

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-201439

(P2004-201439A)

(43) 公開日 平成16年7月15日(2004.7.15)

(51) Int.Cl.⁷

H02M 7/48

F I

H02M 7/48

L

テーマコード (参考)

5H007

H02M 7/48

J

H02M 7/48

K

審査請求 未請求 請求項の数 55 O L (全 42 頁)

(21) 出願番号 特願2002-368378 (P2002-368378)

(22) 出願日 平成14年12月19日 (2002.12.19)

(71) 出願人 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 100112715

弁理士 松山 隆夫

(74) 代理人 100112852

弁理士 武藤 正

(72) 発明者 原 浩二

愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

最終頁に続く

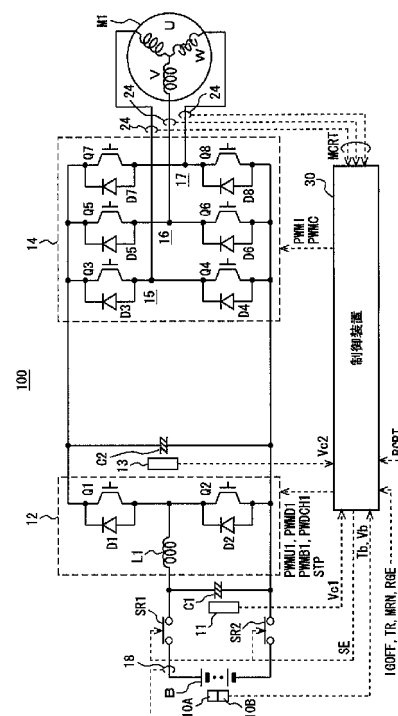
(54) 【発明の名称】 電圧変換システム、残留電荷消費方法および残留電荷の消費をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体

(57) 【要約】

【課題】 放電抵抗を介さずに残留電荷を消費可能な電圧変換システムを提供する。

【解決手段】 制御装置30は、信号PWMB1を生成して昇圧コンバータ12へ出力する。昇圧コンバータ12は、信号PWMB1に応じて、コンデンサC2に蓄積された電力を直流電源Bにチャージバックする。そして、電流センサー18からの直流電流BCRTが所定値よりも小さくなると、システムリレーSR1、SR2がオフされ、制御装置30は、信号PWDCH1を生成して昇圧コンバータ12へ出力する。そして、NPNトランジスタQ1、Q2は、信号PWDCH1に応じてオン/オフされ、コンデンサC1の残留電荷が昇圧コンバータ12による昇圧動作によって消費され、コンデンサC2の残留電荷が昇圧コンバータ12による降圧動作によって消費される。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

電源と、
インバータと、
前記電源と前記インバータとの間に接続される電圧変換器と、
前記電圧変換器の前記電源側に挿入された第 1 のコンデンサと、
前記電圧変換器の前記インバータ側に挿入された第 2 のコンデンサと、
停止信号に応じて、前記第 1 のコンデンサの残留電荷および前記第 2 のコンデンサの残留電荷を消費するように、前記電圧変換器を制御する制御手段とを備える電圧変換システム。

10

【請求項 2】

前記制御手段は、前記第 1 のコンデンサの残留電荷を前記電圧変換器による昇圧動作によって消費し、前記第 2 のコンデンサの残留電荷を前記電圧変換器による降圧動作によって消費するように、前記電圧変換器を制御する、請求項 1 に記載の電圧変換システム。

【請求項 3】

前記制御手段は、前記昇圧動作および前記降圧動作を、所定時間の間、交互に繰り返すように前記電圧変換器を制御する、請求項 2 に記載の電圧変換システム。

【請求項 4】

前記制御手段は、前記第 1 のコンデンサの第 1 の電圧、または前記第 2 のコンデンサの第 2 の電圧が前記電源の電圧以下であるとき、前記第 1 および第 2 のコンデンサの残留電荷を消費するように前記電圧変換器を制御する、請求項 1 から請求項 3 のいずれか 1 項に記載の電圧変換システム。

20

【請求項 5】

前記電圧変換器は、
前記第 1 のコンデンサ側に配置され、第 1 および第 2 のスイッチング素子を含む第 1 のアームと、
前記第 2 のコンデンサ側に配置され、第 3 および第 4 のスイッチング素子を含む第 2 のアームと、
一方端が前記第 1 のスイッチング素子と前記第 2 のスイッチング素子との中間点に接続され、他方端が前記第 3 のスイッチング素子と前記第 4 のスイッチング素子との中間点に接続されたリアクトルとを含み、
前記制御手段は、前記昇圧動作および前記降圧動作を交互に行なうように前記第 1 から第 4 のスイッチング素子をスイッチング制御する、請求項 2 または請求項 3 に記載の電圧変換システム。

30

【請求項 6】

前記制御手段は、前記第 1 のコンデンサの第 1 の電圧、または前記第 2 のコンデンサの第 2 の電圧の低下に伴い、キャリア周波数を低くして前記第 1 および第 4 のスイッチング素子をスイッチング制御する、請求項 5 に記載の電圧変換システム。

【請求項 7】

前記制御手段は、前記第 1 の電圧または前記第 2 の電圧に対応するキャリア周波数により前記第 1 および第 4 のスイッチング素子をスイッチング制御する、請求項 6 に記載の電圧変換システム。

40

【請求項 8】

前記第 1 の電圧を検出する第 1 の電圧センサーと、
前記第 2 の電圧を検出する第 2 の電圧センサーとをさらに備え、
前記制御手段は、前記第 1 の電圧または前記第 2 の電圧と前記キャリア周波数との関係をマップとして保持しており、前記第 1 の電圧センサーから受けた第 1 の電圧、または前記第 2 の電圧センサーから受けた第 2 の電圧に対応してキャリア周波数を前記マップを参照して抽出し、その抽出したキャリア周波数により前記第 1 および第 4 のスイッチング素子をスイッチング制御する、請求項 7 に記載の電圧変換システム。

50

【請求項 9】

前記制御手段は、通常動作時の駆動電圧よりも低い駆動電圧を用いて前記第 1 から前記第 4 のスイッチング素子をスイッチング制御する、請求項 5 に記載の電圧変換システム。

【請求項 10】

前記制御手段は、通常動作時のキャリア周波数よりも低いキャリア周波数により前記第 1 および第 4 のスイッチング素子をスイッチング制御する、請求項 9 に記載の電圧変換システム。

【請求項 11】

前記第 1 のコンデンサの第 1 の電圧、または前記第 2 のコンデンサの第 2 の電圧の低下に伴い、前記リアクトルのインダクタンスを小さくするインダクタンス変更手段をさらに備える、請求項 5 に記載の電圧変換システム。 10

【請求項 12】

前記インダクタンス変更手段は、前記第 1 の電圧または前記第 2 の電圧の低下に伴い、前記リアクトルのコイルの巻き数を減少する、請求項 11 に記載の電圧変換システム。

【請求項 13】

前記インダクタンス変更手段は、前記コイルの巻き数を前記第 1 の電圧または前記第 2 の電圧に対応した巻き数に変更する、請求項 12 に記載の電圧変換システム。

【請求項 14】

前記制御手段は、キャリア周波数を高くして前記第 1 から第 4 のスイッチング素子をスイッチング制御する、請求項 13 に記載の電圧変換システム。 20

【請求項 15】

前記電圧変換器は、
前記第 2 のコンデンサ側に配置され、第 1 および第 2 のスイッチング素子を含むアームと、
一方端が前記第 1 のコンデンサの正極に接続され、他方端が前記第 1 のスイッチング素子と前記第 2 のスイッチング素子との中間点に接続されたリアクトルとを含み、
前記制御手段は、前記昇圧動作および前記降圧動作を交互に行なうように前記第 1 および第 2 のスイッチング素子を制御する、請求項 2 または請求項 3 に記載の電圧変換システム。

【請求項 16】

前記制御手段は、前記第 1 のコンデンサの第 1 の電圧、または前記第 2 のコンデンサの第 2 の電圧の低下に伴い、キャリア周波数を低くして前記第 1 および第 2 のスイッチング素子をスイッチング制御する、請求項 15 に記載の電圧変換システム。 30

【請求項 17】

前記制御手段は、前記第 1 の電圧または前記第 2 の電圧に対応するキャリア周波数により前記第 1 および第 2 のスイッチング素子をスイッチング制御する、請求項 16 に記載の電圧変換システム。

【請求項 18】

前記第 1 の電圧を検出する第 1 の電圧センサーと、
前記第 2 の電圧を検出する第 2 の電圧センサーとをさらに備え、
前記制御手段は、前記第 1 の電圧または前記第 2 の電圧と前記キャリア周波数との関係をマップとして保持しており、前記第 1 の電圧センサーから受けた第 1 の電圧、または前記第 2 の電圧センサーから受けた第 2 の電圧に対応してキャリア周波数を前記マップを参照して抽出し、その抽出したキャリア周波数により前記第 1 および第 2 のスイッチング素子をスイッチング制御する、請求項 17 に記載の電圧変換システム。 40

【請求項 19】

前記制御手段は、通常動作時の駆動電圧よりも低い駆動電圧を用いて前記第 1 および第 2 のスイッチング素子を制御する、請求項 15 に記載の電圧変換システム。

【請求項 20】

前記制御手段は、通常動作時のキャリア周波数よりも低いキャリア周波数により前記第 1 50

および第 2 のスイッチング素子をスイッチング制御する、請求項 19 に記載の電圧変換システム。

【請求項 21】

前記第 1 のコンデンサの第 1 の電圧、または前記第 2 のコンデンサの第 2 の電圧の低下に伴い、前記リアクトルのインダクタンスを減少するインダクタンス変更手段をさらに備える、請求項 15 に記載の電圧変換システム。

【請求項 22】

前記インダクタンス変更手段は、前記第 1 の電圧または前記第 2 の電圧の低下に伴い、前記リアクトルのコイルの巻き数を減少する、請求項 21 に記載の電圧変換システム。

【請求項 23】

前記インダクタンス変更手段は、前記コイルの巻き数を前記第 1 の電圧または前記第 2 の電圧に対応した巻き数に変更する、請求項 22 に記載の電圧変換システム。

【請求項 24】

前記制御手段は、キャリア周波数を高くして前記第 1 および第 2 のスイッチング素子をスイッチング制御する、請求項 23 に記載の電圧変換システム。

【請求項 25】

前記電圧変換器は、双方向の昇降圧コンバータである、請求項 2 または請求項 4 に記載の電圧変換システム。

【請求項 26】

前記制御手段は、前記電源への電気経路が遮断されると、前記昇圧動作および前記降圧動作を交互に行なうように前記電圧変換器を制御する、請求項 2 または請求項 4 に記載の電圧変換システム。

【請求項 27】

前記制御手段は、前記電源を切離した後、前記第 1 のコンデンサの残留電荷および前記第 2 のコンデンサの残留電荷を消費するように前記電圧変換器を制御する、請求項 1 または請求項 2 に記載の電圧変換システム。

【請求項 28】

電圧変換器の入力側に設けられた第 1 のコンデンサおよび前記電圧変換器の出力側に設けられた第 2 のコンデンサの残留電荷を消費する残留電荷消費方法であって、

前記第 1 のコンデンサの残留電荷を前記電圧変換器による昇圧動作により消費する第 1 のステップと、

前記第 2 のコンデンサの残留電荷を前記電圧変換器による降圧動作により消費する第 2 のステップと、

前記昇圧動作と前記降圧動作とを、所定の時間、交互に繰返す第 3 のステップとを含む、残留電荷消費方法。

【請求項 29】

前記電圧変換器は、

前記第 1 のコンデンサ側に配置され、第 1 および第 2 のスイッチング素子を含む第 1 のアームと、

前記第 2 のコンデンサ側に配置され、第 3 および第 4 のスイッチング素子を含む第 2 のアームと、

一方端が前記第 1 のスイッチング素子と前記第 2 のスイッチング素子との中間点に接続され、他方端が前記第 3 のスイッチング素子と前記第 4 のスイッチング素子との中間点に接続されたりアクトルとを含み、

前記第 1 のステップにおいて、前記第 2 および第 3 のスイッチング素子はオフされ、前記第 1 および第 4 のスイッチング素子はオンされ、

前記第 2 のステップにおいて、前記第 1 および第 4 のスイッチング素子はオフされ、前記第 2 および第 3 のスイッチング素子はオンされる、請求項 28 に記載の残留電荷消費方法。

【請求項 30】

10

20

30

40

50

前記第 1 から第 4 のスイッチング素子は、前記第 1 のコンデンサの第 1 の電圧、または前記第 2 のコンデンサの第 2 の電圧の低下に伴い、キャリア周波数を低くしてスイッチング制御される、請求項 29 に記載の残留電荷消費方法。

【請求項 31】

前記第 1 から第 4 のスイッチング素子は、通常動作時の駆動電圧よりも低い駆動電圧によりスイッチング制御される、請求項 29 に記載の残留電荷消費方法。

【請求項 32】

前記第 1 から第 4 のスイッチング素子は、前記第 1 のコンデンサの第 1 の電圧、または前記第 2 のコンデンサの第 2 の電圧の低下に伴い、キャリア周波数を低くしてスイッチング制御される、請求項 31 に記載の残留電荷消費方法。

10

【請求項 33】

前記第 1 および第 2 のステップにおいて、前記第 1 のコンデンサの第 1 の電圧、または前記第 2 のコンデンサの第 2 の電圧の低下に伴い、前記リアクトルのインダクタンスは減少される、請求項 29 に記載の残留電荷消費方法。

【請求項 34】

前記第 1 から第 4 のスイッチング素子は、キャリア周波数を高くしてスイッチング制御される、請求項 33 に記載の残留電荷消費方法。

【請求項 35】

前記電圧変換器は、

前記第 2 のコンデンサ側に配置され、第 1 および第 2 のスイッチング素子を含むアームと

20

、一方端が前記第 1 のコンデンサの正極に接続され、他方端が前記第 1 のスイッチング素子と前記第 2 のスイッチング素子との中間点に接続されたリアクトルとを含み、

前記第 1 のステップにおいて、前記第 1 のスイッチング素子はオフされ、前記第 2 のスイッチング素子はオンされ、

前記第 2 のステップにおいて、前記第 1 のスイッチング素子はオンされ、前記第 2 のスイッチング素子はオフされる、請求項 28 に記載の残留電荷消費方法。

【請求項 36】

前記第 1 および第 2 のスイッチング素子は、前記第 1 のコンデンサの第 1 の電圧、または前記第 2 のコンデンサの第 2 の電圧の低下に伴い、キャリア周波数を低くしてスイッチング制御される、請求項 35 に記載の残留電荷消費方法。

30

【請求項 37】

前記第 1 および第 2 のスイッチング素子は、通常動作時の駆動電圧よりも低い駆動電圧によりスイッチング制御される、請求項 35 に記載の残留電荷消費方法。

【請求項 38】

前記第 1 および第 2 のスイッチング素子は、前記第 1 のコンデンサの第 1 の電圧、または前記第 2 のコンデンサの第 2 の電圧の低下に伴い、さらに、キャリア周波数を低くしてスイッチング制御される、請求項 37 に記載の残留電荷消費方法。

【請求項 39】

前記第 1 および第 2 のステップにおいて、前記第 1 のコンデンサの第 1 の電圧、または前記第 2 のコンデンサの第 2 の電圧の低下に伴い、前記リアクトルのインダクタンスは減少される、請求項 35 に記載の残留電荷消費方法。

40

【請求項 40】

前記第 1 および第 2 のスイッチング素子は、キャリア周波数を高くしてスイッチング制御される、請求項 39 に記載の残留電荷消費方法。

【請求項 41】

前記第 1、第 2 および第 3 のステップが実行される前に、前記第 1 のコンデンサを介して前記電圧変換器に直流電圧を供給する電源を切離す第 4 のステップをさらに含む、請求項 28 に記載の残留電荷消費方法。

【請求項 42】

50

電圧変換器の入力側に設けられた第1のコンデンサおよび前記電圧変換器の出力側に設けられた第2のコンデンサの残留電荷の消費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り可能な記録媒体であって、

前記第1のコンデンサの残留電荷を前記電圧変換器による昇圧動作により消費する第1のステップと、

前記第2のコンデンサの残留電荷を前記電圧変換器による降圧動作により消費する第2のステップと、

前記昇圧動作と前記降圧動作とを、所定の時間、交互に繰返す第3のステップと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り可能な記録媒体。

【請求項43】

前記電圧変換器は、

前記第1のコンデンサ側に配置され、第1および第2のスイッチング素子を含む第1のアームと、

前記第2のコンデンサ側に配置され、第3および第4のスイッチング素子を含む第2のアームと、

一方端が前記第1のスイッチング素子と前記第2のスイッチング素子との中間点に接続され、他方端が前記第3のスイッチング素子と前記第4のスイッチング素子との中間点に接続されたりアクトルとを含み、

前記第1のステップにおいて、前記第2および第3のスイッチング素子はオフされ、前記第1および第4のスイッチング素子はオンされ、

前記第2のステップにおいて、前記第1および第4のスイッチング素子はオフされ、前記第2および第3のスイッチング素子はオンされる、請求項42に記載の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り可能な記録媒体。

【請求項44】

前記第1から第4のスイッチング素子は、前記第1のコンデンサの第1の電圧、または前記第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、キャリア周波数を低くしてスイッチング制御される、請求項43に記載の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り可能な記録媒体。

【請求項45】

前記第1から第4のスイッチング素子は、通常動作時の駆動電圧よりも低い駆動電圧によりスイッチング制御される、請求項43に記載の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り可能な記録媒体。

【請求項46】

前記第1から第4のスイッチング素子は、前記第1のコンデンサの第1の電圧、または前記第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、さらに、キャリア周波数を低くしてスイッチング制御される、請求項45に記載の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り可能な記録媒体。

【請求項47】

前記第1および第2のステップにおいて、前記第1のコンデンサの第1の電圧、または前記第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、前記リアクトルのインダクタンスは減少される、請求項43に記載の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り可能な記録媒体。

【請求項48】

前記第1から第4のスイッチング素子は、キャリア周波数を高くしてスイッチング制御される、請求項47に記載の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り可能な記録媒体。

【請求項49】

前記電圧変換器は、

前記第2のコンデンサ側に配置され、第1および第2のスイッチング素子を含むアームと、

10

20

30

40

50

一方端が前記第 1 のコンデンサの正極に接続され、他方端が前記第 1 のスイッチング素子と前記第 2 のスイッチング素子との中間点に接続されたリアクトルとを含み、
前記第 1 のステップにおいて、前記第 1 のスイッチング素子はオフされ、前記第 2 のスイッチング素子はオンされ、
前記第 2 のステップにおいて、前記第 1 のスイッチング素子はオンされ、前記第 2 のスイッチング素子はオフされる、請求項 4 2 に記載の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り可能な記録媒体。

【請求項 5 0】

前記第 1 および第 2 のスイッチング素子は、前記第 1 のコンデンサの第 1 の電圧、または前記第 2 のコンデンサの第 2 の電圧の低下に伴い、キャリア周波数を低くしてスイッチング制御される、請求項 4 9 に記載の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り可能な記録媒体。 10

【請求項 5 1】

前記第 1 および第 2 のスイッチング素子は、通常動作時の駆動電圧よりも低い駆動電圧によりスイッチング制御される、請求項 4 9 に記載の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り可能な記録媒体。

【請求項 5 2】

前記第 1 および第 2 のスイッチング素子は、前記第 1 のコンデンサの第 1 の電圧、または前記第 2 のコンデンサの第 2 の電圧の低下に伴い、さらに、キャリア周波数を低くしてスイッチング制御される、請求項 5 1 に記載の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り可能な記録媒体。 20

【請求項 5 3】

前記第 1 および第 2 のステップにおいて、前記第 1 のコンデンサの第 1 の電圧、または前記第 2 のコンデンサの第 2 の電圧の低下に伴い、前記リアクトルのインダクタンスは減少される、請求項 4 9 に記載の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り可能な記録媒体。

【請求項 5 4】

前記第 1 および第 2 のスイッチング素子は、キャリア周波数を高くしてスイッチング制御される、請求項 5 3 に記載の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り可能な記録媒体。 30

【請求項 5 5】

前記第 1、第 2 および第 3 のステップを実行させる前に、前記第 1 のコンデンサを介して前記電圧変換器に直流電圧を供給する電源を切離す第 4 のステップをさらにコンピュータに実行させる、請求項 4 2 に記載の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り可能な記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、コンデンサの残留電荷を消費可能な電圧変換システム、残留電荷消費方法および残留電荷の消費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り可能な記録媒体に関するものである。 40

【0002】

【従来の技術】

最近、環境に配慮した自動車としてハイブリッド自動車 (Hybrid Vehicle) および電気自動車 (Electric Vehicle) が大きな注目を集めている。そして、ハイブリッド自動車は、一部、実用化されている。

【0003】

このハイブリッド自動車は、従来のエンジンに加え、直流電源とインバータとインバータによって駆動されるモータとを動力源とする自動車である。つまり、エンジンを駆動することにより動力源を得るとともに、直流電源からの直流電圧をインバータによって交流電 50

圧に変換し、その変換した交流電圧によりモータを回転することによって動力源を得るものである。また、電気自動車は、直流電源とインバータとインバータによって駆動されるモータとを動力源とする自動車である。

【0004】

このようなハイブリッド自動車または電気自動車は、たとえば、図25に示すようなモータ駆動装置300を搭載している。図25を参照して、モータ駆動装置300は、直流電源Bと、システムリレーSRと、コンデンサ309、320と、昇圧コンバータ310と、インバータ330とを備える。

【0005】

昇圧コンバータ310は、リアクトル311と、NPNトランジスタ312、313と、ダイオード314、315とを含む。 10

【0006】

NPNトランジスタ312、313は、インバータ330の電源ラインとアースラインとの間に直列に接続される。NPNトランジスタ312は、コレクタが電源ラインに接続され、エミッタがNPNトランジスタ313のコレクタに接続される。NPNトランジスタ313のエミッタは、アースラインに接続される。

【0007】

ダイオード314、315は、NPNトランジスタのエミッタ側からコレクタ側へ電流が流れるようにそれぞれNPNトランジスタ312、313に並列に接続される。

【0008】

リアクトル311は、その一方端が直流電源Bの電源ラインに接続され、他方端がNPNトランジスタ312とNPNトランジスタ313との中間点に接続される。 20

【0009】

直流電源Bは、直流電圧を出力する。システムリレーSRは、制御装置（図示せず）からの制御信号によってオンされると、直流電源Bから出力された直流電圧を昇圧コンバータ12へ供給する。コンデンサ309は、直流電源Bから出力された直流電圧を平滑化する。昇圧コンバータ310は、制御装置（図示せず）によってNPNトランジスタ312、313がオン／オフされ、直流電源Bから供給された直流電圧を昇圧して出力電圧をインバータ330に供給する。また、昇圧コンバータ310は、モータ駆動装置300が搭載されたハイブリッド自動車または電気自動車の回生制動時、交流モータM1によって発電され、インバータ330によって変換された直流電圧を降圧して直流電源Bへ供給する。コンデンサ320は、昇圧コンバータ310から供給された直流電圧を平滑化する。 30

【0010】

インバータ330は、昇圧コンバータ310から直流電圧が供給されると制御装置（図示せず）からの制御に基づいて直流電圧を交流電圧に変換して交流モータM1を駆動する。これにより、交流モータM1は、トルク指令値によって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330は、モータ駆動装置300が搭載されたハイブリッド自動車または電気自動車の回生制動時、交流モータM1が発電した交流電圧を制御装置（図示せず）からの制御に基づいて直流電圧に変換し、その変換した直流電圧をコンデンサ320を介して昇圧コンバータ310へ供給する。 40

【0011】

このように、モータ駆動装置300は、直流電源Bから出力された直流電圧を昇圧して交流モータM1を駆動するとともに、交流モータM1が発電した電力により直流電源Bを充電する。

【0012】

そして、特許第3097482号公報においては、モータ駆動装置300が停止されるとき、コンデンサ320の残留電荷は直流電源Bにチャージバックされる。

【0013】

【特許文献1】

特許第3097482号公報

【0014】

【特許文献2】

特開平11-332248号公報

【0015】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、従来のモータ駆動装置においては、インバータの入力側に配置されたコンデンサの残留電荷を直流電源にチャージバックする場合、コンデンサの両端の電圧が直流電源の電圧以下になるとチャージバックできず、コンデンサの残留電荷を消費できないという問題が生じる。

【0016】

この場合、放電抵抗によりコンデンサの残留電荷を消費することも想定されるが、放電抵抗を設置すると、コストが高くなるという問題が生じる。また、別の補機類等に放電することも想定されるが、補機類に放電させる場合、補機類に放電抵抗相当の耐電圧性能を与える必要があり、コストが高くなるという問題が生じる。

【0017】

そこで、この発明は、かかる問題を解決するためになされたものであり、その目的は、放電抵抗を介さずに残留電荷を消費可能な電圧変換システムを提供することである。

【0018】

また、この発明の別の目的は、放電抵抗を介さずに残留電荷を消費する残留電荷消費方法を提供することである。

【0019】

さらに、この発明の別の目的は、放電抵抗を介さない残留電荷の消費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り可能な記録媒体を提供することである。

【0020】

【課題を解決するための手段および発明の効果】

この発明によれば、電圧変換システムは、電源と、インバータと、電圧変換器と、第1および第2のコンデンサと、制御手段とを備える。電圧変換器は、電源とインバータとの間に接続される。第1のコンデンサは、電圧変換器の電源側に挿入される。第2のコンデンサは、電圧変換器のインバータ側に挿入される。制御手段は、停止信号に応じて、第1のコンデンサの残留電荷および第2のコンデンサの残留電荷を消費するように、電圧変換器を制御する。

【0021】

好ましくは、制御手段は、第1のコンデンサの残留電荷を電圧変換器による昇圧動作によって消費し、第2のコンデンサの残留電荷を電圧変換器による降圧動作によって消費するように、電圧変換器を制御する。

【0022】

好ましくは、制御手段は、昇圧動作および降圧動作を、所定時間の間、交互に繰返すように電圧変換器を制御する。

【0023】

好ましくは、制御手段は、第1のコンデンサの第1の電圧、または第2のコンデンサの第2の電圧が電源の電圧以下であるとき、第1および第2のコンデンサの残留電荷を消費するように電圧変換器を制御する。

【0024】

好ましくは、電圧変換器は、第1および第2のアームと、リアクトルとを含む。第1のアームは、第1のコンデンサ側に配置され、第1および第2のスイッチング素子を含む。第2のアームは、第2のコンデンサ側に配置され、第3および第4のスイッチング素子を含む。リアクトルは、一方端が第1のスイッチング素子と第2のスイッチング素子との中間点に接続され、他方端が第3のスイッチング素子と第4のスイッチング素子との中間点に接続される。そして、制御手段は、昇圧動作および降圧動作を交互に行なうように第1か

10

20

30

40

50

ら第4のスイッチング素子をスイッチング制御する。

【0025】

好ましくは、制御手段は、第1のコンデンサの第1の電圧、または第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、キャリア周波数を低くして第1および第4のスイッチング素子をスイッチング制御する。

【0026】

好ましくは、制御手段は、第1の電圧または第2の電圧に対応するキャリア周波数により第1および第4のスイッチング素子をスイッチング制御する。

【0027】

好ましくは、電圧変換システムは、第1および第2の電圧センサーをさらに備える。第1の電圧センサーは、第1のコンデンサの第1の電圧を検出する。第2の電圧センサーは、第2のコンデンサの第2の電圧を検出する。そして、制御手段は、第1の電圧または第2の電圧とキャリア周波数との関係をマップとして保持しており、第1の電圧センサーから受けた第1の電圧、または第2の電圧センサーから受けた第2の電圧に対応してキャリア周波数をマップを参照して抽出し、その抽出したキャリア周波数により第1および第4のスイッチング素子をスイッチング制御する。

【0028】

好ましくは、制御手段は、通常動作時の駆動電圧よりも低い駆動電圧を用いて第1から前記第4のスイッチング素子をスイッチング制御する。

【0029】

好ましくは、制御手段は、通常動作時のキャリア周波数よりも低いキャリア周波数により第1および第4のスイッチング素子をスイッチング制御する。

【0030】

好ましくは、電圧変換システムは、インダクタンス変更手段をさらに備える。インダクタンス変更手段は、第1のコンデンサの第1の電圧、または第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、リアクトルのインダクタンスを小さくする。

【0031】

好ましくは、インダクタンス変更手段は、第1の電圧または第2の電圧の低下に伴い、リアクトルのコイルの巻き数を減少する。

【0032】

好ましくは、インダクタンス変更手段は、コイルの巻き数を第1の電圧または第2の電圧に対応した巻き数に変更する。

【0033】

好ましくは、制御手段は、キャリア周波数を高くして第1から第4のスイッチング素子をスイッチング制御する。

【0034】

好ましくは、電圧変換器は、アームと、リアクトルとを含む、アームは、第2のコンデンサ側に配置され、第1および第2のスイッチング素子を含む。リアクトルは、一方端が第1のコンデンサの正極に接続され、他方端が第1のスイッチング素子と第2のスイッチング素子との中間点に接続される。そして、制御手段は、昇圧動作および降圧動作を交互に行なうように第1および第2のスイッチング素子を制御する。

【0035】

好ましくは、制御手段は、第1のコンデンサの第1の電圧、または第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、キャリア周波数を低くして第1および第2のスイッチング素子をスイッチング制御する。

【0036】

好ましくは、制御手段は、第1の電圧または第2の電圧に対応するキャリア周波数により第1および第2のスイッチング素子をスイッチング制御する。

【0037】

好ましくは、電圧変換システムは、第1および第2の電圧センサーをさらに備える。第1

の電圧センサーは、第1のコンデンサの第1の電圧を検出する。第2の電圧センサーは、第2のコンデンサの第2の電圧を検出する。そして、制御手段は、第1の電圧または第2の電圧とキャリア周波数との関係をマップとして保持しており、第1の電圧センサーから受けた第1の電圧、または第2の電圧センサーから受けた第2の電圧に対応してキャリア周波数をマップを参照して抽出し、その抽出したキャリア周波数により第1および第2のスイッチング素子をスイッチング制御する。

【0038】

好ましくは、制御手段は、通常動作時の駆動電圧よりも低い駆動電圧を用いて第1および第2のスイッチング素子を制御する。

【0039】

好ましくは、制御手段は、通常動作時のキャリア周波数よりも低いキャリア周波数により第1および第2のスイッチング素子をスイッチング制御する。

【0040】

好ましくは、電圧変換器は、双方向の昇降圧コンバータである。

好ましくは、制御手段は、電源への電気経路が遮断されると、昇圧動作および降圧動作を交互に行なうように電圧変換器を制御する。

【0041】

好ましくは、制御手段は、電源を切離した後、第1のコンデンサの残留電荷および第2のコンデンサの残留電荷を消費するように電圧変換器を制御する。

【0042】

また、この発明によれば、残留電荷消費方法は、電圧変換器の入力側に設けられた第1のコンデンサおよび電圧変換器の出力側に設けられた第2のコンデンサの残留電荷を消費する残留電荷消費方法であって、第1のコンデンサの残留電荷を電圧変換器による昇圧動作により消費する第1のステップと、第2のコンデンサの残留電荷を電圧変換器による降圧動作により消費する第2のステップと、昇圧動作と降圧動作とを、所定の時間、交互に繰返す第3のステップとを含む。

【0043】

好ましくは、電圧変換器は、第1および第2のアームと、リアクトルとを含む。第1のアームは、第1のコンデンサ側に配置され、第1および第2のスイッチング素子を含む。第2のアームは、第2のコンデンサ側に配置され、第3および第4のスイッチング素子を含む。リアクトルは、一方端が第1のスイッチング素子と第2のスイッチング素子との中間点に接続され、他方端が第3のスイッチング素子と第4のスイッチング素子との中間点に接続される。そして、第1のステップにおいて、第2および第3のスイッチング素子はオフされ、第1および第4のスイッチング素子はオンされる。また、第2のステップにおいて、第1および第4のスイッチング素子はオフされ、第2および第3のスイッチング素子はオンされる。

【0044】

好ましくは、第1から第4のスイッチング素子は、第1のコンデンサの第1の電圧、または第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、キャリア周波数を低くしてスイッチング制御される。

【0045】

好ましくは、第1から第4のスイッチング素子は、通常動作時の駆動電圧よりも低い駆動電圧によりスイッチング制御される。

【0046】

好ましくは、第1から第4のスイッチング素子は、第1のコンデンサの第1の電圧、または第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、キャリア周波数を低くしてスイッチング制御される。

【0047】

好ましくは、第1および第2のステップにおいて、第1のコンデンサの第1の電圧、または第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、リアクトルのインダクタンスは減少され

10

20

30

40

50

る。

【0048】

好ましくは、第1から第4のスイッチング素子は、キャリア周波数を高くしてスイッチング制御される。

【0049】

好ましくは、電圧変換器は、アームと、リアクトルとを含む。アームは、第2のコンデンサ側に配置され、第1および第2のスイッチング素子を含む。リアクトルは、一方端が第1のコンデンサの正極に接続され、他方端が第1のスイッチング素子と第2のスイッチング素子との中間点に接続される。そして、第1のステップにおいて、第1のスイッチング素子はオフされ、第2のスイッチング素子はオンされる。また、第2のステップにおいて、第1のスイッチング素子はオンされ、第2のスイッチング素子はオフされる。 10

【0050】

好ましくは、第1および第2のスイッチング素子は、第1のコンデンサの第1の電圧、または第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、キャリア周波数を低くしてスイッチング制御される。

【0051】

好ましくは、第1および第2のスイッチング素子は、通常動作時の駆動電圧よりも低い駆動電圧によりスイッチング制御される。

【0052】

好ましくは、第1および第2のスイッチング素子は、第1のコンデンサの第1の電圧、または第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、さらに、キャリア周波数を低くしてスイッチング制御される。 20

【0053】

好ましくは、第1および第2のステップにおいて、第1のコンデンサの第1の電圧、または第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、リアクトルのインダクタンスは減少される。

【0054】

好ましくは、第1および第2のスイッチング素子は、キャリア周波数を高くしてスイッチング制御される。

【0055】

好ましくは、残留電荷消費方法は、第1、第2および第3のステップが実行される前に、第1のコンデンサを介して電圧変換器に直流電圧を供給する電源を切離す第4のステップをさらに含む。 30

【0056】

さらに、この発明によれば、電圧変換器の入力側に設けられた第1のコンデンサおよび電圧変換器の出力側に設けられた第2のコンデンサの残留電荷の消費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り可能な記録媒体は、第1のコンデンサの残留電荷を電圧変換器による昇圧動作により消費する第1のステップと、第2のコンデンサの残留電荷を電圧変換器による降圧動作により消費する第2のステップと、昇圧動作と降圧動作とを、所定の時間、交互に繰返す第3のステップと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り可能な記録媒体である。 40

【0057】

好ましくは、電圧変換器は、第1および第2のアームと、リアクトルとを含む。第1のアームは、第1のコンデンサ側に配置され、第1および第2のスイッチング素子を含む。第2のアームは、第2のコンデンサ側に配置され、第3および第4のスイッチング素子を含む。リアクトルは、一方端が第1のスイッチング素子と第2のスイッチング素子との中間点に接続され、他方端が第3のスイッチング素子と第4のスイッチング素子との中間点に接続される。そして、第1のステップにおいて、第2および第3のスイッチング素子はオフされ、第1および第4のスイッチング素子はオンされる。また、第2のステップにおいて、第1および第4のスイッチング素子はオフされ、第2および第3のスイッチング素子 50

はオンされる。

【0058】

好ましくは、第1から第4のスイッチング素子は、第1のコンデンサの第1の電圧、または第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、キャリア周波数を低くしてスイッチング制御される。

【0059】

好ましくは、第1から第4のスイッチング素子は、通常動作時の駆動電圧よりも低い駆動電圧によりスイッチング制御される。

【0060】

好ましくは、第1から第4のスイッチング素子は、第1のコンデンサの第1の電圧、または第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、さらに、キャリア周波数を低くしてスイッチング制御される。 10

【0061】

好ましくは、第1および第2のステップにおいて、第1のコンデンサの第1の電圧、または第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、リアクトルのインダクタンスは減少される。

【0062】

好ましくは、第1から第4のスイッチング素子は、キャリア周波数を高くしてスイッチング制御される。

【0063】

好ましくは、電圧変換器は、アームと、リアクトルとを含む。アームは、第2のコンデンサ側に配置され、第1および第2のスイッチング素子を含む。リアクトルは、一方端が第1のコンデンサの正極に接続され、他方端が第1のスイッチング素子と第2のスイッチング素子との中間点に接続される。そして、第1のステップにおいて、第1のスイッチング素子はオフされ、第2のスイッチング素子はオンされる。また、第2のステップにおいて、第1のスイッチング素子はオンされ、第2のスイッチング素子はオフされる。 20

【0064】

好ましくは、第1および第2のスイッチング素子は、第1のコンデンサの第1の電圧、または第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、キャリア周波数を低くしてスイッチング制御される。 30

【0065】

好ましくは、第1および第2のスイッチング素子は、通常動作時の駆動電圧よりも低い駆動電圧によりスイッチング制御される。

【0066】

好ましくは、第1および第2のスイッチング素子は、第1のコンデンサの第1の電圧、または第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、さらに、キャリア周波数を低くしてスイッチング制御される。

【0067】

好ましくは、第1および第2のステップにおいて、第1のコンデンサの第1の電圧、または第2のコンデンサの第2の電圧の低下に伴い、リアクトルのインダクタンスは減少される。 40

【0068】

好ましくは、第1および第2のスイッチング素子は、キャリア周波数を高くしてスイッチング制御される。

【0069】

好ましくは、プログラムは、第1、第2および第3のステップを実行させる前に、第1のコンデンサを介して電圧変換器に直流電圧を供給する電源を切離す第4のステップをさらにコンピュータに実行させる。

【0070】

この発明においては、電圧変換器の入力側および出力側に設けられた2つのコンデンサの 50

残留電荷は、電圧変換器による昇圧動作と降圧動作とを交互に繰返すことにより消費される。

【0071】

したがって、この発明によれば、新たな部品を設けなくてもコンデンサの残留電荷を消費できる。

【0072】

【発明の実施の形態】

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。

【0073】

10

〔実施の形態1〕

図1を参照して、この発明の実施の形態1による電圧変換システム100は、直流電源Bと、電圧センサー10A、11、13と、温度センサー10Bと、システムリレーSR1、SR2と、コンデンサC1、C2と、昇圧コンバータ12と、インバータ14と、電流センサー18、24と、制御装置30とを備える。

【0074】

交流モータM1は、ハイブリッド自動車または電気自動車の駆動輪を駆動するためのトルクを発生するための駆動モータである。あるいは、このモータはエンジンにて駆動される発電機の機能を持つように、そして、エンジンに対して電動機として動作し、たとえば、エンジン始動を行ない得るようなものとしてハイブリッド自動車に組み込まれるようにしてもよい。

20

【0075】

昇圧コンバータ12は、リアクトルL1と、NPNトランジスタQ1、Q2と、ダイオードD1、D2とを含む。NPNトランジスタQ1、Q2は、インバータ14の電源ラインとアースラインとの間に直列に接続される。NPNトランジスタQ1は、コレクタが電源ラインに接続され、エミッタがNPNトランジスタQ2のコレクタに接続される。また、NPNトランジスタQ2のエミッタは、アースラインに接続される。

【0076】

各NPNトランジスタQ1、Q2のエミッターコレクタ間には、エミッタ側からコレクタ側へ電流が流れるように、それぞれ、ダイオードD1、D2が接続されている。

30

【0077】

リアクトルL1は、一方端が直流電源Bの電源ラインに接続され、他方端がNPNトランジスタQ1とNPNトランジスタQ2との中間点、すなわち、NPNトランジスタQ1のエミッタとNPNトランジスタQ2のコレクタとの間に接続される。

【0078】

インバータ14は、U相アーム15と、V相アーム16と、W相アーム17とから成る。U相アーム15、V相アーム16、およびW相アーム17は、インバータ14の電源ラインとアースラインとの間に並列に設けられる。

【0079】

U相アーム15は、直列接続されたNPNトランジスタQ3、Q4から成り、V相アーム16は、直列接続されたNPNトランジスタQ5、Q6から成り、W相アーム17は、直列接続されたNPNトランジスタQ7、Q8から成る。また、各NPNトランジスタQ3～Q8のエミッターコレクタ間には、エミッタ側からコレクタ側へ電流を流すダイオードD3～D8がそれぞれ接続されている。

40

【0080】

各相アームの中間点は、交流モータM1の各相コイルの各相端に接続されている。すなわち、交流モータM1は、3相の永久磁石モータであり、U、V、W相の3つのコイルの一端が中点に共通接続されて構成され、U相コイルの他端がNPNトランジスタQ3、Q4の中間点に、V相コイルの他端がNPNトランジスタQ5、Q6の中間点に、W相コイルの他端がNPNトランジスタQ7、Q8の中間点にそれぞれ接続されている。

50

【0081】

直流電源Bは、ニッケル水素またはリチウムイオン等の二次電池から成る。電圧センサー10Aは、直流電源Bから出力される直流電圧Vbを検出し、その検出した直流電圧Vbを制御装置30へ出力する。温度センサー10Bは、直流電源Bの温度Tbを検出し、その検出した温度Tbを制御装置30へ出力する。システムリレーSR1, SR2は、制御装置30からの信号SEによりオン／オフされる。より具体的には、システムリレーSR1, SR2は、制御装置30からのH（論理ハイ）レベルの信号SEによりオンされ、制御装置30からのL（論理ロー）レベルの信号SEによりオフされる。

【0082】

コンデンサC1は、NPNトランジスタQ1, Q2のスイッチング時のリプル電圧を吸収する。電圧センサー11は、コンデンサC1の両端の電圧Vc1を検出し、その検出した電圧Vc1を制御装置30へ出力する。 10

【0083】

昇圧コンバータ12は、直流電源Bから供給された直流電圧Vbを昇圧してインバータ14へ供給する。より具体的には、昇圧コンバータ12は、制御装置30から信号PWMU1を受けると、信号PWMU1によってNPNトランジスタQ2がオンされた期間に応じて直流電圧を昇圧してインバータ14に供給する。この場合、NPNトランジスタQ1は、信号PWMU1によってオフされている。

【0084】

また、昇圧コンバータ12は、制御装置30から信号PWMD1を受けると、コンデンサC2を介してインバータ14から供給された直流電圧を降圧して直流電源Bを充電する。 20

【0085】

さらに、昇圧コンバータ12は、制御装置30から信号PWMB1を受けると、コンデンサC2に蓄積された電力を直流電源Bへチャージバックする。

【0086】

さらに、昇圧コンバータ12は、制御装置30から信号PWDC1を受けると、信号PWDC1によってNPNトランジスタQ2がオンされた期間に応じてコンデンサC1の残留電荷を消費し、信号PWDC1によってNPNトランジスタQ1がオンされた期間に応じてコンデンサC2の残留電荷を消費する。

【0087】

コンデンサC2は、昇圧コンバータ12およびインバータ14でスイッチング時に発生するリプル電圧を吸収する。 30

【0088】

電圧センサー13は、コンデンサC2の両端の電圧Vc2、すなわち、昇圧コンバータ12の出力電圧（インバータ14の入力電圧に相当する。）を検出し、その検出した電圧Vc2を制御装置30へ出力する。

【0089】

インバータ14は、昇圧コンバータ12から直流電圧が供給されると制御装置30からの信号PWMIに基づいて直流電圧を交流電圧に変換して交流モータM1を駆動する。これにより、交流モータM1は、トルク指令値TRによって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14は、電圧変換システム100が搭載されたハイブリッド自動車または電気自動車の回生制動時、交流モータM1が発電した交流電圧を制御装置30からの信号PWMCに基づいて直流電圧に変換し、その変換した直流電圧をコンデンサC2を介して昇圧コンバータ12へ供給する。なお、ここで言う回生制動とは、ハイブリッド自動車または電気自動車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。 40

【0090】

電流センサー18は、直流電源Bを充電するときの電流BCRTを検出し、その検出した 50

電流BCRTを制御装置30へ出力する。電流センサー24は、交流モータM1に流れるモータ電流MCRTを検出し、その検出したモータ電流MCRTを制御装置30へ出力する。

【0091】

制御装置30は、外部に設けられたECU(Electrical Control Unit)から入力されたトルク指令値TRおよびモータ回転数MRN、電圧センサー10Aからの直流電圧Vb、電圧センサー13からの出力電圧Vc2、および電流センサー24からのモータ電流MCRTに基づいて、後述する方法により昇圧コンバータ12を駆動するための信号PWMU1とインバータ14を駆動するための信号PWMIとを生成し、その生成した信号PWMU1および信号PWMIをそれぞれ昇圧コンバータ12およびインバータ14へ出力する。 10

【0092】

信号PWMU1は、直流電源Bからの直流電圧Vbを出力電圧Vc2に変換する場合に昇圧コンバータ12を駆動するための信号である。そして、制御装置30は、昇圧コンバータ12が直流電圧Vbを出力電圧Vc2に変換する場合に、出力電圧Vc2をフィードバック制御し、出力電圧Vc2が指令された電圧指令Vdc comになるように昇圧コンバータ12を駆動するための信号PWMU1を生成する。信号PWMU1の生成方法については後述する。

【0093】

また、制御装置30は、ハイブリッド自動車または電気自動車が回生制動モードに入ったことを示す信号RGEを外部ECUから受けると、交流モータM1で発電された交流電圧を直流電圧に変換するための信号PWMCを生成してインバータ14へ出力する。この場合、インバータ14のNPNTランジスタQ3~Q8は、信号PWMCによってスイッチング制御される。これにより、インバータ14は、交流モータM1で発電された交流電圧を直流電圧に変換して昇圧コンバータ12へ供給する。 20

【0094】

さらに、制御装置30は、ハイブリッド自動車または電気自動車が回生制動モードに入ったことを示す信号RGEを外部ECUから受けると、インバータ14から供給された直流電圧を降圧するための信号PWMD1を生成し、その生成した信号PWMD1を昇圧コンバータ12へ出力する。これにより、交流モータM1が発電した交流電圧は、直流電圧に変換され、降圧されて直流電源Bに供給される。 30

【0095】

さらに、制御装置30は、電圧変換システム100が搭載されたハイブリッド自動車または電気自動車が停止されると、イグニッションキーがオフされたことを示す信号IGOFFを外部ECUから受ける。そして、制御装置30は、信号IGOFFを受けると、電圧センサー10Aからの電圧Vbと電圧センサー13からの電圧Vc2とに基づいて、電圧Vc2が電圧Vbとの間で所定の関係を満たすとき、コンデンサC2に蓄積された電力を直流電源Bにチャージバックするように昇圧コンバータ12を制御する。

【0096】

なお、コンデンサC2に蓄積された電力を直流電源Bにチャージバックする場合、制御装置30は、昇圧コンバータ12がコンデンサC2の両端の電圧Vc2を降圧して直流電源Bに供給するための信号PWMB1を生成して昇圧コンバータ12へ出力する。コンデンサC2に蓄積された電力をチャージバックする場合の条件および詳細な動作については後述する。 40

【0097】

さらに、制御装置30は、コンデンサC2に蓄積された電力を直流電源Bにチャージバック中に電流センサー18からの直流電流BCRTが所定値 α よりも小さくなると、Lレベルの信号SEを生成してシステムリレーSR1, SR2へ出力するとともに、信号PWDC H1を生成して昇圧コンバータ12へ出力する。

【0098】

さらに、制御装置 30 は、信号 PWDCH1 を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力した後、電圧センサー 11 からの電圧 V_{c1} および電圧センサー 13 からの電圧 V_{c2} が所定値 β よりも小さくなると、NPN トランジスタ Q1, Q2 を停止するための信号 STP を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力する。

【0099】

さらに、制御装置 30 は、システムリレー SR1, SR2 をオン／オフするための信号 SE を生成してシステムリレー SR1, SR2 へ出力する。

【0100】

図 2 は、制御装置 30 の機能ブロック図である。図 2 を参照して、制御装置 30 は、モータトルク制御手段 301 と、電圧変換制御手段 302 とを含む。

10

【0101】

モータトルク制御手段 301 は、トルク指令値 TR (車両におけるアクセルペダルの踏み込み度合い、ハイブリッド車両においてはエンジンの動作状態をも考慮しながらモータに与えるべきトルク指令を演算して得られている)、直流電源 B から出力された直流電圧 V_b 、モータ電流 MCR T、モータ回転数 MRN および出力電圧 V_{c2} に基づいて、交流モータ M1 の駆動時、後述する方法により昇圧コンバータ 12 の NPN トランジスタ Q1, Q2 をオン／オフするための信号 PWMU1 と、インバータ 14 の NPN トランジスタ Q3 ~ Q8 をオン／オフするための信号 PWMI とを生成し、その生成した信号 PWMU1 および信号 PWMI をそれぞれ昇圧コンバータ 12 およびインバータ 14 へ出力する。

【0102】

20

電圧変換制御手段 302 は、回生制動時、ハイブリッド自動車または電気自動車が回生制動モードに入ったことを示す信号 RGE を外部 ECU から受けると、交流モータ M1 が発電した交流電圧を直流電圧に変換するための信号 PWM C を生成してインバータ 14 へ出力する。

【0103】

また、電圧変換制御手段 302 は、回生制動時、信号 RGE を外部 ECU から受けると、インバータ 14 から供給された直流電圧を降圧するための信号 PWM D1 を生成し、その生成した信号 PWM D1 を昇圧コンバータ 12 へ出力する。このように、昇圧コンバータ 12 は、直流電圧を降圧するための信号 PWM D1 により電圧を降圧させることもできるので、双方向コンバータの機能を有するものである。

30

【0104】

さらに、電圧変換制御手段 302 は、イグニッションキーがオフされたことを示す信号 IG OFF を外部 ECU から受けると、電流センサー 18 からの電流 BCRT の積算値と温度センサー 10B からの温度 T_b とに基づいて、直流電源 B の残容量を求める。そして、電圧変換制御手段 302 は、信号 IG OFF、直流電源 B の残容量、電圧センサー 13 からの電圧 V_{c2} 、および電圧センサー 10A からの電圧 V_b に基づいて、コンデンサ C2 に蓄積された直流電圧を直流電源 B へチャージバックさせるときのチャージバック条件を満たすか否かを判定し、チャージバック条件を満たすとき、コンデンサ C2 に蓄積された直流電圧を直流電源 B へチャージバックさせるための信号 PWM B1 を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力する。チャージバック条件については後述する。

40

【0105】

さらに、電圧変換制御手段 302 は、コンデンサ C2 に蓄積された直流電圧のチャージバック中に、電流センサー 18 からの直流電流 BCRT が所定値 α よりも小さくなると、L レベルの信号 SE を生成してシステムリレー SR1, SR2 へ出力するとともに、信号 PWDCH1 を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力する。

【0106】

さらに、電圧変換制御手段 302 は、信号 PWDCH1 を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力した後、電圧センサー 11 からの電圧 V_{c1} および電圧センサー 13 からの電圧 V_{c2} が所定値 β よりも小さくなると、NPN トランジスタ Q1, Q2 を停止するための信号 STP を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力する。

50

【0107】

図3は、モータトルク制御手段301の機能ブロック図である。図3を参照して、モータトルク制御手段301は、モータ制御用相電圧演算部40と、インバータ用PWM信号変換部42と、インバータ入力電圧指令演算部50と、コンバータ用デューティ比演算部52と、コンバータ用PWM信号変換部54とを含む。

【0108】

モータ制御用相電圧演算部40は、昇圧コンバータ12の出力電圧 V_{c2} 、すなわち、インバータ14への入力電圧を電圧センサー13から受け、交流モータM1の各相に流れるモータ電流MCTRを電流センサー24から受け、トルク指令値TRを外部ECUから受ける。そして、モータ制御用相電圧演算部40は、これらの入力される信号に基づいて、交流モータM1の各相のコイルに印加する電圧を計算し、その計算した結果をインバータ用PWM信号変換部42へ供給する。

10

【0109】

インバータ用PWM信号変換部42は、モータ制御用相電圧演算部40から受けた計算結果に基づいて、実際にインバータ14の各NPNトランジスタQ3～Q8をオン／オフするための信号PWMIを生成し、その生成した信号PWMIをインバータ14の各NPNトランジスタQ3～Q8へ出力する。

【0110】

これにより、各NPNトランジスタQ3～Q8は、スイッチング制御され、交流モータM1が指令されたトルクを出力するように交流モータM1の各相に流す電流を制御する。このようにして、モータ駆動電流が制御され、トルク指令値TRに応じたモータトルクが出力される。

20

【0111】

一方、インバータ入力電圧指令演算部50は、トルク指令値TRおよびモータ回転数MRNに基づいてインバータ入力電圧の最適値（目標値）を演算し、その演算した最適値をコンバータ用デューティ比演算部52へ出力する。

【0112】

コンバータ用デューティ比演算部52は、電圧センサー10Aから出力された直流電圧Vb（「バッテリー電圧Vb」とも言う。）に基づいて、電圧センサー13からの入力電圧 V_{c2} を、インバータ入力電圧指令演算部50から出力される最適値に設定するためのデューティ比を演算する。

30

【0113】

コンバータ用PWM信号変換部54は、コンバータ用デューティ比演算部52からのデューティ比に基づいて昇圧コンバータ12のNPNトランジスタQ1、Q2をオン／オフするための信号PWMU1を生成し、その生成した信号PWMU1を昇圧コンバータ12へ出力する。

【0114】

なお、昇圧コンバータ12の下側のNPNトランジスタQ2のオンデューティを大きくすることによりリアクトルL1における電力蓄積が大きくなるため、より高電圧の出力を得ることができる。一方、上側のNPNトランジスタQ1のオンデューティを大きくすることにより電源ラインの電圧が下がる。そこで、NPNトランジスタQ1、Q2のデューティ比を制御することで、電源ラインの電圧を直流電源Bの出力電圧以上の任意の電圧に制御可能である。

40

【0115】

コンデンサC2に蓄積された電力を直流電源Bにチャージバックさせるときのチャージバック条件について説明する。チャージバック条件は、

- (1) イグニッションキーがオフされていること
- (2) 直流電源Bの残容量が所定量以下であること
- (3) コンデンサC2の両端の電圧 V_{c2} と直流電源Bの出力電圧Vbとの電圧差 $V_{c2} - V_b$ が所定値 γ 以上であること

50

の全ての条件が満たされることである。

【0116】

チャージバックの1つの条件である「イグニッションキーがオフされていること」は、制御装置30が外部ECUから信号IGOFFを受けることによって満たされる。

【0117】

また、チャージバックの場合の1つの条件である「直流電源Bの残容量が所定量以下であること」は、電流センサー18からの電流BCRTを積算した積算値と、温度センサー10Bからの直流電源Bの温度Tbとに基づいて直流電源Bの現在の容量SOC (State Of Charge) を求めることにより判定される。

【0118】

より具体的には、電圧変換制御手段302は、電流センサー18からの電流BCRTを積算し、その積算値に基づいて直流電源Bの現在の容量SOCを推定する。そして、電圧変換制御手段302は、積算した積算値を温度センサー10Bからの温度Tbによって補正することにより直流電源Bの残容量を検出し、残容量が所定量以下であるか否かを判定する。

【0119】

電流センサー18からの電流BCRTを積算した積算値を温度により補正するのは次の理由による。直流電源Bの出力電圧Vbおよび容量SOCは、図4に示す関係を満たす。すなわち、出力電圧Vbと容量SOCとの関係は、直流電源Bの温度Tbによって曲線k1～k3のように変化する。特に、容量SOCが満充電量の20～80%になるときの電圧Vbと容量SOCとの関係は直流電源Bの温度Tbによって大きく変化する。したがって、電流BCRTを積算した積算値は、電流BCRTが直流電源Bから流れ出るとき直流電源Bから放電された容量を意味し、電流BCRTが直流電源Bに供給されるとき直流電源Bが充電された容量を意味するので、積算値から推定した現在の容量SOCが満充電量の20～80%の範囲に入るとき、その推定した現在の容量SOCが曲線k1～k3のいずれの曲線上にあるかを温度Tbによって補正する必要がある。この場合、積算値から推定した現在の容量SOCを温度Tbにより補正することは、積算値が直流電源Bに充放電された容量を意味するので、積算値を補正することに相当する。

【0120】

電圧変換制御手段302は、図4に示す電圧Vbと容量SOCとの関係を示す曲線k1～k3を保持しており、電流センサー18からの電流BCRTを積算し、その積算した積算値を温度Tbによって補正して直流電源Bの残容量を求める。そして、電圧変換制御手段302は、その求めた残容量が所定量以下であるか否かを判定する。

【0121】

電圧変換制御手段302は、電圧センサー13からの電圧Vc2と電圧センサー10Aからの電圧Vbとの差が所定値 γ 以上であるか否かを判定するが、所定値 γ は、コンデンサC2に蓄積された電力を有効利用できない程度に決定される。また、所定値 γ は、電圧センサー10Aと電圧センサー13との誤差に相当するように決定されてもよい。

【0122】

なお、電圧変換制御手段302は、コンデンサC2の両端の電圧Vc2が直流電源Bの出力電圧Vbよりも所定値 γ 以上であると判定したとき、コンデンサC2に蓄積された電力を直流電源Bにチャージバックすることにしたのは、有効利用可能な電力を直流電源Bにチャージバックするためである。

【0123】

電圧変換制御手段302は、コンデンサC2に蓄積された電力の直流電源Bへのチャージバック中に電流センサー18からの直流電流BCRTが所定値 α よりも小さくなると、Lレベルの信号SEを生成してシステムリレーSR1, SR2へ出力するとともに、信号PWDC H1を生成して昇圧コンバータ12へ出力する。

【0124】

信号PWDC H1は、昇圧コンバータ12のNPNトランジスタQ1とNPNトランジス

10

20

30

40

50

タQ 2とを交互にオン／オフ（すなわち、スイッチング制御）するための信号である。

【0125】

したがって、直流電源Bへチャージバックされる直流電流BCRTが所定値 α よりも小さくなると、システムリレーSR1, SR2がオフされ、昇圧コンバータ12は、信号PW DCH1によってNPNトランジスタQ2がオンされた期間に応じてコンデンサC1の残留電荷を消費し、信号PW DCH1によってNPNトランジスタQ1がオンされた期間に応じてコンデンサC2の残留電荷を消費する。つまり、信号PW DCH1によって、NPNトランジスタQ1がオフされ、NPNトランジスタQ2がオンされると、NPNトランジスタQ2がオンされた期間、コンデンサC1に蓄積された電荷は、リアクトルL1およびNPNトランジスタQ2を介してアースラインに流れる。そして、リアクトルL1における損失とNPNトランジスタQ2における損失とによって、コンデンサC1の残留電荷は消費される。また、信号PW DCH1によって、NPNトランジスタQ2がオフされ、NPNトランジスタQ1がオンされると、NPNトランジスタQ1がオンされた期間、コンデンサC2に蓄積された電荷は、NPNトランジスタQ1およびリアクトルL1を介して直流電源Bの電源ラインに流れる。そして、NPNトランジスタQ1における損失とリアクトルL1における損失とによって、コンデンサC2の残留電荷は消費される。

【0126】

なお、信号PW DCH1によってNPNトランジスタQ1がオフされ、NPNトランジスタQ2がオンされたときに昇圧コンバータ12が行なう動作は、直流電源Bからの直流電圧Vbを出力電圧Vc2に昇圧するときの昇圧動作と同じであるので、信号PW DCH1によってコンデンサC1の残留電荷を消費する動作を「昇圧動作による残留電荷の消費」と言う。また、信号PW DCH1によってNPNトランジスタQ1がオンされ、NPNトランジスタQ2がオフされたときに昇圧コンバータ12が行なう動作は、インバータ14から供給された直流電圧を降圧するときの降圧動作と同じであるので、信号PW DCH1によってコンデンサC2の残留電荷を消費する動作を「降圧動作による残留電荷の消費」と言う。

【0127】

このように、この発明は、コンデンサC2に蓄積された電力を直流電源Bへチャージバックした後、システムリレーSR1, SR2をオフし、昇圧動作によってコンデンサC1の残留電荷を消費し、降圧動作によってコンデンサC2の残留電荷を消費することを特徴とする。

【0128】

これにより、放電抵抗を新たに設けることなく、昇圧コンバータ12を用いてコンデンサC1, C2の残留電荷を消費できる。

【0129】

そして、昇圧コンバータ12を構成するリアクトルL1およびNPNトランジスタQ1, Q2を用いてコンデンサC1, C2の残留電荷を消費する場合、好ましくは、NPNトランジスタQ1, Q2をスイッチング制御するときのキャリア周波数 f_{c1} は、電圧Vc1, Vc2に応じて変えられる。

【0130】

コンデンサC1, C2の残留電荷を消費しているときのコンデンサC1, C2の両端の電圧Vc1, Vc2、すなわち、コンデンサC1, C2の残電圧とキャリア周波数 f_{c1} との間には、図5の直線k4によって表わされる関係が成立する。つまり、コンデンサC1, C2の残電圧(Vc1, Vc2)は、キャリア周波数 f_{c1} と比例関係を有する。

【0131】

電圧変換制御手段302は、図5の直線k4によって表わされる関係をマップとして保持しており、電圧センサー11からの電圧Vc1または電圧センサー13からの電圧Vc2を受けると、電圧Vc1またはVc2に対応するキャリア周波数 f_{c1} をマップを参照して抽出し、その抽出したキャリア周波数 f_{c1} を有する信号PW DCH1を生成して昇圧コンバータ12へ出力する。

10

20

30

40

50

【0132】

したがって、電圧 V_{c1} または電圧 V_{c2} が低下するに伴い、コンデンサ $C1$ 、 $C2$ の残留電荷を消費するときのNPNトランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ をスイッチング制御するキャリア周波数 f_{c1} は低下する。

【0133】

このように、電圧 V_{c1} または電圧 V_{c2} の低下とともにキャリア周波数 f_{c1} を低くするのは、コンデンサ $C1$ または $C2$ の残電圧が低下すると、リアクトル $L1$ およびNPNトランジスタ $Q2$ またはNPNトランジスタ $Q1$ およびリアクトル $L1$ を介して流れる電流は少なくなるため、キャリア周波数 f_{c1} を低くしてリアクトル $L1$ およびNPNトランジスタ $Q2$ またはNPNトランジスタ $Q1$ およびリアクトル $L1$ に流れる電流を増加させるように制御し、リアクトル $L1$ およびNPNトランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ における損失を増加させるためである。

10

【0134】

上述したように、この発明は、コンデンサ $C1$ 、 $C2$ の残留電荷をリアクトル $L1$ およびNPNトランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ における損失によって消費することを特徴とする。したがって、この発明においては、好ましくは、通常動作時の駆動電圧よりも低い駆動電圧によってNPNトランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ をオンする。すなわち、NPNトランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ をオンするときにNPNトランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ のベースに印加する電圧を通常動作時よりも低くしてNPNトランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ のオン抵抗を大きくする。これにより、NPNトランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ における損失をさらに増加させることができ、コンデンサ $C1$ 、 $C2$ の残留電荷をより速く消費できる。

20

【0135】

この場合、電圧変換制御手段302は、信号PWDC $H1$ の振幅を信号PWM $U1$ 、PWM $D1$ の振幅よりも低くして信号PWDC $H1$ を生成する。これにより、NPNトランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ は、オン抵抗を通常動作時よりも大きくしてコンデンサ $C1$ 、 $C2$ からの電流を流す。

【0136】

また、通常動作時の駆動電圧よりも低い駆動電圧によってNPNトランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ を駆動する場合、さらに、図5の直線 $k4$ によって表わされる関係を用いて、電圧 V_{c1} 、 V_{c2} に対応するキャリア周波数 f_{c1} を抽出してNPNトランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ をスイッチング制御する。この場合、電圧 V_{c1} または V_{c2} の低下に伴い、キャリア周波数 f_{c1} を低くするのは、上述した理由と同じ理由による。

30

【0137】

図6および図7を参照して、実施の形態1における残留電荷を消費する動作について説明する。一連の動作が開始されると、電圧変換制御手段302は、外部ECUから信号IGOFFを受ける（ステップS1）。そして、電圧変換制御手段302は、信号IGOFFに応じて、上述したチャージバック条件が満たされているか否かを判定し、チャージバック条件が満たされているとき信号PWMB 1 を生成して昇圧コンバータ12へ出力する。これにより、コンデンサ $C2$ に蓄積された電力は、直流電源Bへチャージバックされる（ステップS2）。

40

【0138】

その後、電圧変換制御手段302は、電流センサー18からの直流電圧BCRT（「チャージバック電流」とも言う。以下同じ。）が所定値 α よりも小さいか否かを判定する（ステップS3）。そして、ステップS3において、チャージバック電流BCRTが所定値 α 以上であるとき、ステップS2、S3が繰返し実行される。

【0139】

ステップS3において、チャージバック電流BCRTが所定値 α よりも小さいと判定されると、電圧変換制御手段302は、チャージバックを停止するように昇圧コンバータ12を制御する（ステップS4）。すなわち、電圧変換制御手段302は、NPNトランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ を停止するための信号STPを生成して昇圧コンバータ12へ出力する。こ

50

れにより、昇圧コンバータ12は停止され、コンデンサC2に蓄積された電力の直流電源Bへのチャージバックは停止される。

【0140】

そして、電圧変換制御手段302は、Lレベルの信号SEを生成してシステムリレーSR1, SR2へ出力する。これにより、システムリレーSR1, SR2はオフされる（ステップS5）。そして、直流電源Bが切離される。

【0141】

その後、昇圧コンバータ12のスイッチングによるコンデンサC1, C2の残留電荷の消費が行なわれる（ステップS6）。図7を参照して、図6のステップS6の詳細な動作について説明する。図6に示すステップS5の後、電圧変換制御手段302は、信号PWDC H1を生成して昇圧コンバータ12へ出力する。これによって、NPNトランジスタQ1はオフされ、NPNトランジスタQ2はオンされる。そして、コンデンサC1の残留電荷がリアクトルL1およびNPNトランジスタQ2における損失によって消費される（ステップS61）。

10

【0142】

その後、NPNトランジスタQ1がオンされ、NPNトランジスタQ2がオフされる。そして、コンデンサC2の残留電荷がNPNトランジスタQ1およびリアクトルL1における損失によって消費される（ステップS62）。これにより、図6に示すステップS6の動作が終了する。

【0143】

再び図6を参照して、ステップS6の後、電圧変換制御手段302は、コンデンサC1, C2の残電圧Vc1, Vc2が所定値 β よりも小さいか否かを判定する（ステップS7）。そして、残電圧Vc1, Vc2が所定値 β 以上であるとき、ステップS6, S7が繰返し実行される。

20

【0144】

なお、ステップS6が繰返し実行される場合、上述したように、残電圧Vc1, Vc2の低下に伴い、NPNトランジスタQ1, Q2をスイッチング制御するキャリア周波数fc1を低くしてもよい。また、ステップS6が繰返し実行される場合、上述したように、通常動作時の駆動電圧よりも低い駆動電圧によってNPNトランジスタQ1, Q2を駆動するようにしてもよい。

30

【0145】

ステップS7において、コンデンサC1, C2の残電圧Vc1, Vc2が所定値 β よりも小さいと判定されたとき、電圧変換制御手段302は、NPNトランジスタQ1, Q2をオフするための信号STPを生成して昇圧コンバータ12へ出力する。これにより、NPNトランジスタQ1, Q2はオフされ、昇圧コンバータ12は停止する（ステップS8）。その後、システムがオフされて（ステップS9）、一連の動作が終了する。

【0146】

なお、この発明による残留電荷消費方法は、図6および図7に示すフローチャートに従ってコンデンサC1, C2の残留電荷を消費する残留電荷消費方法である。

【0147】

また、実施の形態1におけるコンデンサC1, C2の残留電荷を消費する動作の制御は、実際には、CPU（Central Processing Unit）によって実行され、CPUは、図6および図7に示す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図6および図7に示すフローチャートに従ってコンデンサC1, C2の残留電荷を消費する。

40

【0148】

したがって、ROMは、図6および図7に示す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）読取り可能な記録媒体に相当する。

【0149】

50

再び、図 1 を参照して、電圧変換システム 100 における全体動作について説明する。全体の動作が開始されると、制御装置 30 は、H レベルの信号 S E を生成してシステムリレー S R 1, 2 へ出力し、システムリレー S R 1, S R 2 がオンされる。直流電源 B は、直流電圧 V b をシステムリレー S R 1, S R 2 を介して昇圧コンバータ 12 へ出力する。

【0150】

電圧センサー 10 A は、直流電源 B から出力される直流電圧 V b を検出し、その検出した直流電圧 V b を制御装置 30 へ出力する。また、電圧センサー 11 は、コンデンサ C 1 の両端の電圧 V c 1 を検出し、その検出した電圧 V c 1 を制御装置 30 へ出力する。電圧センサー 13 は、コンデンサ C 2 の両端の電圧 V c 2 を検出し、その検出した電圧 V c 2 を制御装置 30 へ出力する。さらに、電流センサー 18 は、直流電源 B から流出または流入する電流 B C R T を検出して制御装置 30 へ出力し、温度センサー 10 B は直流電源 B の温度 T b を検出して制御装置 30 へ出力する。さらに、電流センサー 24 は、交流モータ M 1 に流れるモータ電流 M C R T を検出して制御装置 30 へ出力する。そして、制御装置 30 は、外部 E C U からトルク指令値 T R、およびモータ回転数 M R N を受ける。

10

【0151】

そうすると、制御装置 30 は、直流電圧 V b、電圧 V c 2、モータ電流 M C R T、トルク指令値 T R およびモータ回転数 M R N に基づいて、上述した方法により信号 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 14 へ出力する。また、制御装置 30 は、直流電圧 V b、電圧 V c 2、モータ電流 M C R T、トルク指令値 T R およびモータ回転数 M R N に基づいて、上述した方法により昇圧コンバータ 12 の N P N トランジスタ Q 1, Q 2 をスイッチング制御するための信号 P W M U 1 を生成し、その生成した信号 P W M U 1 を昇圧コンバータ 12 へ出力する。

20

【0152】

そうすると、昇圧コンバータ 12 は、信号 P W M U 1 に応じて、直流電源 B からの直流電圧 V b を昇圧し、その昇圧した直流電圧をインバータ 14 に供給する。そして、インバータ 14 は、昇圧コンバータ 12 から供給された直流電圧を制御装置 30 からの信号 P W M I によって交流電圧に変換して交流モータ M 1 を駆動する。これによって、交流モータ M 1 は、トルク指令値 T R によって指定されたトルクを発生する。

【0153】

また、電圧変換システム 100 が搭載されたハイブリッド自動車または電気自動車の回生制動時、制御装置 30 は、外部 E C U から信号 R G E を受け、その受けた信号 R G E に応じて、信号 P W M C を生成してインバータ 14 へ出力し、信号 P W M D 1 を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力する。

30

【0154】

そうすると、インバータ 14 は、交流モータ M 1 が発電した交流電圧を信号 P W M C に応じて直流電圧に変換し、その変換した直流電圧をコンデンサ C 2 を介して昇圧コンバータ 12 へ供給する。そして、昇圧コンバータ 12 は、インバータ 14 からの直流電圧を受け、その受けた直流電圧を信号 P W M D 1 によって降圧し、その降圧した直流電圧を直流電源 B に供給する。これにより、交流モータ M 1 によって発電された電力が直流電源 B に充電される。

40

【0155】

さらに、電圧変換システム 100 が搭載されたハイブリッド自動車または電気自動車が停止されたとき、制御装置 30 は、外部 E C U から信号 I G O F F を受け、その受けた信号 I G O F F に応じて、上述した方法によって、チャージバック条件を満たすか否かを判定する。

【0156】

そして、制御装置 30 は、チャージバック条件を満たすと判定した場合、インバータ 14 を停止するとともに、信号 P W M B 1 を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力し、コンデンサ C 2 に蓄積された電力を直流電源 B にチャージバックする。

【0157】

50

そして、電流センサー 18 からの直流電流 B C R T、すなわち、直流電源 B へのチャージバック電流 B C R T が所定値 α よりも小さくなると、制御装置 30 は、信号 S T P を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力するとともに、L レベルの信号 S E を生成してシステムリレー S R 1, S R 2 へ出力する。

【0158】

その後、制御装置 30 は、信号 P W D C H 1 を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力する。これにより、コンデンサ C 1 の残留電荷は、上述した昇圧動作によって消費され、コンデンサ C 2 の残留電荷は、上述した降圧動作によって消費される。そして、コンデンサ C 1, C 2 の残電圧 V c 1, V c 2 が所定値 β よりも低くなると、制御装置 30 は、信号 S T P を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力する。そして、電圧変換システム 100 が停止される。 10

【0159】

このように、この発明においては、コンデンサ C 2 に蓄積された電力の直流電源 B へのチャージバックが完了すると、昇圧コンバータ 12 による昇圧動作および降圧動作によってそれぞれコンデンサ C 1, C 2 の残留電荷を消費する。

【0160】

したがって、放電抵抗を新たに設けなくても、コンデンサ C 1, C 2 の残留電荷を消費できる。

【0161】

実施の形態 1 によれば、電圧変換システムは、昇圧コンバータと、昇圧コンバータの入力側に設けられたコンデンサ C 1 と、昇圧コンバータの出力側に設けられたコンデンサ C 2 と、昇圧動作と降圧動作とを交互に行なうように昇圧コンバータを制御する制御装置とを備えるので、新たな部品を設けなくてもコンデンサ C 1, C 2 の残留電荷を消費できる。 20

【0162】

〔実施の形態 2〕

図 8 を参照して、実施の形態 2 による電圧変換システム 100 A は、電圧変換システム 100 の昇圧コンバータ 12 を昇圧コンバータ 12 A に代え、制御装置 30 を制御装置 30 A に代えたものであり、その他は、電圧変換システム 100 と同じである。

【0163】

昇圧コンバータ 12 A は、昇圧コンバータ 12 のリアクトル L 1 をリアクトル L 2 に代えたものであり、その他は、昇圧コンバータ 12 と同じである。リアクトル L 2 は、インダクタンスを変化可能なリアクトルである。 30

【0164】

制御装置 30 A は、制御装置 30 の機能に加え、コンデンサ C 1, C 2 の残留電荷の消費動作が開始されると、信号 E X C を生成して昇圧コンバータ 12 A のリアクトル L 2 へ出力する。信号 E X C は、コンデンサ C 1, C 2 の残電圧に応じてリアクトル L 2 のコイルの巻き数を減少するための信号である。

【0165】

図 9 を参照して、制御装置 30 A は、制御装置 30 の電圧変換制御手段 302 を電圧変換制御手段 302 A に代えたものであり、その他は、制御装置 30 と同じである。電圧変換制御手段 302 A は、電圧変換制御手段 302 の機能に加え、信号 E X C を生成して昇圧コンバータ 12 A のリアクトル L 2 へ出力する。すなわち、電圧変換制御手段 302 A は、信号 P W D C H 1 を生成して昇圧コンバータ 12 A へ出力し、コンデンサ C 1, C 2 の残留電荷を昇圧動作および降圧動作によって消費するように昇圧コンバータ 12 A を制御しているときに、コンデンサ C 1, C 2 の残電圧に応じてリアクトル L 2 のコイルの巻き数を減少するための信号 E X C を生成してリアクトル L 2 へ出力する。 40

【0166】

コンデンサ C 1, C 2 の残電圧 (V c 1, V c 2) が低下すると、リアクトル L 2 に直流電流が流れにくくなるので、コンデンサ C 1, C 2 の残電圧が低下するに伴い、リアクトル L 2 のインダクタンスを小さくする。これにより、コンデンサ C 1, C 2 の残電圧が低 50

下しても、直流電流がリアクトル L 2 に流れ易くなり、コンデンサ C 1, C 2 の残留電荷をより速く消費できる。

【0167】

したがって、この実施の形態 2 においては、コンデンサ C 1, C 2 の残留電荷を昇圧コンバータ 1 2 A の昇圧動作および降圧動作によって消費する場合、昇圧コンバータ 1 2 A に含まれるリアクトル L 2 のインダクタンスをコンデンサ C 1, C 2 の残電圧の低下に伴って小さくすることを特徴とする。

【0168】

リアクトル L 2 のインダクタンスとコンデンサ C 1, C 2 の残電圧 (V_{c1} , V_{c2}) との間には、図 10 の直線 k 5 によって表わされる関係が成立する。また、リアクトル L 2 のコイルの巻き数 n とインダクタンスとの間には、図 11 の曲線 k 6 によって表わされる関係が成立する。 10

【0169】

したがって、電圧変換制御手段 3 0 2 A は、図 10 に示す直線 k 5 の関係と図 11 に示す曲線 k 6 の関係とをそれぞれマップとして保持しており、電圧センサー 1 1 からの電圧 V_{c1} または電圧センサー 1 3 からの電圧 V_{c2} に対応するインダクタンスを直線 k 5 から抽出し、その抽出したインダクタンスに対応する巻き数 n を曲線 k 6 から抽出する。そして、電圧変換制御手段 3 0 2 A は、リアクトル L 2 のコイルの巻き数を、抽出した巻き数 n に変更するための信号 EXC を生成してリアクトル L 2 へ出力する。

【0170】

そして、インダクタンスを小さくしてコンデンサ C 1, C 2 の残留電荷を消費する場合、好ましくは、NPN トランジスタ Q 1, Q 2 をスイッチング制御するキャリア周波数をコンデンサ C 1, C 2 の残電圧に応じて高くする。 20

【0171】

この場合、コンデンサ C 1, C 2 の残電圧とキャリア周波数との間には、図 12 に示す直線 k 7 の関係が成立する。図 12 を参照して、キャリア周波数 f_{c2} は、コンデンサ C 1, C 2 の残電圧が高くなると低くなり、コンデンサ C 1, C 2 の残電圧が低くなると高くなる。インダクタンスを小さくしてコンデンサ C 1, C 2 の残留電荷を消費する場合、コンデンサ C 1, C 2 の残電圧の低下に伴い、キャリア周波数 f_{c2} を高くして NPN トランジスタ Q 1, Q 2 をスイッチング制御するのは、インダクタンスを小さくしてリアクトル L 2 に流れる電流を増加してリアクトル L 2 における損失を増加するとともに、NPN トランジスタ Q 1, Q 2 をスイッチング制御するときのキャリア周波数 f_{c2} を高くして NPN トランジスタ Q 1, Q 2 のスイッチング損失を増加させ、コンデンサ C 1, C 2 の残留電荷をより速く消費するためである。 30

【0172】

したがって、電圧変換制御手段 3 0 2 A は、図 12 に示す直線 k 7 の関係をマップとして保持しており、電圧センサー 1 1 からの電圧 V_{c1} または電圧センサー 1 3 からの電圧 V_{c2} に対応したキャリア周波数 f_{c2} を、保持したマップを参照して抽出する。そして、電圧変換制御手段 3 0 2 A は、抽出したキャリア周波数 f_{c2} を用いて信号 PWDC H 1 を生成して昇圧コンバータ 1 2 A へ出力する。 40

【0173】

図 13 を参照して、リアクトル L 2 は、コア 2 と、コイル 3 A, 3 B と、巻数切換部 4 とを含む。コア 2 は、直線部 2 3 A, 2 3 B および湾曲部 2 3 C, 2 3 D からなる。直線部 2 3 A, 2 3 B および湾曲部 2 3 C, 2 3 D は、一部にギャップ 2 1, 2 2 を形成するように環状形状に配置される。そして、ギャップ 2 1, 2 2 は、たとえば、ガラスのエポキシ材から成る。

【0174】

コイル 3 A は、コア 2 の一方の直線部 2 3 A に銅線を巻くことにより作製され、コイル 3 B は、コア 2 の他方の直線部 2 3 B に銅線を巻くことにより作製される。コイル 3 A は、配線 3 C によりコイル 3 B と接続される。これにより、コイル 3 A, 3 B は直列に接続さ 50

れる。

【0175】

巻数切換部4は、接点切換部4Aを有する。接点切換部4Aは、制御装置30Aからの信号EXCに応じて、コイル3A, 3Bの巻き数がコンデンサC1, C2の残電圧に対応した巻き数になるように接点を切換える。そして、巻数切換部4は、配線5によって端子6Bに接続される。

【0176】

図14を参照して、接点切換部4Aは、接点411~41m(mは自然数)と、スイッチ420を含む。接点411は、コイル3A, 3Bの巻き数がn1になる端子(図示せず)に接続される。接点412は、コイル3A, 3Bの巻き数がn2(<n1)になる端子(図示せず)に接続される。以下、同様にして、接点413, ..., 41mは、巻き数がそれぞれn3(<n2), ..., nmになる端子(図示せず)に接続される。そして、スイッチ420は、制御装置30Aからの信号EXCに応じて、コイルの巻き数がコンデンサC1, C2の残電圧に応じた巻き数になる接点(接点411~41mのいずれか)に切換えられる。そして、スイッチ420は、配線5に接続される。

【0177】

再び、図13を参照して、コイル3Aは、電流が矢印13Aの方向に流れるように巻回され、コイル3Bは、電流が矢印14Aの方向に流れるように巻回される。そして、端子6Aから端子6Bの方向に電流が流されると、コイル3Aには矢印13Aで示す方向に電流が流れ、コイル3Bには矢印14Aで示す方向に電流が流れる。

【0178】

そうすると、コイル3A, 3Bに電流が流れることにより発生した磁束は、ギャップ21を矢印15Aの方向に通過し、ギャップ22を矢印16Aの方向に通過する。つまり、発生した磁束は、環状形状のコア2中を一周する方向に移動する。そして、リアクトルL2は、巻数切換部4によって切換えられた巻き数に応じたインダクタンスを有する。

【0179】

電圧変換制御手段302AにおけるコンデンサC1, C2の残留電荷を消費する動作は、図15および図16に示すフローチャートに従って行なわれる。図15に示すフローチャートは、図6に示すフローチャートのステップS6をステップS6Aに代えたものであり、その他は、図6に示すフローチャートと同じである。

【0180】

図16は、図15に示すフローチャートのステップS6Aの動作を説明するためのフローチャートである。図16を参照して、図15に示すステップS5の後、電圧変換制御手段302Aは、電圧センサー11からの電圧Vc1または電圧センサー13からの電圧Vc2に対応したリアクトルL2のコイル3A, 3Bの巻き数を、保持したマップを参照して抽出する(ステップS59)。

【0181】

そして、電圧変換制御手段302Aは、コイル3A, 3Bの巻き数を、抽出した巻き数に変更するための信号EXCを生成してリアクトルL2へ出力する。

【0182】

そうすると、リアクトルL2において、巻数切換部4Aは、電圧変換制御手段302Aからの信号EXCに応じて、スイッチ420を接点411~41mのいずれかに切換え、コイル3A, 3Bの巻き数をコンデンサC1, C2の残電圧に対応した巻き数に設定する(ステップS60)。その後、上述したステップS61, S62が実行され、コンデンサC1, C2の残留電荷が消費される。

【0183】

なお、ステップS6Aが繰返し実行される場合、上述したように、残電圧Vc1, Vc2の低下に伴い、NPNトランジスタQ1, Q2をスイッチング制御するキャリア周波数fc2を高くしてもよい。

【0184】

10

20

30

40

50

その他は、上述したとおりである。

なお、この発明による残留電荷消費方法は、図 15 および図 16 に示すフローチャートに従ってコンデンサ C1, C2 の残留電荷を消費する残留電荷消費方法である。

【0185】

また、実施の形態 2 におけるコンデンサ C1, C2 の残留電荷を消費する動作の制御は、実際には、CPU によって実行され、CPU は、図 15 および図 16 に示すフローチャートの各ステップを備えるプログラムを ROM から読出し、その読出したプログラムを実行して図 15 および図 16 に示すフローチャートに従ってコンデンサ C1, C2 の残留電荷を消費する。

【0186】

したがって、ROM は、図 15 および図 16 に示す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) 読取り可能な記録媒体に相当する。

【0187】

電圧変換システム 100A における全体動作は、電圧変換システム 100 におけるコンデンサ C1, C2 の残留電荷を消費する動作を、実施の形態 2 におけるコンデンサ C1, C2 の残留電荷を消費する動作に代えたものであり、その他は、電圧変換システム 100 の動作と同じである。

【0188】

なお、上記においては、リアクトル L2 のコイル 3A, 3B の巻き数を変更してインダクタンスを変更すると説明したが、この発明においては、これに限らず、コイル 3A, 3B の巻き数を変更する以外の方法により、リアクトル L2 のインダクタンスを変更してもよい。そして、この発明は、一般に、リアクトル L2 のインダクタンスをコンデンサ C1, C2 の残電圧に対応したインダクタンスに設定してコンデンサ C1, C2 の残留電荷を消費するものに適用される。

【0189】

また、信号 EXC を生成してリアクトル L2 へ出力する電圧変換制御手段 302A および巻数切換部 4 は、「インダクタンス変更手段」を構成する。

【0190】

その他は、実施の形態 1 と同じである。

実施の形態 2 によれば、電圧変換システムは、昇圧コンバータと、昇圧コンバータの入力側に設けられたコンデンサ C1 と、昇圧コンバータの出力側に設けられたコンデンサ C2 と、リアクトルのインダクタンスを小さくして昇圧動作と降圧動作とを交互に行なうように昇圧コンバータを制御する制御装置とを備えるので、新たな部品を設けなくてもコンデンサ C1, C2 の残留電荷をより速く消費できる。

【0191】

[実施の形態 3]

図 17 を参照して、実施の形態 3 による電圧変換システム 100B は、電圧変換システム 100 の昇圧コンバータ 12 をコンバータ 12B に代え、制御装置 30 を制御装置 30B に代えたものであり、その他は、電圧変換システム 100 と同じである。

【0192】

コンバータ 12B は、リアクトル L1 と、NPN トランジスタ Q01 ~ Q04 と、ダイオード D01 ~ D04 とを含む。

【0193】

NPN トランジスタ Q01, Q02 は、直流電源 B の電源ライン 25 とアースライン 26 との間に直列に接続される。NPN トランジスタ Q01 は、コレクタが電源ライン 25 に接続され、エミッタが NPN トランジスタ Q02 のコレクタに接続される。また、NPN トランジスタ Q02 のエミッタは、アースライン 26 に接続される。

【0194】

NPN トランジスタ Q03, Q04 は、インバータ 14 の電源ライン 27 とアースライン 28 との間に直列に接続される。NPN トランジスタ Q03 は、コレクタが電源ライン 2

10

20

30

40

50

7に接続され、エミッタがNPNトランジスタQ04のコレクタに接続される。また、NPNトランジスタQ04のエミッタは、アースライン28に接続される。

【0195】

また、各NPNトランジスタQ01～Q04は、エミッタ側からコレクタ側へ電流が流れるように、それぞれ、ダイオードD01～D04が接続される。

【0196】

リアクトルL1は、一方端がNPNトランジスタQ01のエミッタとNPNトランジスタQ02のコレクタとに接続され、他方端がNPNトランジスタQ03のエミッタとNPNトランジスタQ04のコレクタとに接続される。

【0197】

コンバータ12Bにおいては、NPNトランジスタQ01は、NPNトランジスタQ04と同時にオン／オフされ、NPNトランジスタQ02は、NPNトランジスタQ03と同時にオン／オフされる。

10

【0198】

コンバータ12Bは、直流電源Bから供給された直流電圧Vbの電圧レベルを変更してインバータ14へ供給する。より具体的には、コンバータ12Bは、制御装置30Bから信号PWMU2を受けると、信号PWMU2によってNPNトランジスタQ01、Q04がオンされた期間に応じて直流電圧の電圧レベルを変更してインバータ14に供給する。

【0199】

また、コンバータ12Bは、制御装置30Bから信号PWMD2を受けると、インバータ14から供給された直流電圧の電圧レベルを変更して直流電源Bを充電する。

20

【0200】

制御装置30Bは、外部ECUから入力されたトルク指令値TRおよびモータ回転数MRN、電圧センサー10Aからの直流電圧Vb、電圧センサー13からの出力電圧Vc2、および電流センサー24からのモータ電流MCRTに基づいて、後述する方法によりコンバータ12Bを駆動するための信号PWMU2とインバータ14を駆動するための信号PWMIとを生成し、その生成した信号PWMU2および信号PWMIをそれぞれコンバータ12Bおよびインバータ14へ出力する。

【0201】

信号PWMU2は、直流電源Bからの直流電圧Vbを出力電圧Vc2に変換する場合にコンバータ12Bを駆動するための信号である。そして、制御装置30Bは、コンバータ12Bが直流電圧Vbを出力電圧Vc2に変換する場合に、出力電圧Vc2をフィードバック制御し、出力電圧Vc2が指令された電圧指令Vdccbomになるようにコンバータ12Bを駆動するための信号PWMU2を生成する。信号PWMU2の生成方法は、上述した信号PWMU1の生成方法と同じである。

30

【0202】

また、制御装置30Bは、ハイブリッド自動車または電気自動車が回生制動モードに入ったことを示す信号RGEを外部ECUから受けると、交流モータM1で発電された交流電圧を直流電圧に変換するための信号PWMCを生成してインバータ14へ出力する。この場合、インバータ14のNPNトランジスタQ3～Q8は、信号PWMCによってスイッチング制御される。これにより、インバータ14は、交流モータM1で発電された交流電圧を直流電圧に変換してコンバータ12Bへ供給する。

40

【0203】

さらに、制御装置30Bは、ハイブリッド自動車または電気自動車が回生制動モードに入ったことを示す信号RGEを外部ECUから受けると、インバータ14から供給された直流電圧を降圧するための信号PWMD2を生成し、その生成した信号PWMD2をコンバータ12Bへ出力する。これにより、交流モータM1が発電した交流電圧は、直流電圧に変換され、電圧レベルが変更されて直流電源Bに供給される。

【0204】

さらに、制御装置30Bは、電圧変換システム100Bが搭載されたハイブリッド自動車

50

または電気自動車が停止されると、イグニッションキーがオフされたことを示す信号 I G O F F を外部 E C U から受ける。そして、制御装置 3 0 B は、信号 I G O F F を受けると、電圧センサー 1 0 A からの電圧 V b と電圧センサー 1 3 からの電圧 V c 2 とに基づいて、電圧 V c 2 が電圧 V b との間で所定の関係を満たすとき、コンデンサ C 2 に蓄積された電力を直流電源 B にチャージバックするための信号 P W M B 2 を生成してコンバータ 1 2 B へ出力する。

【0205】

さらに、制御装置 3 0 B は、コンデンサ C 2 に蓄積された電力を直流電源 B にチャージバック中に電流センサー 1 8 からの直流電流 B C R T が所定値 α よりも小さくなると、L レベルの信号 S E を生成してシステムリレー S R 1, S R 2 へ出力するとともに、信号 P W D C H 2 を生成してコンバータ 1 2 B へ出力する。 10

【0206】

さらに、制御装置 3 0 B は、信号 P W D C H 2 を生成してコンバータ 1 2 B へ出力した後、電圧センサー 1 1 からの電圧 V c 1 および電圧センサー 1 3 からの電圧 V c 2 が所定値 β よりも小さくなると、N P N トランジスタ Q 0 1 ~ Q 0 4 を停止するための信号 S T P を生成してコンバータ 1 2 B へ出力する。

【0207】

さらに、制御装置 3 0 B は、システムリレー S R 1, S R 2 をオン／オフするための信号 S E を生成してシステムリレー S R 1, S R 2 へ出力する。

【0208】

信号 P W D C H 2 は、コンバータ 1 2 B の N P N トランジスタ Q 0 1 および Q 0 4 と N P N トランジスタ Q 0 2 および Q 0 3 とを交互にオン／オフ（すなわち、スイッチング制御）するための信号である。 20

【0209】

したがって、直流電源 B へチャージバックされる直流電流 B C R T が所定値 α よりも小さくなると、システムリレー S R 1, S R 2 がオフされ、コンバータ 1 2 B は、信号 P W D C H 2 によって N P N トランジスタ Q 0 1 および Q 0 4 がオンされた期間に応じてコンデンサ C 1 の残留電荷を消費し、信号 P W D C H 2 によって N P N トランジスタ Q 0 2 および Q 0 3 がオンされた期間に応じてコンデンサ C 2 の残留電荷を消費する。つまり、信号 P W D C H 2 によって、N P N トランジスタ Q 0 2 および Q 0 3 がオフされ、N P N トランジスタ Q 0 1 および Q 0 4 がオンされると、N P N トランジスタ Q 0 1 および Q 0 4 がオンされた期間、コンデンサ C 1 に蓄積された電荷は、N P N トランジスタ Q 0 1、リアクトル L 1 および N P N トランジスタ Q 0 4 を介してアースライン 2 6, 2 8 に流れる。そして、リアクトル L 1 における損失と N P N トランジスタ Q 0 1 および Q 0 4 における損失とによって、コンデンサ C 1 の残留電荷は消費される。また、信号 P W D C H 2 によって、N P N トランジスタ Q 0 1 および Q 0 4 がオフされ、N P N トランジスタ Q 0 2 および Q 0 3 がオンされると、N P N トランジスタ Q 0 2 および Q 0 3 がオンされた期間、コンデンサ C 2 に蓄積された電荷は、N P N トランジスタ Q 0 3、リアクトル L 1 および N P N トランジスタ Q 0 2 を介して電源ライン 2 5 に流れる。そして、N P N トランジスタ Q 0 2 および Q 0 3 における損失とリアクトル L 1 における損失とによって、コンデンサ C 2 の残留電荷は消費される。 30 40

【0210】

なお、信号 P W D C H 2 によって N P N トランジスタ Q 0 2, Q 0 3 がオフされ、N P N トランジスタ Q 0 1, Q 0 4 がオンされたときにコンバータ 1 2 B が行なう動作は、直流電源 B からの直流電圧 V b を出力電圧 V c 2 に昇圧するときの昇圧動作と同じであるので、信号 P W D C H 2 によってコンデンサ C 1 の残留電荷を消費する動作を「昇圧動作による残留電荷の消費」と言う。また、信号 P W D C H 2 によって N P N トランジスタ Q 0 2, Q 0 3 がオンされ、N P N トランジスタ Q 0 1, Q 0 4 がオフされたときにコンバータ 1 2 B が行なう動作は、インバータ 1 4 から供給された直流電圧を降圧するときの降圧動作と同じであるので、信号 P W D C H 2 によってコンデンサ C 2 の残留電荷を消費する動 50

作を「降圧動作による残留電荷の消費」と言う。

【0211】

実施の形態3における残留電荷を消費する動作は、図18および図19に示すフローチャートに従って行なわれる。図18に示すフローチャートは、図6に示すフローチャートのステップS6をステップS6Bに代えたものであり、その他は、図6に示すフローチャートと同じである。

【0212】

図19は、図18に示すフローチャートのステップS6Bの動作を説明するためのフローチャートである。図19を参照して、図18に示すフローチャートのステップS5の後、制御装置30Bは、信号PWDC H2を生成してコンバータ12Bへ出力する。

10

【0213】

そうすると、NPNトランジスタQ01、Q04はオンされ、NPNトランジスタQ02、Q03はオフされる。そして、コンデンサC1の残留電荷は、リアクトルL1およびNPNトランジスタQ01、Q04における損失によって消費される（ステップS71）。

【0214】

その後、NPNトランジスタQ02、Q03がオンされ、NPNトランジスタQ01、Q04がオフされる。そして、コンデンサC2の残留電荷がNPNトランジスタQ02、Q03およびリアクトルL1における損失によって消費される（ステップS72）。これにより、図18に示すステップS6Bの動作が終了する。

【0215】

20

なお、ステップS6Bが繰返し実行される場合、上述したように、コンデンサC1、C2の残電圧Vc1、Vc2の低下に伴い、NPNトランジスタQ01～Q04をスイッチング制御するキャリア周波数fc1を低くしてもよい。また、ステップS6Bが繰返し実行される場合、上述したように、通常動作時の駆動電圧よりも低い駆動電圧によってNPNトランジスタQ01～Q04を駆動するようにしてもよい。

【0216】

この発明による残留電荷消費方法は、図18および図19に示すフローチャートに従ってコンデンサC1、C2の残留電荷を消費する残留電荷消費方法である。

【0217】

また、実施の形態3におけるコンデンサC1、C2の残留電荷を消費する動作の制御は、実際には、CPUによって実行され、CPUは、図18および図19に示すフローチャートの各ステップを備えるプログラムをROMから読出し、その読出したプログラムを実行して図18および図19に示すフローチャートに従ってコンデンサC1、C2の残留電荷を消費する。

30

【0218】

したがって、ROMは、図18および図19に示す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）読取り可能な記録媒体に相当する。

【0219】

再び、図17を参照して、電圧変換システム100Bにおける全体動作について説明する。一連の動作が開始されると、制御装置30Bは、Hレベルの信号SEを生成してシステムリレーSR1、SR2へ出力するとともに、交流モータM1がトルク指令値TRによって指定されたトルクを発生するようにコンバータ12Bおよびインバータ14を制御するための信号PWMU2および信号PWMIを生成してそれぞれコンバータ12Bおよびインバータ14へ出力する。

40

【0220】

そして、直流電源Bは直流電圧Vbを出力し、システムリレーSR1、SR2は直流電圧Vbをコンバータ12Bへ供給する。

【0221】

そうすると、コンバータ12BのNPNトランジスタQ01～Q04は、制御装置30Bからの信号PWMU2に応じてオン／オフされ、NPNトランジスタQ01、Q04のオ

50

ンデューティーに応じた直流電流がリアクトル L 1 に流れる。そして、コンバータ 1 2 B は、直流電源 B からの直流電圧 V b を出力電圧 V c 2 に変換し、その変換した出力電圧 V c 2 をインバータ 1 4 に供給する。

【0222】

インバータ 1 4 の N P N トランジスタ Q 3 ~ Q 8 は、制御装置 3 0 B からの信号 P W M I に従ってオン／オフされ、インバータ 1 4 は、直流電圧を交流電圧に変換し、トルク指令値 T R によって指定されたトルクを交流モータ M 1 が出力するように交流モータ M 1 の U 相、V 相、W 相の各相に所定の交流電流を流す。これにより、交流モータ M 1 は、トルク指令値 T R によって指定されたトルクを出力する。

【0223】

電圧変換システム 1 0 0 B が搭載されたハイブリッド自動車または電気自動車が回生制動モードになった場合、制御装置 3 0 B は、回生制動モードになったことを示す信号 R G E を外部 E C U から受け、信号 P W M C および信号 P W M D 2 を生成してそれぞれインバータ 1 4 およびコンバータ 1 2 B へ出力する。

【0224】

交流モータ M 1 は、交流電圧を発電し、その発電した交流電圧をインバータ 1 4 へ供給する。そして、インバータ 1 4 は、制御装置 3 0 B からの信号 P W M C に従って、交流電圧を直流電圧に変換し、その変換した直流電圧をコンバータ 1 2 B へ供給する。

【0225】

コンバータ 1 2 B は、制御装置 3 0 B からの信号 P W M D 2 に従って直流電圧の電圧レベルを変更して直流電源 B に供給し、直流電源 B を充電する。

【0226】

そして、電流センサー 1 8 からの直流電流 B C R T、すなわち、直流電源 B へのチャージバック電流 B C R T が所定値 α よりも小さくなると、制御装置 3 0 B は、信号 S T P を生成してコンバータ 1 2 B へ出力するとともに、L レベルの信号 S E を生成してシステムリレー S R 1, S R 2 へ出力する。

【0227】

その後、制御装置 3 0 B は、信号 P W D C H 2 を生成してコンバータ 1 2 B へ出力する。これにより、コンデンサ C 1 の残留電荷は、上述した昇圧動作によって消費され、コンデンサ C 2 の残留電荷は、上述した降圧動作によって消費される。そして、コンデンサ C 1, C 2 の残電圧 V c 1, V c 2 が所定値 β よりも低くなると、制御装置 3 0 B は、信号 S T P を生成してコンバータ 1 2 B へ出力する。そして、電圧変換システム 1 0 0 B が停止される。

【0228】

その他は、実施の形態 1 と同じである。

実施の形態 3 によれば、電圧変換システムは、昇圧コンバータと、昇圧コンバータの入力側に設けられたコンデンサ C 1 と、昇圧コンバータの出力側に設けられたコンデンサ C 2 と、昇圧動作と降圧動作とを交互に行なうように昇圧コンバータを制御する制御装置とを備え、昇圧動作および降圧動作は、2つの N P N トランジスタおよびリアクトルを用いて行なわれるので、新たな部品を設けなくてもコンデンサ C 1, C 2 の残留電荷をより速く消費できる。

【0229】

[実施の形態 4]

図 2 0 を参照して、実施の形態 4 による電圧変換システム 1 0 0 C は、電圧変換システム 1 0 0 B のコンバータ 1 2 B をコンバータ 1 2 C に代え、制御装置 3 0 B を制御装置 3 0 C に代えたものであり、その他は、電圧変換システム 1 0 0 B と同じである。

【0230】

コンバータ 1 2 C は、コンバータ 1 2 B のリアクトル L 1 をリアクトル L 2 に代えたものであり、その他は、コンバータ 1 2 B と同じである。つまり、コンバータ 1 2 C は、コンバータ 1 2 B において、リアクトルのインダクタンスを可変にしたものである。

10

20

30

40

50

【0231】

制御装置30Cは、制御装置30Bの機能に、制御装置30Aの信号EXCを生成してコンバータ12Cへ出力する機能を追加した機能を有する。

【0232】

つまり、実施の形態4は、実施の形態3に実施の形態2を適用したものに相当する。

【0233】

実施の形態4におけるコンデンサC1、C2の残留電荷を消費する動作は、図21および図22に示すフローチャートに従って行なわれる。図21に示すフローチャートは、図18に示すフローチャートのステップS6BをステップS6Cに代えたものであり、その他は、図18に示すフローチャートと同じである。

10

【0234】

図22は、図21に示すフローチャートのステップS6Cの動作を説明するためのフローチャートである。図22に示すフローチャートは、上述した図16に示すフローチャートのステップS59、S60を実行した後に、上述した図19に示すフローチャートのステップS71、S72を実行するフローチャートである。したがって、詳細な説明を省略する。

【0235】

なお、ステップS6Cが繰返し実行される場合、上述したように、残電圧 V_{c1} 、 V_{c2} の低下に伴い、NPNトランジスタQ1、Q2をスイッチング制御するキャリア周波数 f_{c2} を高くしてもよい。

20

【0236】

その他は、上述したとおりである。

なお、この発明による残留電荷消費方法は、図21および図22に示すフローチャートに従ってコンデンサC1、C2の残留電荷を消費する残留電荷消費方法である。

【0237】

また、実施の形態4におけるコンデンサC1、C2の残留電荷を消費する動作の制御は、実際には、CPUによって実行され、CPUは、図21および図22に示すフローチャートの各ステップを備えるプログラムをROMから読み出し、その読み出したプログラムを実行して図21および図22に示すフローチャートに従ってコンデンサC1、C2の残留電荷を消費する。

30

【0238】

したがって、ROMは、図21および図22に示す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)読み取り可能な記録媒体に相当する。

【0239】

電圧変換システム100Cにおける全体動作は、電圧変換システム100BにおけるコンデンサC1、C2の残留電荷を消費する動作を、実施の形態4におけるコンデンサC1、C2の残留電荷を消費する動作に代えたものであり、その他は、電圧変換システム100Bの動作と同じである。

【0240】

その他は、実施の形態2、3と同じである。

40

実施の形態4によれば、電圧変換システムは、昇圧コンバータと、昇圧コンバータの入力側に設けられたコンデンサC1と、昇圧コンバータの出力側に設けられたコンデンサC2と、リアクトルのインダクタンスを小さくして昇圧動作と降圧動作とを交互に行なうように昇圧コンバータを制御する制御装置とを備え、昇圧動作および降圧動作は、2つのNPNトランジスタおよびリアクトルを用いて行なわれるので、新たな部品を設けなくてもコンデンサC1、C2の残留電荷をより速く消費できる。

【0241】

なお、この発明による電圧変換システムは、図23に示す電圧変換システム100Dであってもよい。図23を参照して、電圧変換システム100Dは、電圧変換システム100にコイル60、整流回路61および補機バッテリー62を追加し、電圧変換システム100

50

の制御装置 30 を制御装置 30 D に代えたものであり、その他は、電圧変換システム 100 と同じである。

【0242】

コイル 60 は、リアクトル L1 のコイルに対向して設けられる。整流回路 61 は、コイル 60 の両端に発生した電圧を受け、その受けた電圧を整流して補機バッテリー 62 を充電する。補機バッテリー 62 は、ハイブリッド自動車または電気自動車に搭載されるライト等の補機を駆動するためのバッテリーである。

【0243】

制御装置 30 D は、制御装置 30 の信号 PWDCH1 を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力する機能を、信号 PWDCH3 を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力する機能に代えたものであり、その他は、制御装置 30 と同じである。 10

【0244】

制御装置 30 D は、コンデンサ C2 に蓄積された電力を直流電源 B にチャージバック中に電流センサー 18 からの直流電流 BCRT が所定値 α よりも小さくなると、チャージバックを停止し、L レベルの信号 SE を生成してシステムリレー SR1, SR2 へ出力した後に、信号 PWDCH3 を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力する。

【0245】

信号 PWDCH3 は、昇圧コンバータ 12 の NPN トランジスタ Q1 をオンし、NPN トランジスタ Q2 をオフするための信号である。したがって、昇圧コンバータ 12 は、制御装置 30 D から信号 PWDCH3 を受けると、コンデンサ C2 の残留電荷をリアクトル L1 に蓄積する。そうすると、リアクトル L1 の両端に電圧が発生し、その発生した電圧は、リアクトル L1 のコイルとコイル 60 とによって電圧変換される。そして、整流回路 61 は、コイル 60 の両端に発生した電圧を整流して補機バッテリー 62 を充電する。 20

【0246】

リアクトル L1 の両端に発生した電圧をリアクトル L1 のコイルとコイル 60 とにより電圧変換することにより、コンデンサ C2 の残留電荷が減少し、コンデンサ C2 の両端の電圧 V_{c2} がコンデンサ C1 の両端の電圧 V_{c1} まで低下すると、コンデンサ C1, C2 の残留電荷がリアクトル L1 に蓄積され、コイル 60 へ電圧変換される。そして、コンデンサ C1, C2 の残留電荷は、コンデンサ C1, C2 の両端の電圧が所定値 β よりも低くなるまで、補機バッテリー 62 を充電するためにコイル 60 へ電圧変換される。 30

【0247】

このように、電圧変換システム 100 D は、リアクトル L1 に蓄積された電圧をコイル 60、整流回路 61 および補機バッテリー 62 の 2 次側へ電圧変換することによりコンデンサ C1, C2 の残留電荷を消費する。

【0248】

その他は、上述したとおりである。

また、この発明による電圧変換システムは、図 24 に示す電圧変換システムであってもよい。図 24 を参照して、電圧変換システム 100 E は、電圧変換システム 100 B にコイル 60、整流回路 61 および補機バッテリー 62 を追加し、電圧変換システム 100 B の制御装置 30 B を制御装置 30 E に代えたものであり、その他は、電圧変換システム 100 B と同じである。 40

【0249】

コイル 60、整流回路 61 および補機バッテリー 62 については上述したとおりである。

【0250】

制御装置 30 E は、制御装置 30 B の信号 PWDCH2 を生成してコンバータ 12 B へ出力する機能を、信号 PWDCH4 を生成してコンバータ 12 B へ出力する機能に代えたものであり、その他は、制御装置 30 B と同じである。

【0251】

信号 PWDCH4 は、コンバータ 12 B の NPN トランジスタ Q01, Q03 をオンし、NPN トランジスタ Q02, Q04 をオフするための信号である。したがって、コンバー 50

タ 1 2 B は、制御装置 3 0 E から信号 P W D C H 4 を受けると、電圧変換システム 1 0 0 D における動作と同じ動作によってコンデンサ C 1, C 2 の残留電荷をリアクトル L 1 に蓄積し、リアクトル L 1 の両端に発生した電圧をコイル 6 0、整流回路 6 1 および補機バッテリー 6 2 の 2 次側へ電圧変換することによりコンデンサ C 1, C 2 の残留電荷を消費する。

【 0 2 5 2 】

その他は、上述したとおりである。

なお、モータ駆動装置 1 0 0 D, 1 0 0 E においては、リアクトル L 1 をリアクトル L 2 に代えてもよい。その場合、制御装置 3 0 D, 3 0 E は、リアクトル L 2 のコイル 3 A, 3 B の巻き数を変更するための信号 E X C を生成してリアクトル L 2 へ出力する。

10

【 0 2 5 3 】

また、上記においては、交流モータが 1 個の場合について説明したが、この発明は、これに限らず、複数の交流モータを駆動する電圧変換システムについても適用可能である。その場合、複数の交流モータに対応して設けられた複数のインバータは、コンデンサ C 2 の両端に並列に接続される。そして、複数のインバータの各々は、コンデンサ C 2 を介して昇圧コンバータ 1 2, 1 2 A またはコンバータ 1 2 B, 1 2 C から受けた出力電圧 V c 2 を交流電圧に変換して対応する交流モータを駆動する。

【 0 2 5 4 】

さらに、昇圧コンバータ 1 2, 1 2 A、コンバータ 1 2 B, 1 2 C およびインバータ 1 4 を構成するスイッチング素子は、N P N トランジスタに限られるものではなく、M O S トランジスタであってもよい。

20

【 0 2 5 5 】

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】

【図 1】実施の形態 1 による電圧変換システムの概略ブロック図である。

【図 2】図 1 に示す制御装置の機能ブロック図である。

【図 3】図 2 に示すモータトルク制御手段の機能を説明するための機能ブロック図である 30

。

【図 4】図 1 に示す直流電源の出力電圧と電池容量との関係図である。

【図 5】図 1 に示すコンデンサの残電圧とキャリア周波数との関係を示す図である。

【図 6】実施の形態 1 におけるコンデンサの残留電荷を消費する動作を説明するためのフローチャートである。

【図 7】図 6 に示すフローチャートのステップ S 6 の動作を説明するためのフローチャートである。

【図 8】実施の形態 2 による電圧変換システムの概略ブロック図である。

【図 9】図 8 に示す制御装置の機能ブロック図である。

【図 1 0】図 8 に示すリアクトルのインダクタンスとコンデンサの残電圧との関係を示す図である。 40

【図 1 1】図 8 に示すリアクトルにおけるインダクタンスと巻き数との関係を示す図である。

【図 1 2】キャリア周波数とコンデンサの残電圧との関係を示す図である。

【図 1 3】図 8 に示すリアクトルの斜視図である。

【図 1 4】図 1 3 に示す巻数切換部の拡大図である。

【図 1 5】実施の形態 2 におけるコンデンサの残留電荷を消費する動作を説明するためのフローチャートである。

【図 1 6】図 1 5 に示すフローチャートのステップ S 6 A の動作を説明するためのフローチャートである。

50

【図 17】実施の形態 3 による電圧変換システムの概略ブロック図である。

【図 18】実施の形態 3 におけるコンデンサの残留電荷を消費する動作を説明するためのフローチャートである。

【図 19】図 18 に示すフローチャートのステップ S 6 B の動作を説明するためのフローチャートである。

【図 20】実施の形態 4 による電圧変換システムの概略ブロック図である。

【図 21】実施の形態 4 におけるコンデンサの残留電荷を消費する動作を説明するためのフローチャートである。

【図 22】図 21 に示すフローチャートのステップ S 6 C の動作を説明するためのフローチャートである。

【図 23】この発明による電圧変換システムの他の概略ブロック図である。

【図 24】この発明による電圧変換システムのさらに他の概略ブロック図である。

【図 25】従来のモータ駆動装置の概略ブロック図である。

【符号の説明】

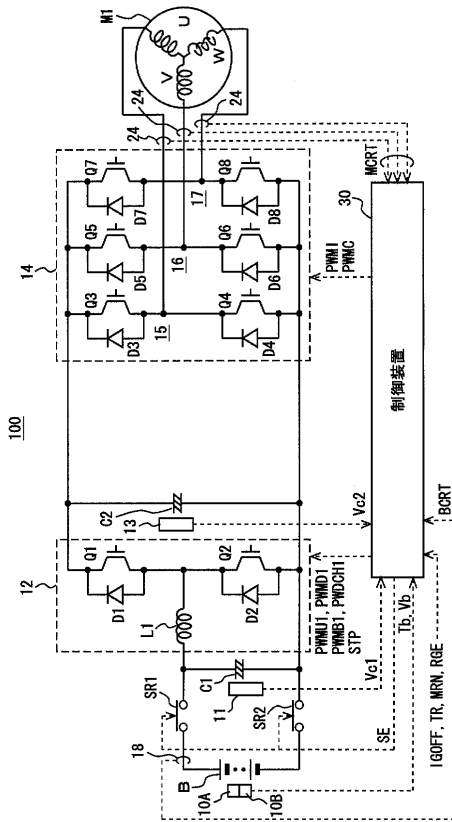
2 コア、3 A, 3 B, 60 コイル、3 C, 5 配線、4 巻数切換部、4 A 接点切換部、6 A, 6 B 端子、10 A, 11, 13 電圧センサー、10 B 温度センサー、12, 12 A, 310 昇圧コンバータ、12 B, 12 C コンバータ、13 A, 14 A, 15 A, 16 A 矢印、14, 330 インバータ、15 U相アーム、16 V相アーム、17 W相アーム、18, 24 電流センサー、21, 22 ギャップ、23 A, 23 B 直線部、23 C, 23 D 湾曲部、25, 27 電源ライン、26, 28 アースライン、30, 30 A, 30 B, 30 C, 30 D, 30 E 制御装置、40 モータ制御用相電圧演算部、42 インバータ用 PWM 信号変換部、50 インバータ入力電圧指令演算部、52 コンバータ用デューティ比演算部、54 コンバータ用 PWM 信号変換部、61 整流回路、62 補機バッテリー、100, 100 A, 100 B, 100 C, 100 D, 100 E 電圧変換システム、300 モータ駆動装置、312, 313, Q1 ~ Q8, Q01 ~ Q04 NPN トランジスタ、314, 315, D1 ~ D8, D01 ~ D04 ダイオード、301 モータトルク制御手段、302, 302 A 電圧変換制御手段、411 ~ 41m 接点、420 スイッチ、B 直流電源、SR1, SR2 システムリレー、C1, C2, 309, 320 コンデンサ、L1, L2, 311 リアクトル、M1 交流モータ。

10

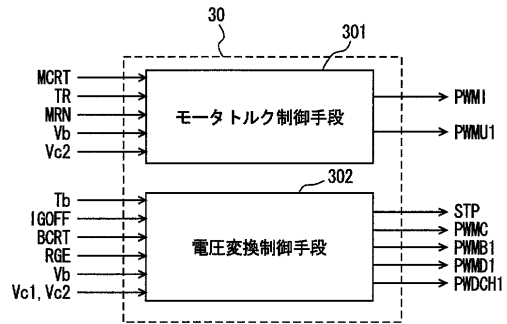
20

30

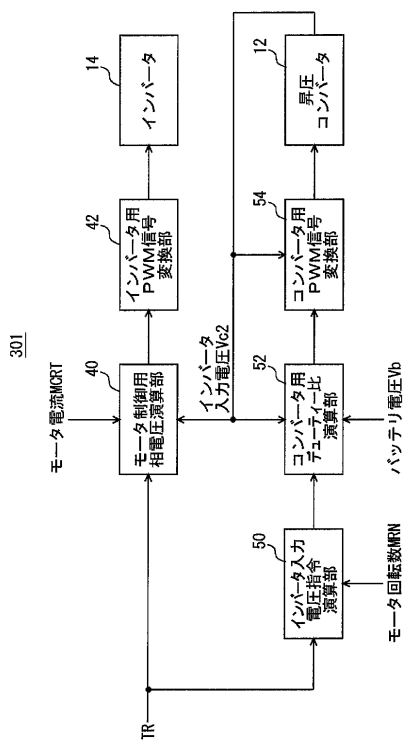
【図 1】



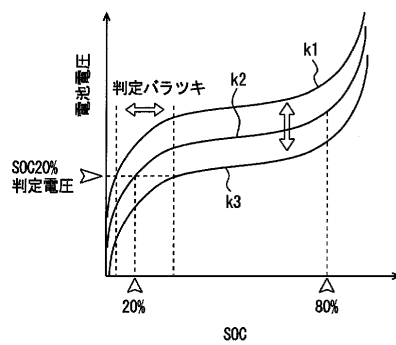
【図 2】



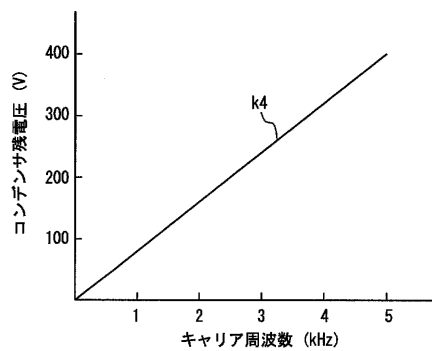
【図 3】



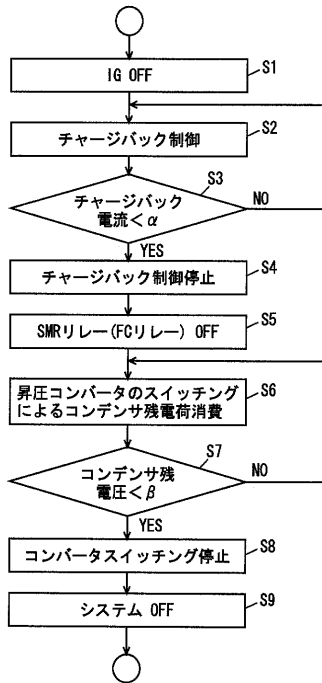
【図 4】



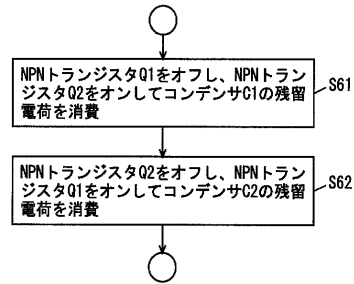
【図 5】



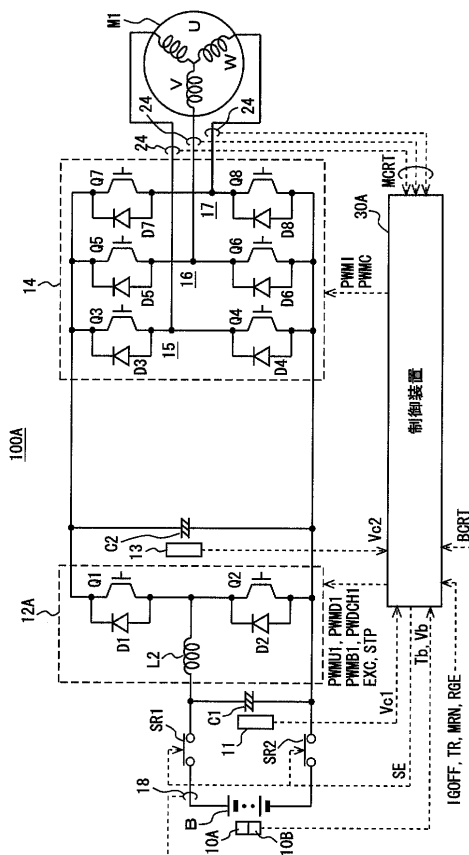
【図 6】



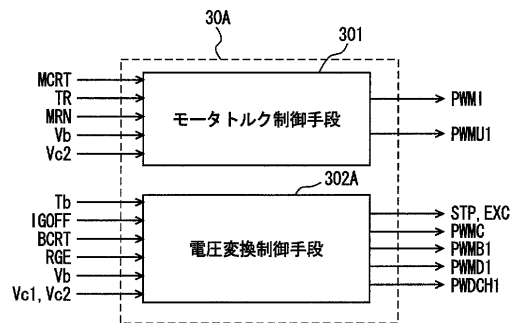
【図 7】



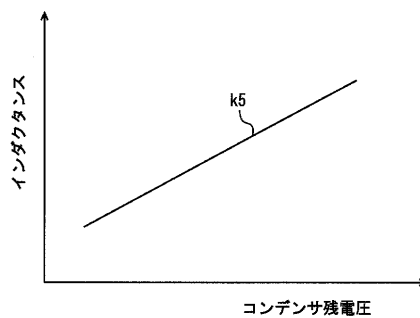
【図 8】



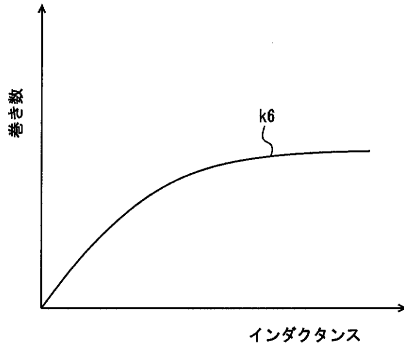
【図 9】



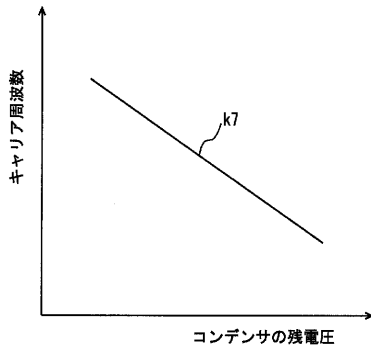
【図 10】



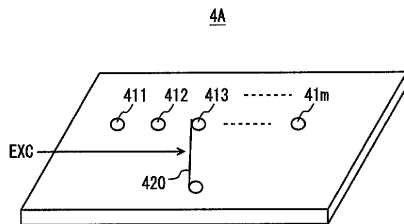
【図 1 1】



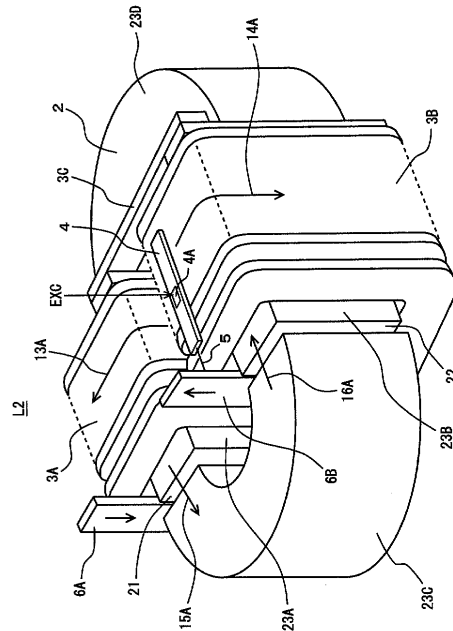
【図 1 2】



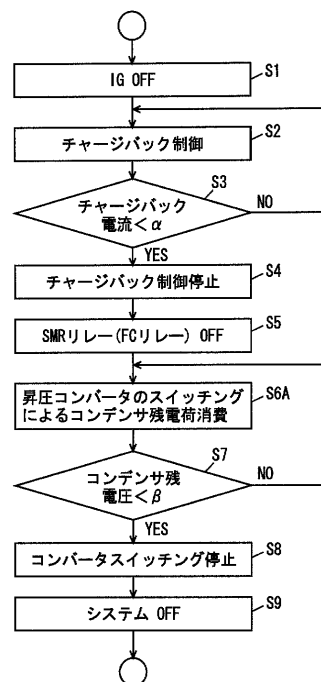
【図 1 4】



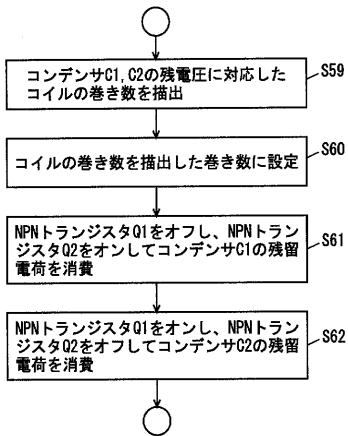
【図 1 3】



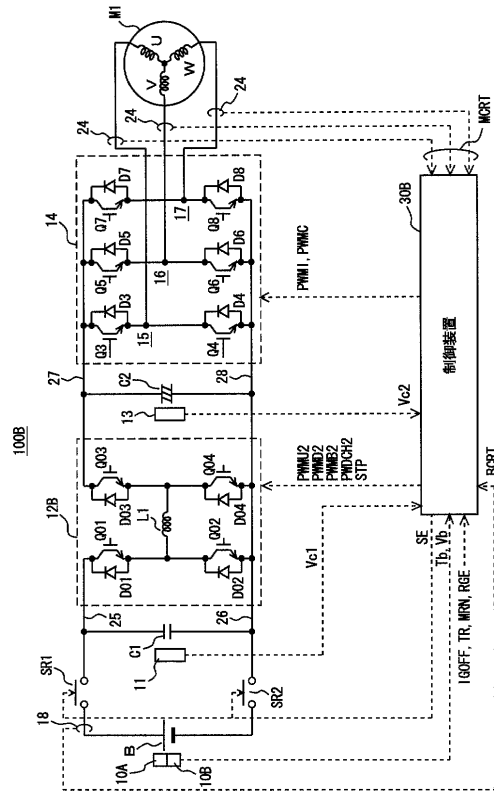
【図 1 5】



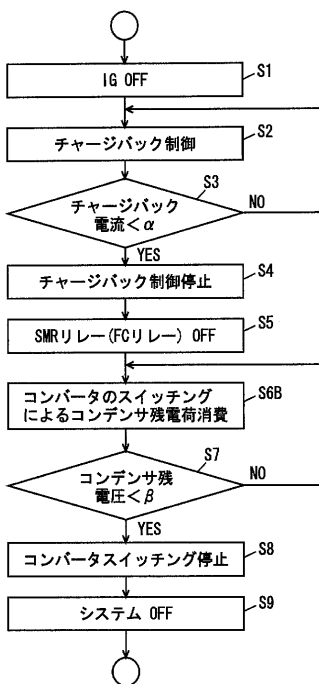
【図 16】



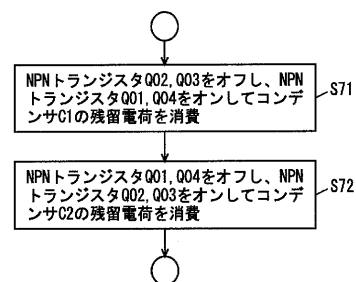
【図 17】



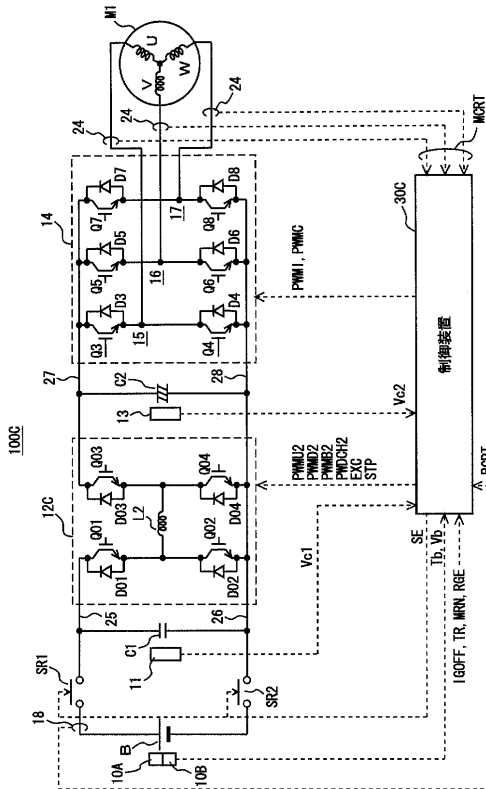
【図 18】



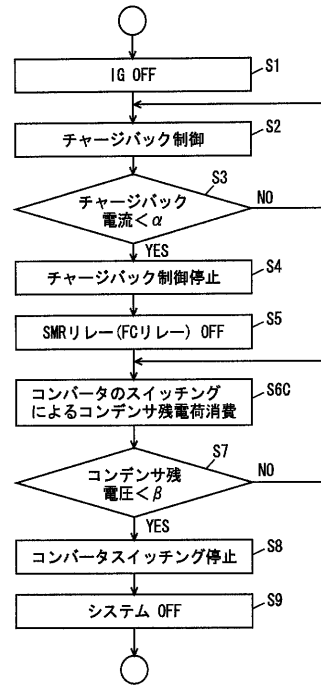
【図 19】



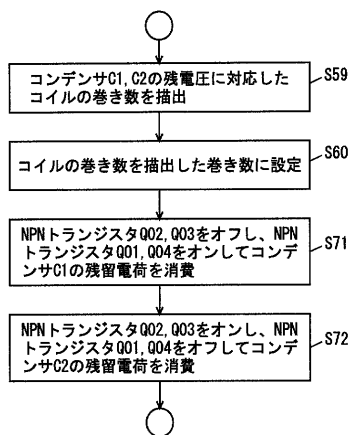
【図 20】



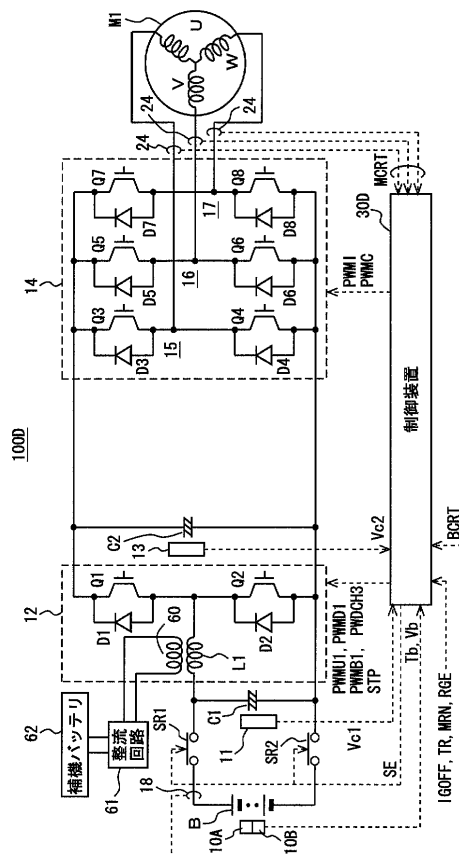
【図 21】



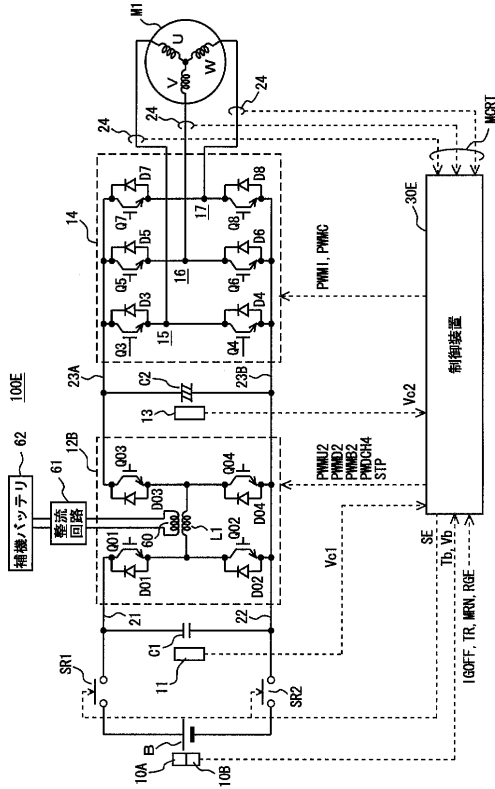
【図 22】



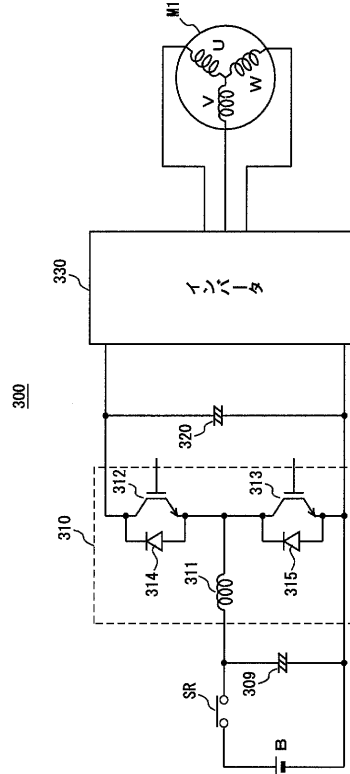
【図 23】



【図 24】



【図 25】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H007 AA05 BB01 BB06 CA01 CB04 CB05 CC12 DA06 DB01 DB12
DC02 DC05 EA02 FA02 FA12 GA08