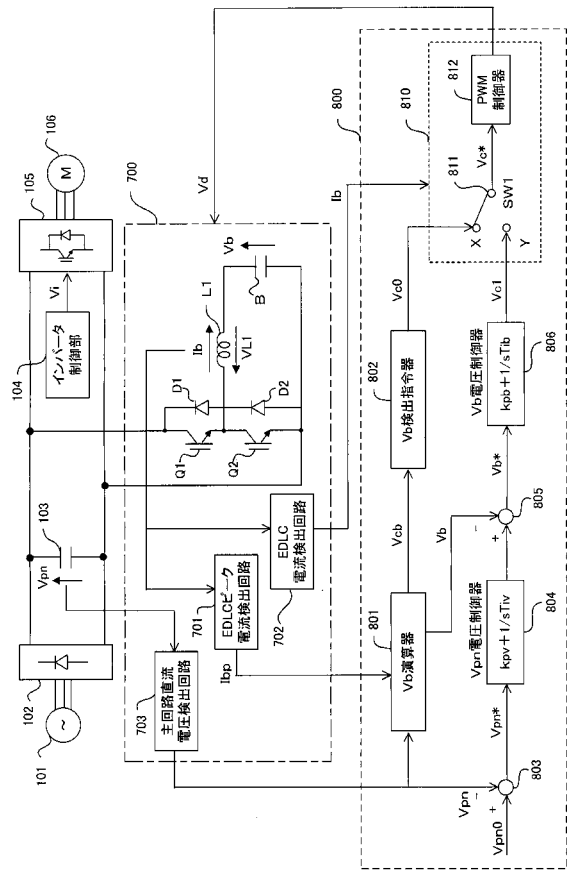
20

- 101 交流電源
- 102 ダイオード整流器
- 103 平滑コンデンサ
- 104 インバータ制御部
- 105 インバータ部
- 106 モータ
- 700 D C / D Cコンバータ部
- 701 E D L Cピーク電流検出回路
- 702 E D L C電流検出回路
- 703 主回路直流電圧検出回路
- 800 D C / D Cコンバータ制御部
- 801 V b演算器
- 802 V b検出指令器
- 803 805 減算器
- 804 V p n電圧制御器
- 806 V b電圧制御器
- 810 PWM制御部
- 811 スイッチ
- 812 PWM制御器
- L1 リアクトル
- B 蓄電器 (E D L C)
- Q1、Q2 半導体スイッチング素子
- D1、D2 ダイオード

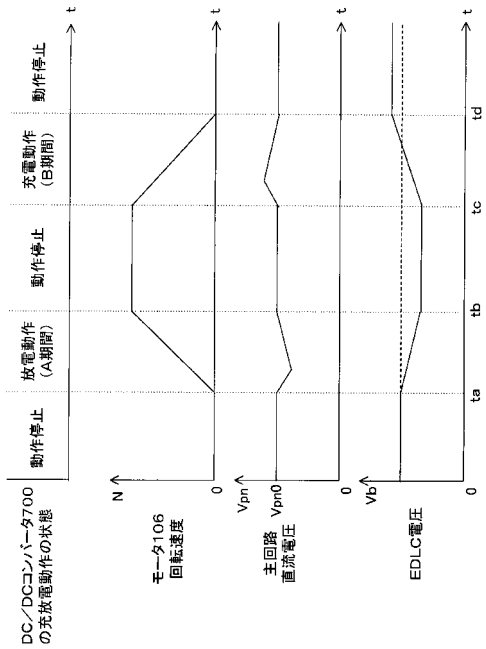
30

40

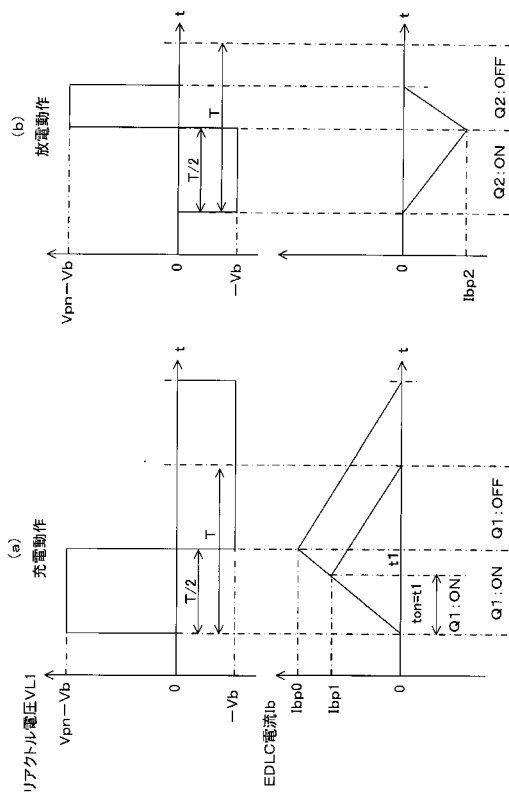
【図 1】



【図 2】



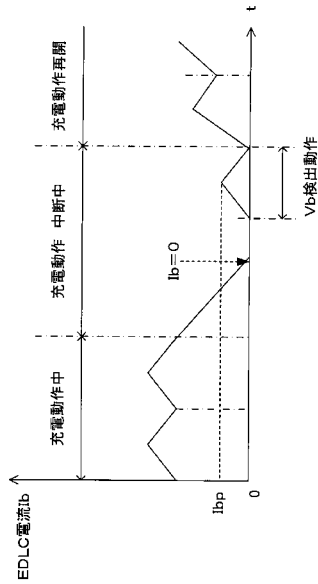
【図 3】



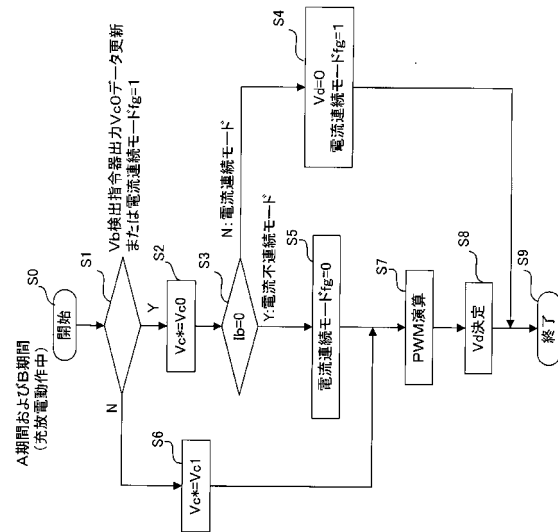
【図 4】

DC/DCコンバータ700の充放電動作		放電動作中 (A期間)	充電動作中 (B期間)
$V_b \leq (V_{pn}/2)$	Vb 検出指令 Vcb 算出式	所定の値 ($V_d \leq 50\%$)	(3) 式
	EDLC 電圧 Vb 演算式	(2) 式	(1) 式
$V_b > (V_{pn}/2)$	Vb 検出指令 Vcb 算出式	(4) 式	所定の値 ($V_d \leq 50\%$)
	EDLC 電圧 Vb 演算式	(2) 式	(1) 式

【図5】



【図6】



【図7】

