

(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2004-112904
(P2004-112904A)

(43) 公開日 平成16年4月8日(2004.4.8)

(51) Int.Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
H O 2 M 3/155	H O 2 M 3/155 E	5 H O O 7
H O 2 M 7/48	H O 2 M 3/155 N	5 H 7 3 O
	H O 2 M 7/48 J	
	H O 2 M 7/48 Y	

審査請求 未請求 請求項の数 14 O L (全 28 頁)

(21) 出願番号	特願2002-271715 (P2002-271715)	(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
(22) 出願日	平成14年9月18日 (2002. 9. 18)	(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	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

最終頁に続く

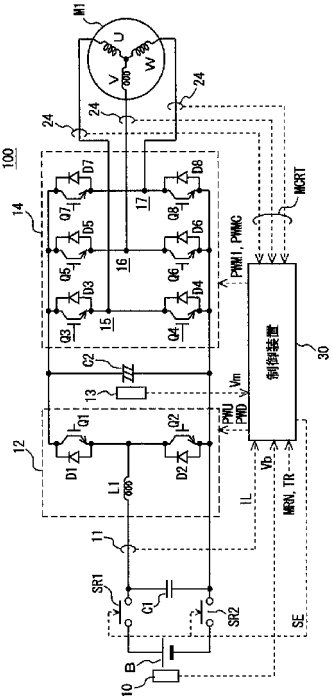
(54) 【発明の名称】 電圧変換装置、電圧変換方法、電圧変換の制御をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体

(57) 【要約】

【課題】トランジスタのデッドタイムの影響を低減して直流電圧を出力電圧に変換する電圧変換装置を提供する。

【解決手段】制御装置 3 0 は、電圧センサー 1 0 , 1 3 からそれぞれ直流電圧 V b および出力電圧 V m を受け、その受けた直流電圧 V b および出力電圧 V m を用いてリプル電流 I r を演算する。そして、制御装置 3 0 は、電流センサー 1 1 からのリアクトル電流 I L がリプル電流 I r よりも大きいとき、またはリアクトル電流 I L がリプル電流 - I r よりも小さいとき、N P N トランジスタ Q 1 , Q 2 をオン / オフするための信号 P W U のキャリア周波数 f c を最適キャリア周波数に設定し、リアクトル電流 I L が - I r I L I r の範囲 (I L = 0 を除く) であるとき、信号 P W U のキャリア周波数 f c を最適キャリア周波数よりも低くして昇圧コンバータ 1 2 を制御する。

【選択図】 図 1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

出力電圧が指令電圧になるように直流電源からの直流電圧を前記出力電圧に変換する電圧変換装置であって、

スイッチング素子を含み、前記直流電圧の電圧レベルを変えて出力電圧を出力する電圧変換器と、

前記直流電源から前記電圧変換器へ流れるリアクトル電流を検出する検出手段と、

前記検出されたリアクトル電流を前記リアクトル電流のリプル電流と比較し、その比較結果に応じて、前記スイッチング素子をオン/オフするキャリア周波数を変更して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装置。

10

【請求項 2】

前記制御手段は、前記リアクトル電流の絶対値が前記リプル電流の絶対値以下であるとき、前記キャリア周波数を低下して前記電圧変換器を制御する、請求項 1 に記載の電圧変換装置。

【請求項 3】

前記制御手段は、さらに、前記スイッチング素子のデューティ比を一定に保持して前記電圧変換器を制御する、請求項 2 に記載の電圧変換装置。

【請求項 4】

前記制御手段は、前記リアクトル電流の絶対値が前記リプル電流の絶対値よりも大きいとき、前記キャリア周波数を最適キャリア周波数に設定して前記電圧変換器を制御する、請求項 2 または請求項 3 に記載の電圧変換装置。

20

【請求項 5】

前記直流電源からの直流電圧を検出する第 1 の電圧センサーと、

前記電圧変換器の出力電圧を検出する第 2 の電圧センサーとをさらに備え、

前記制御手段は、前記検出された直流電圧および出力電圧を用いて前記リプル電流を演算し、前記リアクトル電流を前記演算したリプル電流と比較する、請求項 1 から請求項 4 のいずれか 1 項に記載の電圧変換装置。

【請求項 6】

前記電圧変換器は、上アームおよび下アーム用の 2 つのスイッチング素子を含み、

前記制御手段は、前記検出された直流電圧、前記出力電圧、前記上アーム用のスイッチング素子のオン時間、前記下アーム用のスイッチング素子のオン時間、および前記 2 つのスイッチング素子のオン/オフを制御する信号のキャリア周期に基づいて前記リプル電流を演算する、請求項 5 に記載の電圧変換装置。

30

【請求項 7】

出力電圧が指令電圧になるように直流電源からの直流電圧を前記出力電圧に変換する電圧変換の制御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み取り可能な記録媒体であって、

前記直流電源から前記電圧変換を行う電圧変換器へ流れるリアクトル電流を検出する第 1 のステップと、

前記検出されたリアクトル電流を前記リアクトル電流のリプル電流と比較する第 2 のステップと、

40

前記比較結果に応じて、前記電圧変換器に含まれるスイッチング素子をオン/オフするキャリア周波数を変更して前記電圧変換器を制御する第 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み取り可能な記録媒体。

【請求項 8】

前記第 3 のステップは、前記リアクトル電流の絶対値が前記リプル電流の絶対値以下であるとき、前記キャリア周波数を低下して前記電圧変換器を制御する、請求項 7 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み取り可能な記録媒体。

【請求項 9】

50

前記第3のステップは、さらに、前記リアクトル電流の絶対値が前記リップル電流の絶対値よりも大きいとき、前記キャリア周波数を最適キャリア周波数に設定して前記電圧変換器を制御する、請求項8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み取り可能な記録媒体。

【請求項10】

前記直流電源からの直流電圧と前記出力電圧とを検出する第4のステップと、
前記検出された直流電圧および出力電圧を用いて前記リップル電流を演算する第5のステップとをさらにコンピュータに実行させる、請求項7から請求項9のいずれか1項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み取り可能な記録媒体。

10

【請求項11】

出力電圧が指令電圧になるように直流電源からの直流電圧を前記出力電圧に変換する電圧変換方法であって、
前記直流電源から前記電圧変換を行う電圧変換器へ流れるリアクトル電流を検出する第1のステップと、
前記検出されたリアクトル電流を前記リアクトル電流のリップル電流と比較する第2のステップと、
前記比較結果に応じて、前記電圧変換器に含まれるスイッチング素子をオン/オフするキャリア周波数を変更して前記電圧変換器を制御する第3のステップとを含む電圧変換方法。

20

【請求項12】

前記第3のステップは、前記リアクトル電流の絶対値が前記リップル電流の絶対値以下であるとき、前記キャリア周波数を低下して前記電圧変換器を制御する、請求項11に記載の電圧変換方法。

【請求項13】

前記第3のステップは、さらに、前記リアクトル電流の絶対値が前記リップル電流の絶対値よりも大きいとき、前記キャリア周波数を最適キャリア周波数に設定して前記電圧変換器を制御する、請求項12に記載の電圧変換方法。

【請求項14】

前記直流電源からの直流電圧と前記出力電圧とを検出する第4のステップと、
前記検出された直流電圧および出力電圧を用いて前記リップル電流を演算する第5のステップとをさらに含む、請求項11から請求項13のいずれか1項に記載の電圧変換方法。

30

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、直流電源からの直流電圧を出力電圧に変換する電圧変換装置、直流電圧を出力電圧に変換する電圧変換方法、および直流電圧を出力電圧に変換する電圧変換の制御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み取り可能な記録媒体に関するものである。

【0002】

40

【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

50

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においては、直流電源からの直流電圧を昇圧コンバータによって昇圧し、その昇圧した直流電圧がモータを駆動するインバータに供給されるようにすることも検討されている（たとえば、特開2001-275367号公報など）。

【0005】

すなわち、ハイブリッド自動車または電気自動車は、図15に示すモータ駆動装置を搭載している。図15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SR1, SR2と、コンデンサC1, C2と、双方向コンバータ310と、電圧センサー320と、インバータ330とを備える。

10

【0006】

直流電源Bは、直流電圧を出力する。システムリレーSR1, SR2は、制御装置（図示せず）によってオンされると、直流電源Bからの直流電圧をコンデンサC1に供給する。コンデンサC1は、直流電源BからシステムリレーSR1, SR2を介して供給された直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧を双方向コンバータ310へ供給する。

【0007】

双方向コンバータ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を含む。リアクトル311の一方端は直流電源Bの電源ラインに接続され、他方端はNPNトランジスタ312とNPNトランジスタ313との中間点、すなわち、NPNトランジスタ312のエミッタとNPNトランジスタ313のコレクタとの間に接続される。NPNトランジスタ312, 313は、電源ラインとアースラインとの間に直列に接続される。そして、NPNトランジスタ312のコレクタは電源ラインに接続され、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。また、各NPNトランジスタ312, 313のコレクタ-エミッタ間には、エミッタ側からコレクタ側へ電流を流すダイオード314, 315が接続されている。

20

【0008】

双方向コンバータ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、コンデンサC1から供給された直流電圧を昇圧して出力電圧をコンデンサC2に供給する。また、双方向コンバータ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コンデンサC1へ供給する。

30

【0009】

コンデンサC2は、双方向コンバータ310から供給された直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧をインバータ330へ供給する。電圧センサー320は、コンデンサC2の両側の電圧、すなわち、双方向コンバータ310の出力電圧Vmを検出する。

【0010】

インバータ330は、コンデンサC2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C2を介して双方向コンバータ310へ供給する。

40

【0011】

モータ駆動装置300においては、直流電源Bから出力された直流電圧を昇圧して出力電圧Vmをインバータ330へ供給するとき、電圧センサー320が検出した出力電圧Vmが電圧指令Vdccbomになるようにフィードバック制御される。

【0012】

50

【特許文献 1】

特開 2 0 0 1 - 2 7 5 3 6 7 号 公 報

【0 0 1 3】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、直流電源 B から双方向コンバータ 3 1 0 へ流れるリアクトル電流がリアクトル電流のリプル電流よりも小さい範囲では、双方向コンバータ 3 1 0 の N P N トランジスタ 3 1 2 , 3 1 3 の両方がオフされるデッドタイムの影響により、双方向コンバータ 3 1 0 の出力電圧 V_m が急激に上下するという問題がある。

【0 0 1 4】

すなわち、図 1 6 を参照して、双方向コンバータ 3 1 0 が直流電圧を出力電圧 V_m に昇圧するとき、制御装置（図示せず）は、双方向コンバータ 3 1 0 に信号 P W U を出力する。信号 P W U は、5 0 % のデューティ比を有する。この場合、双方向コンバータ 3 1 0 の N P N トランジスタ 3 1 2 , 3 1 3 は、それぞれ、信号 P W U U , P W U D をゲート端子に受ける。

【0 0 1 5】

そうすると、領域 D T 1 ~ D T 4 は、信号 P W U U , P W U D の両方が L（論理ロー）レベルになる領域であり、デッドタイムと呼ばれる。リアクトル電流が正であるとき、直流電流は、直流電源 B、リアクトル 3 1 1、および双方向コンバータ 3 1 0 の上アーム（N P N トランジスタ 3 1 2）を介してインバータ 3 3 0 の正極母線に流れる。N P N トランジスタ 3 1 2 および 3 1 3 は、デッドタイム D T 1 の期間、オフされるが、直流電流がダイオード 3 1 4 を介して正極母線に流れるため、デッドタイム D T 1 の期間、N P N トランジスタ 3 1 2 は、実質的にオンされていることになる。デッドタイム D T 2 ~ D T 4 についても同様である。

【0 0 1 6】

その結果、N P N トランジスタ 3 1 2 の実質的なオンデューティ D T 1 は、信号 P W U におけるオンデューティ D T よりも長くなり、N P N トランジスタ 3 1 2 は、信号 P W U 1 に従ってオン / オフされる。

【0 0 1 7】

また、リアクトル電流が負であるとき、直流電流は、直流電源 B の負極、負極母線、双方向コンバータ 3 1 0 の下アーム（N P N トランジスタ 3 1 3）、リアクトル 3 1 1、正極母線および直流電源 B の方向へ流れる。そうすると、上述したように、N P N トランジスタ 3 1 2 , 3 1 3 は、デッドタイム D T 1 ~ D T 4 を有するので、直流電流は、デッドタイム D T 1 ~ D T 4 の期間、ダイオード 3 1 5 を流れる。

【0 0 1 8】

その結果、N P N トランジスタ 3 1 3 のオンデューティ D T 2 は、信号 P W U におけるオンデューティ D T よりも長くなり、N P N トランジスタ 3 1 3 は、信号 P W U 2 に従ってオン / オフされる。

【0 0 1 9】

さらに、リアクトル電流が零であるとき、N P N トランジスタ 3 1 2 , 3 1 3 のオン / オフに拘わらず、リアクトル電流は流れないので、デッドタイム D T 1 ~ D T 4 の期間においてもリアクトル電流は流れない。その結果、N P N トランジスタ 3 1 2 , 3 1 3 の実質的なオンデューティ D T 0 は、信号 P W U におけるオンデューティ D T と同じであり、N P N トランジスタ 3 1 2 , 3 1 3 は、信号 P W U 0 に従ってオン / オフされる。

【0 0 2 0】

リアクトル電流 I_L には、リプル電流 I_r が重畳されるため、零付近のリアクトル電流 I_L の時間変化は、たとえば、図 1 7 に示すようになる。図 1 7 を参照して、リアクトル電流 I_L は、タイミング t_1 ~ タイミング t_5 の間、流れるものとする。そして、タイミング t_1 ~ タイミング t_2 の間、およびタイミング t_4 ~ タイミング t_5 の間、リアクトル電流 I_L は正であり、タイミング t_2 ~ タイミング t_3 の間、リアクトル電流 I_L は零であり、タイミング t_3 ~ タイミング t_4 の間、リアクトル電流 I_L は負である。

【 0 0 2 1 】

リプル電流 I_r のリアクトル電流 I_L への影響は、リアクトル電流 I_L が零に近づいたときに顕著になり、上述したように、リアクトル電流 I_L が正または負の場合、NPNトランジスタ 312 または NPNトランジスタ 313 の実質的なオンデューティ $DT1$ または $DT2$ は、NPNトランジスタ 312, 313 のデッドタイム $DT1 \sim DT4$ の影響により長くなるので、デッドタイム $DT1 \sim DT4$ の期間に流れるリプル電流による出力電圧 V_m の変動が大きくなる。その結果、図 18 に示すように、双方向コンバータ 310 の出力電圧 V_m は、タイミング $t_6 \sim$ タイミング t_7 の間、電圧指令 $V_{dc\ com}$ を中心として急激に上下する。

【 0 0 2 2 】

そうすると、双方向コンバータ 310 の出力電圧 V_m を電圧指令 $V_{dc\ com}$ に保持できない。

【 0 0 2 3 】

このように、リアクトル電流が零に近づくと、NPNトランジスタのデッドタイムおよびリプル電流の影響により、直流電源からの直流電圧を昇圧した出力電圧が電圧指令を中心として急激に上下するという問題が生じる。

【 0 0 2 4 】

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、トランジスタのデッドタイムの影響を低減して直流電圧を出力電圧に変換する電圧変換装置を提供することである。

【 0 0 2 5 】

また、この発明の別の目的は、トランジスタのデッドタイムの影響を低減して直流電圧を出力電圧に変換する電圧変換方法を提供することである。

【 0 0 2 6 】

さらに、この発明の別の目的は、トランジスタのデッドタイムの影響を低減して直流電圧を出力電圧に変換する電圧変換の制御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。

【 0 0 2 7 】

【課題を解決するための手段および発明の効果】

この発明による電圧変換装置は、出力電圧が指令電圧になるように直流電源からの直流電圧を出力電圧に変換する電圧変換装置であって、電圧変換器と、検出手段と、制御手段とを備える。電圧変換器は、スイッチング素子を含み、直流電圧の電圧レベルを変えて出力電圧を出力する。検出手段は、直流電源から電圧変換器へ流れるリアクトル電流を検出する。制御手段は、検出手段により検出されたリアクトル電流をリアクトル電流のリプル電流と比較し、その比較結果に応じて、電圧変換器に含まれるスイッチング素子をオン/オフするキャリア周波数を変更して電圧変換器を制御する。

【 0 0 2 8 】

好ましくは、制御手段は、リアクトル電流の絶対値がリプル電流の絶対値以下であるとき、キャリア周波数を低下して電圧変換器を制御する。

【 0 0 2 9 】

好ましくは、制御手段は、さらに、スイッチング素子のデューティ比を一定に保持して電圧変換器を制御する。

【 0 0 3 0 】

好ましくは、制御手段は、リアクトル電流の絶対値がリプル電流の絶対値よりも大きいとき、キャリア周波数を最適キャリア周波数に設定して電圧変換器を制御する。

【 0 0 3 1 】

好ましくは、電圧変換装置は、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、直流電源からの直流電圧を検出する。第2の電圧センサーは、電圧変換器の出力電圧を検出する。そして、制御手段は、検出された直流電圧および出力電圧を用いてリプル電流を演算し、リアクトル電流を演算したリプル電流と比較する。

10

20

30

40

50

【0032】

好ましくは、電圧変換器は、上アームおよび下アーム用の2つのスイッチング素子を含む。制御手段は、検出された直流電圧、出力電圧、上アーム用のスイッチング素子のオン時間、下アーム用のスイッチング素子のオン時間、および2つのスイッチング素子のオン/オフを制御する信号のキャリア周期に基づいてリプル電流を演算する。

【0033】

また、この発明によれば、出力電圧が指令電圧になるように直流電源からの直流電圧を出力電圧に変換する電圧変換の制御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み取り可能な記録媒体は、直流電源から電圧変換を行う電圧変換器へ流れるリアクトル電流を検出する第1のステップと、検出されたリアクトル電流をリアクトル電流のリプル電流と比較する第2のステップと、比較結果に応じて、電圧変換器に含まれるスイッチング素子をオン/オフするキャリア周波数を変更して電圧変換器を制御する第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み取り可能な記録媒体である。

10

【0034】

好ましくは、第3のステップは、リアクトル電流の絶対値がリプル電流の絶対値以下であるとき、キャリア周波数を低下して電圧変換器を制御する。

【0035】

好ましくは、第3のステップは、さらに、リアクトル電流の絶対値がリプル電流の絶対値よりも大きいとき、キャリア周波数を最適キャリア周波数に設定して電圧変換器を制御する。

20

【0036】

好ましくは、プログラムは、直流電源からの直流電圧と出力電圧とを検出する第4のステップと、検出された直流電圧および出力電圧を用いてリプル電流を演算する第5のステップとをさらにコンピュータに実行させる。

【0037】

さらに、この発明によれば、電圧変換方法は、出力電圧が指令電圧になるように直流電源からの直流電圧を出力電圧に変換する電圧変換方法であって、直流電源から電圧変換を行う電圧変換器へ流れるリアクトル電流を検出する第1のステップと、検出されたリアクトル電流をリアクトル電流のリプル電流と比較する第2のステップと、比較結果に応じて、電圧変換器に含まれるスイッチング素子をオン/オフするキャリア周波数を変更して電圧変換器を制御する第3のステップとを含む。

30

【0038】

好ましくは、第3のステップは、リアクトル電流の絶対値がリプル電流の絶対値以下であるとき、キャリア周波数を低下して電圧変換器を制御する。

【0039】

好ましくは、第3のステップは、さらに、リアクトル電流の絶対値がリプル電流の絶対値よりも大きいとき、キャリア周波数を最適キャリア周波数に設定して電圧変換器を制御する。

【0040】

好ましくは、電圧変換方法は、直流電源からの直流電圧と出力電圧とを検出する第4のステップと、検出された直流電圧および出力電圧を用いてリプル電流を演算する第5のステップとをさらに含む。

40

【0041】

この発明においては、直流電源から電圧変換器へ流れるリアクトル電流の絶対値がリプル電流の絶対値と比較され、リアクトル電流の絶対値がリプル電流の絶対値以下であるとき、電圧変換器に含まれるスイッチング素子をオン/オフするキャリア周波数が低下され、その低下されたキャリア周波数によりスイッチング素子がオン/オフされる。

【0042】

したがって、この発明によれば、スイッチング素子のデッドタイムによる影響を低減でき

50

る。

【 0 0 4 3 】

【 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。

【 0 0 4 4 】

図 1 を参照して、この発明の実施の形態による電圧変換装置を備えたモータ駆動装置 1 0 0 は、直流電源 B と、電圧センサー 1 0 , 1 3 と、電流センサー 1 1 , 2 4 と、システムリレー S R 1 , S R 2 と、コンデンサ C 1 , C 2 と、昇圧コンバータ 1 2 と、インバータ 1 4 と、制御装置 3 0 とを備える。

10

【 0 0 4 5 】

交流モータ M 1 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。

【 0 0 4 6 】

昇圧コンバータ 1 2 は、リアクトル L 1 と、NPNトランジスタ Q 1 , Q 2 と、ダイオード D 1 , D 2 とを含む。リアクトル L 1 の一方端は直流電源 B の電源ラインに接続され、他方端はNPNトランジスタ Q 1 とNPNトランジスタ Q 2 との中間点、すなわち、NPNトランジスタ Q 1 のエミッタとNPNトランジスタ Q 2 のコレクタとの間に接続される。NPNトランジスタ Q 1 , Q 2 は、電源ラインとアースラインとの間に直列に接続される。そして、NPNトランジスタ Q 1 のコレクタは電源ラインに接続され、NPNトランジスタ Q 2 のエミッタはアースラインに接続される。また、各NPNトランジスタ Q 1 , Q 2 のコレクタ - エミッタ間には、エミッタ側からコレクタ側へ電流を流すダイオード D 1 , D 2 が接続されている。

20

【 0 0 4 7 】

インバータ 1 4 は、U相アーム 1 5 と、V相アーム 1 6 と、W相アーム 1 7 とから成る。U相アーム 1 5 、V相アーム 1 6 、およびW相アーム 1 7 は、電源ラインとアースラインとの間に並列に設けられる。

30

【 0 0 4 8 】

U相アーム 1 5 は、直列接続されたNPNトランジスタ Q 3 , Q 4 から成り、V相アーム 1 6 は、直列接続されたNPNトランジスタ Q 5 , Q 6 から成り、W相アーム 1 7 は、直列接続されたNPNトランジスタ Q 7 , Q 8 から成る。また、各NPNトランジスタ Q 3 ~ Q 8 のコレクタ - エミッタ間には、エミッタ側からコレクタ側へ電流を流すダイオード D 3 ~ D 8 がそれぞれ接続されている。

【 0 0 4 9 】

各相アームの中間点は、交流モータ M 1 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 M 1 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 Q 3 , Q 4 の中間点に、V相コイルの他端がNPNトランジスタ Q 5 , Q 6 の中間点に、W相コイルの他端がNPNトランジスタ Q 7 , Q 8 の中間点にそれぞれ接続されている。

40

【 0 0 5 0 】

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 1 0 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 3 0 へ出力する。システムリレー S R 1 , S R 2 は、制御装置 3 0 からの信号 S E によりオン / オフされる。より具体的には、システムリレー S R 1 , S R 2 は、制御装置 3 0 からの H (論理ハイ) レベルの信号 S E によりオンされ、制御装置 3 0 からの L レベルの信号 S E によりオフされる。

【 0 0 5 1 】

50

コンデンサ C 1 は、直流電源 B から供給された直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧を昇圧コンバータ 1 2 へ供給する。電流センサー 1 1 は、昇圧コンバータ 1 2 のリアクトル L 1 に流れるリアクトル電流 I L を検出し、その検出したリアクトル電流 I L を制御装置 3 0 へ出力する。

【 0 0 5 2 】

昇圧コンバータ 1 2 は、コンデンサ C 1 から供給された直流電圧を昇圧してコンデンサ C 2 へ供給する。より具体的には、昇圧コンバータ 1 2 は、制御装置 3 0 から信号 P W U を受けると、信号 P W U によって N P N トランジスタ Q 2 がオンされた期間に応じて直流電圧を昇圧してコンデンサ C 2 に供給する。

【 0 0 5 3 】

また、昇圧コンバータ 1 2 は、制御装置 3 0 から信号 P W D を受けると、コンデンサ C 2 を介してインバータ 1 4 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。ただし、昇圧コンバータ 1 2 を昇圧機能のみを行なうような回路構成に適用してもよいことは言うまでもない。

【 0 0 5 4 】

コンデンサ C 2 は、昇圧コンバータ 1 2 からの直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧をインバータ 1 4 へ供給する。電圧センサー 1 3 は、コンデンサ C 2 の両端の電圧、すなわち、昇圧コンバータ 1 2 の出力電圧 V m (インバータ 1 4 への入力電圧に相当する。以下同じ。)を検出し、その検出した出力電圧 V m を制御装置 3 0 へ出力する。

【 0 0 5 5 】

インバータ 1 4 は、コンデンサ C 2 から直流電圧が供給されると制御装置 3 0 からの信号 P W M I に基づいて直流電圧を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発生するように駆動される。また、インバータ 1 4 は、モータ駆動装置 1 0 0 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 M 1 が発電した交流電圧を制御装置 3 0 からの信号 P W M C 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 C 2 を介して昇圧コンバータ 1 2 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。

【 0 0 5 6 】

電流センサー 2 4 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、その検出したモータ電流 M C R T を制御装置 3 0 へ出力する。

【 0 0 5 7 】

制御装置 3 0 は、外部に設けられた E C U (E l e c t r i c a l C o n t r o l U n i t) から入力されたトルク指令値 T R およびモータ回転数 M R N、電圧センサー 1 0 からの直流電圧 V b、電圧センサー 1 3 からの出力電圧 V m、および電流センサー 2 4 からのモータ電流 M C R T に基づいて、後述する方法により昇圧コンバータ 1 2 を駆動するための信号 P W U とインバータ 1 4 を駆動するための信号 P W M I とを生成し、その生成した信号 P W U および信号 P W M I をそれぞれ昇圧コンバータ 1 2 およびインバータ 1 4 へ出力する。

【 0 0 5 8 】

信号 P W U は、昇圧コンバータ 1 2 がコンデンサ C 1 からの直流電圧を出力電圧 V m に変換する場合に昇圧コンバータ 1 2 を駆動するための信号である。そして、制御装置 3 0 は、昇圧コンバータ 1 2 が直流電圧 V b を出力電圧 V m に変換する場合に、出力電圧 V m をフィードバック制御し、出力電圧 V m が指令された電圧指令 V d c c o m になるように昇圧コンバータ 1 2 を駆動するための信号 P W U を生成する。信号 P W U の生成方法については後述する。

【 0 0 5 9 】

10

20

30

40

50

また、制御装置 30 は、昇圧コンバータ 12 の NPN トランジスタ Q1, Q2 をオン/オフするためのキャリア周波数の調整を行なう。キャリア周波数の調整方法については、後述する。

【0060】

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生動モードに入ったことを示す信号を外部の 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 PWM C 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 PWM C 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。

10

【0061】

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生動モードに入ったことを示す信号を外部の 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 PWD を生成し、その生成した信号 PWD 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。

【0062】

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。

【0063】

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。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 Vb、モータ電流 MCR T、モータ回転数 MRN および昇圧コンバータ 12 の出力電圧 Vm 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 PWU 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 PWM I とを生成し、その生成した信号 PWU および信号 PWM I 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。

20

30

【0064】

また、モータトルク制御手段 301 は、直流電圧 Vb、出力電圧 Vm を用いて後述する方法によりリプル電流 Ir を演算する。そして、モータトルク制御手段 301 は、電流センサー 11 から受けたリアクトル電流 IL の絶対値がリプル電流 Ir の絶対値よりも小さいか否かを判定する。モータトルク制御手段 301 は、リアクトル電流 IL の絶対値がリプル電流 Ir の絶対値よりも大きいとき、NPN トランジスタ Q1, Q2 をオン/オフする信号 PWU のキャリア周波数 fc を最適キャリア周波数 fc opt に設定し、リアクトル電流 IL の絶対値がリプル電流 Ir の絶対値以下のとき (ただし、IL = 0 を除く)、後述する方法によって、信号 PWU のキャリア周波数 fc を最適キャリア周波数 fc opt よりも低いキャリア周波数 fc dec に設定する。

40

【0065】

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生動モードに入ったことを示す信号 RGE を外部の 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。

【0066】

また、電圧変換制御手段 302 は、回生制動時、信号 RGE を外部の 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 PWD を生成して昇圧コンバータ 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 PWD により直流電圧を降下させることもできるので、双方向コンバータの機能を

50

有するものである。

【 0 0 6 7 】

図 3 は、モータトルク制御手段 3 0 1 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 3 0 1 は、モータ制御用相電圧演算部 4 0 と、インバータ用 P W M 信号変換部 4 2 と、インバータ入力電圧指令演算部 5 0 と、フィードバック電圧指令演算部 5 2 と、デューティ比変換部 5 4 と、周波数調整部 5 6 とを含む。

【 0 0 6 8 】

モータ制御用相電圧演算部 4 0 は、昇圧コンバータ 1 2 の出力電圧 V_m 、すなわち、インバータ 1 4 への入力電圧を電圧センサー 1 3 から受け、交流モータ M 1 の各相に流れるモータ電流 $M C R T$ を電流センサー 2 4 から受け、トルク指令値 $T R$ を外部 E C U から受け
10
る。そして、モータ制御用相電圧演算部 4 0 は、これらの入力される信号に基づいて、交流モータ M 1 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 P W M 信号変換部 4 2 へ供給する。

【 0 0 6 9 】

インバータ用 P W M 信号変換部 4 2 は、モータ制御用相電圧演算部 4 0 から受けた計算結果に基づいて、実際にインバータ 1 4 の各 N P N トランジスタ $Q 3 \sim Q 8$ をオン / オフする信号 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 1 4 の各 N P N トランジスタ $Q 3 \sim Q 8$ へ出力する。

【 0 0 7 0 】

これにより、各 N P N トランジスタ $Q 3 \sim Q 8$ は、スイッチング制御され、交流モータ M
20
1 が指令されたトルクを出すように交流モータ M 1 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 $T R$ に応じたモータトルクが出力される。

【 0 0 7 1 】

一方、インバータ入力電圧指令演算部 5 0 は、トルク指令値 $T R$ およびモータ回転数 $M R N$ に基づいてインバータ入力電圧の最適値（目標値）、すなわち、電圧指令 $V d c c o m$ を演算し、その演算した電圧指令 $V d c c o m$ をフィードバック電圧指令演算部 5 2 へ出力する。

【 0 0 7 2 】

フィードバック電圧指令演算部 5 2 は、電圧センサー 1 3 からの昇圧コンバータ 1 2 の出力電圧 V_m と、インバータ入力電圧指令演算部 5 0 からの電圧指令 $V d c c o m$ とに基づいて、フィードバック電圧指令 $V d c c o m_f b$ を演算し、その演算したフィードバック電圧指令 $V d c c o m_f b$ をデューティ比変換部 5 4 へ出力する。
30

【 0 0 7 3 】

デューティ比変換部 5 4 は、電圧センサー 1 0 からのバッテリー電圧 V_b と、電圧センサー 1 3 からの出力電圧 V_m と、フィードバック電圧指令演算部 5 2 からのフィードバック電圧指令 $V d c c o m_f b$ とに基づいて、電圧センサー 1 3 からの出力電圧 V_m を、フィードバック電圧指令演算部 5 2 からのフィードバック電圧指令 $V d c c o m_f b$ に設定するためのデューティ比 $D R$ を演算し、その演算したデューティ比 $D R$ を周波数調整部 5 6 へ出力する。そして、デューティ比変換部 5 4 は、演算したデューティ比 D
40
 R と、周波数調整部 5 6 からのキャリア周波数 f_c とに基づいて昇圧コンバータ 1 2 の N P N トランジスタ $Q 1, Q 2$ をオン / オフするための信号 P W U を生成し、その生成した信号 P W U を昇圧コンバータ 1 2 の N P N トランジスタ $Q 1, Q 2$ へ出力する。

【 0 0 7 4 】

なお、昇圧コンバータ 1 2 の下側の N P N トランジスタ $Q 2$ のオンデューティを大きくすることによりリアクトル L 1 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 N P N トランジスタ $Q 1$ 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、N P N トランジスタ $Q 1, Q 2$ 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。

10

20

30

40

50

【 0 0 7 5 】

周波数調整部 5 6 は、電圧センサー 1 0 からの直流電圧 V_b および電圧センサー 1 3 からの出力電圧 V_m とを用いて、後述する方法によってリプル電流 I_r を演算し、電流センサー 1 1 から受けたリアクトル電流 I_L を、演算したリプル電流 I_r と比較する。そして、周波数調整部 5 6 は、リアクトル電流 I_L の絶対値がリプル電流 I_r の絶対値よりも大きいとき、キャリア周波数 f_c を各リアクトル電流 I_L に対応する最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ に設定し、リアクトル電流 I_L の絶対値がリプル電流 I_r の絶対値以下であるとき、キャリア周波数 f_c を最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ よりも低いキャリア周波数 $f_{c dec}$ に設定する。

【 0 0 7 6 】

図 4 および図 5 を参照して、最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ について説明する。図 4 は、リアクトル L_1 に流れるリアクトル電流 I_L などのキャリア周波数 f_c とリアクトル L_1 の損失との関係（実線）およびリアクトル電流 I_L などのキャリア周波数 f_c と NPN トランジスタ Q_1 , Q_2 の損失（スイッチング損失）との関係（破線）を示す。

【 0 0 7 7 】

図 4 の実線に示すように、リアクトル L_1 の損失は、リアクトル電流 I_L が大きいほど、またはキャリア周波数 f_c が低いほど、増加する。一方、図 4 の破線に示すように、NPN トランジスタ Q_1 , Q_2 の損失は、リアクトル電流 I_L が大きいほど、またはキャリア周波数 f_c が高いほど、増加する。

【 0 0 7 8 】

昇圧コンバータ 1 2 の損失をリアクトル L_1 の損失と NPN トランジスタ Q_1 , Q_2 の損失との合計と考えると、リアクトル電流 I_L などの昇圧コンバータ 1 2 の損失特性は、図 5 の破線で示す特性になる。したがって、昇圧コンバータ 1 2 の損失を最小にする最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ は、リアクトル電流 I_L ごとに存在する。そして、各リアクトル電流 I_L に対応する最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ を設定することにより、昇圧コンバータ 1 2 を効率良く駆動できる。

【 0 0 7 9 】

図 5 の実線は、リアクトル電流 I_L と最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ との関係を示すマップを表す。したがって、周波数調整部 5 6 は、リアクトル電流 I_L と最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ との関係を示すマップを保持しており、リアクトル電流 I_L の絶対値がリプル電流 I_r の絶対値よりも大きいとき、電流センサー 1 1 から受けたリアクトル電流 I_L に対応する最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ をマップを参照して決定する。そして、周波数調整部 5 6 は、決定した最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ をデューティ比変換部 5 4 へ出力する。

【 0 0 8 0 】

リアクトル電流 I_L が零に近づき、リアクトル電流 I_L の絶対値がリプル電流 I_r の絶対値以下になると、NPN トランジスタ Q_1 , Q_2 のデッドタイムの影響により、昇圧コンバータ 1 2 の出力電圧 V_m が電圧指令 $V_{d c c c o m}$ を中心にして上下に変動する。この NPN トランジスタ Q_1 , Q_2 のデッドタイムの影響を低減するために、周波数調整部 5 6 は、リアクトル電流 I_L の絶対値がリプル電流 I_r の絶対値以下のとき、キャリア周波数 f_c を最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ よりも低いキャリア周波数 $f_{c dec}$ に変更する。この場合、デューティ比 D_R は、一定に保持される。

【 0 0 8 1 】

デューティ比 D_R を保持したまま周波数を低くすることは、周期を長くすることに相当するため、NPN トランジスタ Q_1 , Q_2 のオンデューティも長くなる。そうすると、NPN トランジスタ Q_1 , Q_2 のオンデューティに対するデッドタイムの割合が低下し、デッドタイムの影響が低減する。

【 0 0 8 2 】

すなわち、図 6 を参照して、NPN トランジスタ Q_1 , Q_2 のキャリア周波数 f_c が最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ に設定されているとき、昇圧コンバータ 1 2 は、信号 $P W U o$

10

20

30

40

50

pを受け、NPNトランジスタQ1, Q2は、それぞれ、信号PWUUp, PWUDopによってオン/オフされたとする。この場合、NPNトランジスタQ1, Q2のオンデューティーは、TLOpであり、NPNトランジスタQ1, Q2のデッドタイムは、TLdである。

【0083】

そして、キャリア周波数fcが最適キャリア周波数fcoptよりも低いキャリア周波数fcdecに変更されたとき、昇圧コンバータ12は、信号PWUdを受け、NPNトランジスタQ1, Q2は、それぞれ、信号PWUd, PWUDdによってオン/オフされる。

【0084】

信号PWUdの周期T2は、信号PWUpの周期T1よりも長い。その結果、NPNトランジスタQ1, Q2のオンデューティーTLOdは、周期T2が周期T1に対して長くなった分だけ、長くなる。

【0085】

そうすると、オンデューティーTLOdに対するデッドタイムTLdの比TLd/TLOdは、オンデューティーTLOpに対するデッドタイムTLdの比TLd/TLOpよりも小さくなる。つまり、キャリア周波数fcを最適キャリア周波数fcoptからキャリア周波数fcdecに低くすることにより、NPNトランジスタQ1, Q2のデッドタイムの影響を小さくできる。

【0086】

次に、キャリア周波数fcdecの決定方法について説明する。昇圧コンバータ12の出力電圧Vmのデッドタイムによる電圧変動幅は、次式により表される。

【0087】

【数1】

$$\rho = \frac{1}{D} - \frac{1}{D + K f_c T_d} \quad \dots (1)$$

【0088】

ただし、Dは、NPNトランジスタQ1, Q2のオンデューティーであり、Tdは、NPNトランジスタQ1, Q2のデッドタイムであり、Kは、定数である。定数であるKは、モータ駆動装置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各モードによって異なる値を有する。たとえば、ハイブリッド自動車または電気自動車が、力行モードにあるとき、K = -1であり、回生モードにあるとき、K = 1であり、リアクトル電流ILが零であるとき、K = 0である。

【0089】

そして、式(1)よりキャリア周波数fcを求めると、次式のようになる。

【0090】

【数2】

$$f_c = \frac{\rho \cdot D^2}{T_d \cdot K \cdot (1 - D \cdot \rho)} \quad \dots (2)$$

【0091】

式(2)は、NPNトランジスタQ1, Q2にデッドタイムが発生しても、そのデッドタイムの影響を除去可能なキャリア周波数の最大周波数fcmaxを示す。したがって、オンデューティーD、デッドタイムTd、定数Kおよび電圧変動幅を式(2)に代入することにより、デッドタイムの影響を除去可能なキャリア周波数の最大周波数fcmaxを計算可能である。

【0092】

10

20

30

40

50

たとえば、定数 $K = 1$ 、デッドタイム $T_d = 5 \mu\text{sec}$ 、オンデューティ $D = 0.4$ および電圧変動率 $= 0.4$ を式 (2) に代入すると、デッドタイムの影響を除去可能なキャリア周波数 f_c の最大周波数 $f_{c\max}$ は、 15238 Hz になる。したがって、キャリア周波数を 15 kHz 以下に設定すれば、NPNトランジスタ Q_1 、 Q_2 のデッドタイムの影響を低減できる。

【0093】

図7は、各電圧変動幅 に対して、式 (2) を用いて計算したキャリア周波数 f_c の最大周波数 $f_{c\max}$ と、オンデューティ D との関係を示す。図7においては、横軸は、オンデューティ D を表し、縦軸は、キャリア周波数 f_c の最大周波数 $f_{c\max}$ を表す。なお、図7においては、定数 K は「1」に固定され、デッドタイム T_d は、 $5 \mu\text{sec}$ に固定された。

10

【0094】

図7を参照して、曲線 k_1 は、電圧変動幅 が 0.6 の場合を示し、曲線 k_2 は、電圧変動幅 が 0.4 の場合を示し、曲線 k_3 は、電圧変動幅 が 0.2 の場合を示す。

【0095】

オンデューティ D が増加するに伴い、デッドタイムの影響を除去可能なキャリア周波数 f_c の最大周波数 $f_{c\max}$ は増加する。また、同じオンデューティにおいては、電圧変動幅 が大きいほど、デッドタイムの影響を除去可能なキャリア周波数 f_c の最大周波数 $f_{c\max}$ は増加する。電圧変動幅 は、電圧指令 $V_{dc\text{com}}$ に対する出力電圧 V_m の誤差を示すので、出力電圧 V_m が電圧指令 $V_{dc\text{com}}$ から大きくずれてもよい場合には、キャリア周波数 f_c を高く設定しても、デッドタイムの影響を除去できる。なお、上述した計算例は、曲線 k_2 上の点 A を示す。

20

【0096】

式 (2) は、デッドタイムの影響を除去可能な最大のキャリア周波数を示すが、式 (2) によって示されるキャリア周波数よりも低いキャリア周波数であれば、どのようなキャリア周波数を選択してもよいわけではなく、選択すべきキャリア周波数には、下限値が存在する。

【0097】

キャリア周波数を低下し続けると、昇圧コンバータ12の下アームを構成するNPNトランジスタ Q_2 のオンデューティが十分長くなる。そうすると、NPNトランジスタ Q_2 がオンされている期間に、過電流が、直流電源 B 、正極母線、リアクトル L_1 、NPNトランジスタ Q_2 、および負極母線からなる閉回路に流れ、NPNトランジスタ Q_2 が破損する。したがって、キャリア周波数 f_c の下限値 $f_{c\min}$ は、NPNトランジスタ Q_2 に流れる電流がNPNトランジスタ Q_2 に許容された最大電流値を超えないように設定される。

30

【0098】

したがって、周波数調整部56は、上述したキャリア周波数の最大周波数 $f_{c\max}$ と最小周波数 $f_{c\min}$ との範囲を各オンデューティ D に対して保持しており、リアクトル電流 I_L の絶対値がリップル電流 I_r の絶対値以下であると判定したとき、そのとき設定されているオンデューティに対応するキャリア周波数の範囲 $f_{c\min} \sim f_{c\max}$ からキャリア周波数 $f_{c\text{dec}}$ を選択してデューティ比変換部54へ出力する。

40

【0099】

次に、リアクトル電流 I_L のリップル電流 I_r を求める方法について説明する。図8を参照して、リアクトル電流 I_L は、リップル電流 I_r が重畳されると周期的に上下に変化する。リアクトル電流 I_L の極大値を $I_n(K-1)$ 、 $I_n(K)$ 、 $I_n(K+1)$ 、... とし、リアクトル電流 I_L の極小値を $I_p(K-1)$ 、 $I_p(K)$ 、 $I_p(K+1)$ 、... とする。そして、昇圧コンバータ12のNPNトランジスタ Q_1 がオンされる時間を T_p とし、NPNトランジスタ Q_2 がオンされる時間を T_n とする。なお、時間 T_p と時間 T_n との和が、信号 PWU の1周期に相当する。

【0100】

50

そうすると、電流 $I_n(K)$ 、 $I_p(K)$ およびコンデンサ C_2 の両端の電圧 $V_c(K)$ は、次式のようになる。

【 0 1 0 1 】

【 数 3 】

$$\left. \begin{aligned} I_n(K) &= \frac{V_b}{R} (1 - A_n) + I_p(K-1) A_n \\ I_p(K) &= \frac{V_b - V_c(K-1)}{\omega L} A_p + I_n(K) B_p \\ V_c(K) &= V_b - \frac{V_b - V_c(K-1)}{\omega} A_v + \frac{A_p}{\omega C} I_p(K) \end{aligned} \right\} \dots (3)$$

10

$$\text{ただし、 } a = \frac{R}{2L}, \omega = \sqrt{\frac{1}{CL} - a^2}, \omega T_p = \theta_p$$

$$A_n = e^{-2aT_n}, A_p = e^{-2T_p} \cdot \sin \theta_p$$

$$B_p = e^{-aT_p} \left(\cos \theta_p - \frac{a}{\omega} \sin \theta_p \right)$$

$$A_v = e^{-aT_p} (a \sin \theta_p + \omega \cos \theta_p)$$

20

【 0 1 0 2 】

式 (3) において、 R は、直流電源 B から昇圧コンバータ 1 2 までの回路の抵抗を表わし、 L は、リアクトル L_1 のインダクタンスを表わし、 C は、コンデンサ C_2 の容量を表わす。

【 0 1 0 3 】

式 (3) において、 K とし、 $I_n(K) = I_n(K+1)$ 、 $I_p(K) = I_p(K+1)$ および $V_c(K) = V_c(K+1) = V_m$ と考えると、式 (3) を用いてリップル電流 I_r は、次式により表わされる。

30

【 0 1 0 4 】

【 数 4 】

$$I_r = I_n - I_p = \frac{1}{1 - A_n B_p} (K_1 (1 - B_p) - K_2 (1 - A_n)) \dots (4)$$

$$\text{ただし、 } K_1 = \frac{V_b}{R} (1 - A_n), K_2 = \frac{V_b - V_m}{\omega L} A_p$$

【 0 1 0 5 】

40

したがって、直流電源 B から昇圧コンバータ 1 2 までの回路の抵抗 R 、直流電源 B から出力される直流電圧 V_b 、コンデンサ C_2 の容量 C 、リアクトル L_1 のインダクタンス L 、コンデンサ C_2 の両端の出力電圧 V_m および時間 T_p 、 T_n を式 (4) に代入すれば、リップル電流 I_r を求めることができる。

【 0 1 0 6 】

これらの各値のうち、抵抗 R 、容量 C およびインダクタンス L は、配線、コンデンサ C_2 およびリアクトル L_1 に対して固定値であるので、既知であり、直流電圧 V_b は電圧センサー 10 によって検出され、出力電圧 V_m は電圧センサー 13 によって検出される。また、時間 T_p 、 T_n は、信号 PWU のキャリア周波数 f_c (すなわち、キャリア周期) およびデューティ比 D_R から求めることができる。

50

【0107】

したがって、周波数調整部56は、電流センサー11からのリアクトル電流 I_L に対応する最適キャリア周波数 f_{opt} とデューティ比変換部54からのデューティ比 DR とに基づいて時間 T_p 、 T_n を演算する。そして、周波数調整部56は、直流電源Bから昇圧コンバータ12までの回路の抵抗 R 、コンデンサ C_2 の容量 C およびリアクトル L_1 のインダクタンス L を保持しており、その保持した抵抗 R 、容量 C およびインダクタンス L と、演算した時間 T_p 、 T_n と、電圧センサー10の直流電圧 V_b と、電圧センサー13からの出力電圧 V_m とを式(4)に代入してリプル電流 I_r を演算する。

【0108】

これにより、リアクトル電流 I_L の比較対象であるリプル電流 I_r を求めることができる。 10

【0109】

上述したように、周波数調整部56は、直流電源Bから昇圧コンバータ12までの回路の抵抗 R 、直流電源Bから出力される直流電圧 V_b 、コンデンサ C_2 の容量 C 、リアクトル L_1 のインダクタンス L 、コンデンサ C_2 の両端の出力電圧 V_m および時間 T_p 、 T_n に基づいてリプル電流 I_r を演算する。そして、周波数調整部56は、リアクトル電流 I_L の絶対値がリプル電流 I_r の絶対値よりも大きいかなかを判定し、リアクトル電流 I_L の絶対値がリプル電流 I_r の絶対値よりも大きいとき、NPNトランジスタ Q_1 、 Q_2 のキャリア周波数を最適キャリア周波数 f_{opt} に設定し、リアクトル電流 I_L の絶対値がリプル電流 I_r の絶対値以下であるとき、NPNトランジスタ Q_1 、 Q_2 のキャリア周波数を最適キャリア周波数 f_{opt} よりも低いキャリア周波数 f_{dec} ($f_{min} \sim f_{max}$)に設定する。 20

【0110】

すなわち、図9および図10に示すように、リアクトル電流 I_L がリプル電流 I_r よりも大きい場合 ($I_L > I_r$)、またはリアクトル電流 I_L がリプル電流 I_r よりも小さい場合、周波数調整部56は、電流センサー11によって検出されたリアクトル電流 I_L に対応する最適キャリア周波数 f_{opt} をNPNトランジスタ Q_1 、 Q_2 のキャリア周波数 f_c として設定する。また、図11に示すように、リアクトル電流 I_L が、 $-I_r \sim I_L$ I_r の範囲にあるとき (ただし、 $I_L = 0$ を除く)、周波数調整部56は、NPNトランジスタ Q_1 、 Q_2 のキャリア周波数 f_c を最適キャリア周波数 f_{opt} よりも低いキャリア周波数 f_{dec} ($f_{min} \sim f_{max}$)に設定する。 30

【0111】

図12を参照して、周波数調整部56におけるキャリア周波数の調整動作について説明する。キャリア周波数を調整する動作が開始されると、周波数調整部56は、電流センサー11から受けたリアクトル電流 I_L に対応する最適キャリア周波数 f_{opt} を図5の実線に示すマップを参照して決定する。そして、周波数調整部56は、決定した最適キャリア周波数 f_{opt} をデューティ比変換部54へ出力する (ステップS10)。

【0112】

そうすると、デューティ比変換部54は、フィードバック電圧指令演算部52からのフィードバック電圧指令 $V_{dc_com_fb}$ と、電圧センサー10からの直流電圧 V_b と、電圧センサー13からの出力電圧 V_m とに基づいて、出力電圧 V_m をフィードバック電圧指令 $V_{dc_com_fb}$ に設定するためのデューティ比 DR を演算し、その演算したデューティ比 DR を周波数調整部56へ出力する。そして、デューティ比変換部54は、演算したデューティ比 DR と、周波数調整部56からの最適キャリア周波数 f_{opt} とに基づいて信号 PWU を生成して昇圧コンバータ12へ出力する。 40

【0113】

これにより、昇圧コンバータ12のNPNトランジスタ Q_1 、 Q_2 は、各リアクトル電流 I_L に対応する最適キャリア周波数 f_{opt} を有する信号 PWU によってスイッチング制御され、出力電圧 V_m を電圧指令 V_{dc_com} に設定して直流電圧 V_b を出力電圧 V_m に変換する。 50

【0114】

その後、周波数調整部56は、ステップS10においてデューティ比変換部54へ出力した最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ と、デューティ比変換部54からのデューティ比DRとに基づいて時間 T_p 、 T_n を演算する。また、周波数調整部56は、抵抗R、容量C、インダクタンスL、演算した時間 T_p 、 T_n 、電圧センサー10からの直流電圧 V_b および電圧センサー13からの出力電圧 V_m を式(4)に代入してリップル電流 I_r を演算する。

【0115】

そして、周波数調整部56は、リアクトル電流 I_L がリップル電流 I_r よりも大きいかな否か、またはリアクトル電流 I_L がリップル電流 $-I_r$ よりも小さいかな否かを判定する(ステップS11)。周波数調整部56は、ステップS11において、リアクトル電流 I_L がリップル電流 I_r よりも大きいと判定したとき、またはリアクトル電流 I_L がリップル電流 $-I_r$ よりも小さいと判定したとき、ステップS10およびS11が繰り返し実行される。

10

【0116】

一方、ステップS11において、リアクトル電流 I_L が、 $-I_r \sim I_r$ の範囲に含まれる(ただし、 $I_L = 0$ を除く)と判定されたとき、周波数調整部56は、上述した方法によって、最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ よりも周波数が低く、かつ、 $f_{c min} \sim f_{c max}$ の範囲に含まれるキャリア周波数 $f_{c dec}$ を選択してデューティ比変換部54へ出力する(ステップS12)。

【0117】

そうすると、デューティ比変換部54は、フィードバック電圧指令演算部52からのフィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b}$ と、電圧センサー10からの直流電圧 V_b と、電圧センサー13からの出力電圧 V_m とに基づいて、出力電圧 V_m をフィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b}$ に設定するためのデューティ比DRを演算し、その演算したデューティ比DRを周波数調整部56へ出力する。そして、デューティ比変換部54は、演算したデューティ比DRと、周波数調整部56からのキャリア周波数 $f_{c dec}$ とに基づいて信号PWUdを生成して昇圧コンバータ12へ出力する。

20

【0118】

これにより、昇圧コンバータ12のNPNトランジスタQ1、Q2は、最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ よりも低いキャリア周波数 $f_{c dec}$ を有する信号PWUdによってスイッチング制御され、昇圧コンバータ12は、NPNトランジスタQ1、Q2のデッドタイムの影響を低減して直流電圧 V_b を出力電圧 V_m に変換する。これにより、キャリア周波数を調整する動作が終了する。

30

【0119】

図12に示すキャリア周波数を調整するルーチンは、所定時間ごと、たとえば、 $20 \mu s$ ごとくに繰り返し実行される。

【0120】

このように、この発明においては、一定時間ごとに、リアクトル電流 I_L が $-I_r \sim I_r$ の範囲に含まれる(ただし、 $I_L = 0$ を除く)かな否かを判定し、リアクトル電流 I_L が $-I_r \sim I_r$ の範囲に含まれるとき、NPNトランジスタQ1、Q2のキャリア周波数 f_c を最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ よりも低いキャリア周波数 $f_{c dec}$ ($: f_{c min} \sim f_{c max}$)に設定して昇圧コンバータ12を制御し、NPNトランジスタQ1、Q2のデッドタイムの影響を低減する。

40

【0121】

再び、図1を参照して、モータ駆動装置100における動作について説明する。制御装置30は、外部のECUからトルク指令値TRが入力されると、システムリレーSR1、SR2をオンするための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。そして、直流電源Bは直流電圧 V_b を出力し、システムリレーSR1、SR2は直流電圧 V_b をコンデンサC1へ供給する。コンデンサC1は、供給された直流電圧 V_b を平滑化し、その平滑化した直流電圧 V_b を昇圧コンバータ12へ供給する。

50

【0122】

そうすると、制御装置30は、電流センサー11から受けたリアクトル電流 I_L に対応する最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ を選択し、交流モータM1がトルク指令値 T_R によって指定されたトルクを発生するように昇圧コンバータ12およびインバータ14を制御するための信号PWUおよび信号PWMIを生成して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。

【0123】

そして、昇圧コンバータ12のNPNトランジスタQ1, Q2は、制御装置30からの信号PWUに応じてオン/オフされ、直流電圧 V_b を出力電圧 V_m に変換してコンデンサC2に供給する。また、電圧センサー13は、コンデンサC2の両端の電圧である出力電圧 V_m を検出し、その検出した出力電圧 V_m を制御装置30へ出力する。

10

【0124】

コンデンサC2は、昇圧コンバータ12から供給された直流電圧を平滑化してインバータ14へ供給する。インバータ14のNPNトランジスタQ3~Q8は、制御装置30からの信号PWMIに従ってオン/オフされ、インバータ14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M1が発生するように交流モータM1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M1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。

【0125】

そして、制御装置30は、図12に示すフローチャートに従って、一定時間ごとに、キャリア周波数を調整するルーチンを実行し、電流センサー11からのリアクトル電流 I_L が、 $-I_r$ I_L I_r の範囲（ただし、 $I_L = 0$ を除く）であるとき、信号PWUのキャリア周波数 f_c を最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ よりも低いキャリア周波数 $f_{c dec}$ に設定し、NPNトランジスタQ1, Q2のデッドタイムによる影響を低減する。

20

【0126】

モータ駆動装置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回生制動モードになった場合、制御装置30は、回生制動モードになったことを示す信号を外部のECUから受け、信号PWMCおよび信号PWDを生成してそれぞれインバータ14および昇圧コンバータ12へ出力する。

【0127】

交流モータM1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14へ供給する。そして、インバータ14は、制御装置30からの信号PWMC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デンサC2を介して昇圧コンバータ12へ供給する。

30

【0128】

昇圧コンバータ12は、制御装置30からの信号PWDに従って直流電圧を降圧して直流電源Bに供給し、直流電源Bを充電する。

【0129】

このように、モータ駆動装置100においては、リアクトル電流 I_L が、 $-I_r$ I_L I_r の範囲（ただし、 $I_L = 0$ を除く）であるとき、信号PWUのキャリア周波数 f_c は、最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ よりも低いキャリア周波数 $f_{c dec}$ に設定され、NPNトランジスタQ1, Q2のデッドタイムによる影響が低減される。

40

【0130】

なお、この発明においては、電圧センサー10, 13、電流センサー11、昇圧コンバータ12、制御装置30のフィードバック電圧指令演算部52、デューティー比変換部54および周波数調整部56は、「電圧変換装置」を構成する。

【0131】

また、この発明においては、フィードバック電圧指令演算部52、デューティー比変換部54および周波数調整部56は、電圧変換器としての昇圧コンバータ12を制御する「制御手段」を構成する。

50

【0132】

さらに、この発明による電圧変換方法は、図12に示すフローチャートに従って信号PWUのキャリア周波数を調整し、直流電圧を出力電圧Vmに変換する電圧変換方法である。

【0133】

さらに、フィードバック電圧指令演算部52、デューティ比変換部54および周波数調整部56におけるフィードバック制御は、実際にはCPU(Central Processing Unit)によって行なわれ、CPUは、図12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12に示すフローチャートに従ってNPNトランジスタQ1、Q2をスイッチングするキャリア周波数を調整しながら直流電圧を出力電圧Vmへ変換する電圧変換を制御する。したがって、ROMは、図12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。

10

【0134】

また、この発明の実施の形態による電圧変換装置を備えたモータ駆動装置は、図13に示すモータ駆動装置100Aであってもよい。図13を参照して、モータ駆動装置100Aは、電流センサー28およびインバータ31をモータ駆動装置100に追加し、モータ駆動装置100の制御装置30を制御装置30Aに代えたものであり、その他は、モータ駆動装置100と同じである。

【0135】

なお、コンデンサC2は、昇圧コンバータ12からの出力電圧VmをノードN1、N2を介して受け、その受けた出力電圧Vmを平滑化してインバータ14のみならずインバータ31にも供給する。また、電流センサー24は、モータ電流MCRT1を検出して制御装置30Aへ出力する。さらに、インバータ14は、制御装置30Aからの信号PWMI1に基づいてコンデンサC2からの直流電圧を交流電圧に変換して交流モータM1を駆動し、信号PWMC1に基づいて交流モータM1が発電した交流電圧を直流電圧に変換する。

20

【0136】

インバータ31は、インバータ14と同じ構成から成る。そして、インバータ31は、制御装置30Aからの信号PWMI2に基づいて、コンデンサC2からの直流電圧を交流電圧に変換して交流モータM2を駆動し、信号PWMC2に基づいて交流モータM2が発電した交流電圧を直流電圧に変換する。電流センサー28は、交流モータM2の各相に流れるモータ電流MCRT2を検出して制御装置30Aへ出力する。

30

【0137】

制御装置30Aは、直流電源Bから出力された直流電圧Vbを電圧センサー10から受け、リアクトル電流ILを電流センサー11から受け、モータ電流MCRT1、MCRT2をそれぞれ電流センサー24、28から受け、昇圧コンバータ12の出力電圧Vm(すなわち、インバータ14、31への入力電圧)を電圧センサー13から受け、トルク指令値TR1、TR2およびモータ回転数MRN1、MRN2を外部ECUから受ける。そして、制御装置30Aは、直流電圧Vb、出力電圧Vm、モータ電流MCRT1、トルク指令値TR1およびモータ回転数MRN1に基づいて、上述した方法によりインバータ14が交流モータM1を駆動するときにインバータ14のNPNトランジスタQ3~Q8をスイッチング制御するための信号PWMI1を生成し、その生成した信号PWMI1をインバータ14へ出力する。

40

【0138】

また、制御装置30Aは、直流電圧Vb、出力電圧Vm、モータ電流MCRT2、トルク指令値TR2およびモータ回転数MRN2に基づいて、上述した方法によりインバータ31が交流モータM2を駆動するときにインバータ31のNPNトランジスタQ3~Q8をスイッチング制御するための信号PWMI2を生成し、その生成した信号PWMI2をインバータ31へ出力する。

【0139】

50

さらに、制御装置 30 A は、インバータ 14 (または 31) が交流モータ M1 (または M2) を駆動するとき、直流電圧 V_b 、出力電圧 V_m 、リアクトル電流 I_L 、モータ電流 M_{CRT1} (または M_{CRT2})、トルク指令値 T_{R1} (または T_{R2}) およびモータ回転数 M_{RN1} (または M_{RN2}) に基づいて、上述した方法により昇圧コンバータ 12 の NPN 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 PWU を最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ に設定して昇圧コンバータ 12 へ出力する。

【0140】

さらに、制御装置 30 A は、リアクトル電流 I_L が、 $-I_r$ I_L I_r の範囲 (ただし、 $I_L = 0$ を除く) であるとき、信号 PWU のキャリア周波数 f_c を最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ よりも低いキャリア周波数 $f_{c dec}$ に設定して NPN トランジスタ Q_1 、 Q_2 のデッドタイムの影響を低減する。 10

【0141】

さらに、制御装置 30 A は、回生制動時に交流モータ 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 $PWMC1$ 、または交流モータ M2 が発電した交流電圧を直流電圧に変換するための信号 $PWMC2$ を生成し、その生成した信号 $PWMC1$ または信号 $PWMC2$ をそれぞれインバータ 14 またはインバータ 31 へ出力する。この場合、制御装置 30 A は、インバータ 14 または 31 からの直流電圧を降圧して直流電源 B を充電するように昇圧コンバータ 12 を制御する信号 PWD を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力する。

【0142】

さらに、制御装置 30 A 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。 20

【0143】

モータ駆動装置 100 A 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、外部の ECU からトルク指令値 T_{R1} 、 T_{R2} が入力されると、制御装置 30 A は、システムリレー $SR1$ 、 $SR2$ をオンするための 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。そして、直流電源 B は直流電圧 V_b を出力し、システムリレー $SR1$ 、 $SR2$ は直流電圧 V_b をコンデンサ $C1$ へ供給する。コンデンサ $C1$ は、供給された直流電圧 V_b を平滑化し、その平滑化した直流電圧 V_b を昇圧コンバータ 12 へ供給する。 30

【0144】

そうすると、制御装置 30 A は、電流センサー 11 から受けたリアクトル電流 I_L に対応する最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ を選択し、交流モータ M1、M2 がそれぞれトルク指令値 T_{R1} 、 T_{R2} によって指定されたトルクを発生するように昇圧コンバータ 12 およびインバータ 14 を制御するための信号 PWU および信号 $PWMI1$ 、 $PWMI2$ を生成してそれぞれ昇圧コンバータ 12 およびインバータ 14、31 へ出力する。

【0145】

そして、昇圧コンバータ 12 の NPN トランジスタ Q_1 、 Q_2 は、制御装置 30 A からの信号 PWU に応じてオン/オフされ、直流電圧 V_b を出力電圧 V_m に変換してコンデンサ $C2$ に供給する。また、電圧センサー 13 は、コンデンサ $C2$ の両端の電圧である出力電圧 V_m を検出し、その検出した出力電圧 V_m を制御装置 30 へ出力する。 40

【0146】

コンデンサ $C2$ は、昇圧コンバータ 12 から供給された直流電圧を平滑化してインバータ 14、31 へ供給する。インバータ 14 の NPN トランジスタ $Q_3 \sim Q_8$ は、制御装置 30 A からの信号 $PWMI1$ に従ってオン/オフされ、インバータ 14 は、直流電圧を交流電圧に変換し、トルク指令値 T_{R1} によって指定されたトルクを交流モータ M1 が発生するように交流モータ M1 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 M1 は、トルク指令値 T_{R1} によって指定されたトルクを発生する。

【0147】

また、インバータ 31 の NPN トランジスタ $Q_3 \sim Q_8$ は、制御装置 30 A からの信号 P 50

WM I 2 に従ってオン/オフされ、インバータ 3 1 は、直流電圧を交流電圧に変換し、トルク指令値 TR 2 によって指定されたトルクを交流モータ M 2 が発生するように交流モータ M 2 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 2 は、トルク指令値 TR 2 によって指定されたトルクを発生する。

【0148】

そして、制御装置 3 0 A は、図 1 2 に示すフローチャートに従って、一定時間ごとに、キャリア周波数を調整するルーチンを実行し、電流センサー 1 1 からのリアクトル電流 I_L が、 $-I_r$ I_L I_r の範囲（ただし、 $I_L = 0$ を除く）であるとき、信号 PWM のキャリア周波数 f_c を最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ よりも低いキャリア周波数 $f_{c dec}$ に設定し、NPN トランジスタ Q 1, Q 2 のデッドタイムによる影響を低減する。

10

【0149】

また、モータ駆動装置 1 0 0 A 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 3 0 A は、外部 ECU から信号 RGE を受け、その受けた信号 RGE に応じて、信号 PWM C 1, 2 を生成してそれぞれインバータ 1 4, 3 1 へ出力し、信号 PWD を生成して昇圧コンバータ 1 2 へ出力する。

【0150】

そうすると、インバータ 1 4 は、交流モータ M 1 が発電した交流電圧を信号 PWM C 1 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 1 2 へ供給する。また、インバータ 3 1 は、交流モータ M 2 が発電した交流電圧を信号 PWM C 2 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 1 2 へ供給する。

20

【0151】

そして、昇圧コンバータ 1 2 は、コンデンサ C 2 からの直流電圧をロード N 1, N 2 を介して受け、その受けた直流電圧を信号 PWD 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 または M 2 によって発電された電力が直流電源 B に充電される。

【0152】

このように、交流モータが 2 つの場合でも、リアクトル電流 I_L が、 $-I_r$ I_L I_r の範囲（ただし、 $I_L = 0$ を除く）にあるとき、信号 PWM のキャリア周波数 f_c は、最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ よりも低いキャリア周波数 $f_{c dec}$ に設定され、NPN トランジスタ Q 1, Q 2 のデッドタイムによる影響が低減される。

30

【0153】

なお、上記においては、直流電源 B から昇圧コンバータ 1 2 へ流れる直流電流をリアクトル電流 I_L としたが、この直流電流は、直流電源 B から出力される直流電流と同義である。

【0154】

また、上記においては、リアクトル電流 I_L を電流センサー 1 1 により検出すると説明したが、この発明においては、リアクトル電流 I_L は、交流モータ M 1（または M 2）の出力パワーと昇圧コンバータ 1 2 の出力電圧 V_m とに基づいて求めるようにしてもよい。また、交流モータ M 1（または M 2）のトルクから交流モータ M 1（または M 2）の出力パワーを演算し、その演算した出力パワーに基づいてリアクトル電流 I_L を求めるようにしてもよい。

40

【0155】

さらに、上記においては、周波数調整部 5 6 は、直流電源 B から昇圧コンバータ 1 2 までの回路の抵抗 R、直流電源 B から出力される直流電圧 V_b 、コンデンサ C 2 の容量 C、リアクトル L 1 のインダクタンス L、コンデンサ C 2 の両端の出力電圧 V_m および時間 T_p , T_n に基づいてリプル電流 I_r を演算すると説明したが、この発明においては、リプル電流 I_r は、抵抗 R、容量 C、インダクタンス L、直流電圧 V_b 、出力電圧 V_m および時間 T_p , T_n に基づいて予め演算され、その演算されたリプル電流 I_r は、周波数調整部 5 6 に保持されるように構成してもよい。

50

【0156】

さらに、上記においては、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PWUの最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ を、電流センサー11により検出したリアクトル電流 I_L と図5の実線に示すマップとに基づいて選択すると説明したが、この発明においては、図14に示すフローチャートに従って最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ を選択してもよい。

【0157】

図14を参照して、最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ を選択する動作が開始されると、周波数調整部56は、トルク指令値TR（またはTR1, TR2）、モータ回転数MRN（またはMRN1, MRN2）、およびバッテリー電圧Vbを受け（ステップS100）、その受けたトルク指令値TRおよびモータ回転数MRNに基づいて交流モータM1を駆動する際に必要な電力である直流電源Bの出力要求BP*を演算する（ステップS102）。なお、直流電源Bの出力要求BP*は、交流モータM1からの動力を電力換算したものと

10

【0158】

その後、周波数調整部56は、演算した出力要求BP*を電圧センサー10からの直流電圧Vbによって除算して昇圧コンバータ12のリアクトルL1に流す目標リアクトル電流 I_L^* を演算し（ステップS104）、その演算した目標リアクトル電流 I_L^* に基づいて昇圧コンバータ12のNPNトランジスタQ1, Q2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 $f_{c opt}$ を設定する（ステップS106）。そして、この最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ を用いて、目標リアクトル電流 I_L^* がリアクトルL1に流れるように、昇圧コンバータ12が制御され（ステップS108）、最適キャリア周波数を選択するルーチンが終了する。

20

【0159】

そして、図14に示すフローチャートに従ってキャリア周波数fcが最適キャリア周波数 $f_{c opt}$ に設定される場合、図12のステップS10における最適キャリア周波数を選択する動作は、図14に示すフローチャートに従って行なわれる。

【0160】

なお、交流モータM1, M2は、上述したように回生制動時に発電機として機能し得る交流モータであるが、好ましくは、交流モータは、エンジンの駆動時にエンジンのクランク軸の回転力により発電する発電機として機能してもよい。このように、交流モータがエンジンの駆動時に発電機として機能する態様としては、交流モータM1が駆動輪を駆動するためのトルクを発生するモータとして機能し、交流モータM2がエンジンのクランク軸の回転力により発電する発電機として機能する場合である。

30

【0161】

また、交流モータM1, M2およびエンジンの出力軸がプラネタリーギアに接続されるようなハイブリッドシステムを構成してもよい。

【0162】

さらに、交流モータM1, M2は、互いに、車両の異なる駆動輪に対応して設けられてもよい。

40

【0163】

さらに、他の交流モータを交流モータM1, M2に並列に適宜追加してもよい。

【0164】

この発明の実施の形態によれば、スイッチング素子により直流電圧の電圧レベルを変えて出力電圧を出力する電圧変換器と、直流電源から電圧変換器へ流れるリアクトル電流を検出する検出手段と、リアクトル電流の絶対値がリプル電流の絶対値以下であるとき、スイッチング素子をオン/オフするキャリア周波数を低下して電圧変換器を制御する制御手段とを備えるので、スイッチング素子のデッドタイムによる影響を低減できる。

【0165】

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

50

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】この発明の実施の形態による電圧変換装置を備えたモータ駆動装置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。

【図 4】損失とキャリア周波数との関係図である。

10

【図 5】昇圧コンバータの損失とキャリア周波数との関係図である。

【図 6】信号のタイミングチャートである。

【図 7】トランジスタのオンデューティとキャリア周波数との関係図である。

【図 8】リップル電流の波形図である。

【図 9】リアクトル電流とリップル電流との波形図である。

【図 10】リアクトル電流とリップル電流との波形図である。

【図 11】リアクトル電流とリップル電流との波形図である。

【図 12】キャリア周波数を調整する動作を説明するためのフローチャートである。

【図 13】この発明の実施の形態による電圧変換装置を備えたモータ駆動装置の他の概略ブロック図である。

20

【図 14】最適キャリア周波数を求める動作を説明するためのフローチャートである。

【図 15】従来のモータ駆動装置の概略ブロック図である。

【図 16】図 15 に示す双方向コンバータの制御信号のタイミングチャートである。

【図 17】リアクトル電流の波形図である。

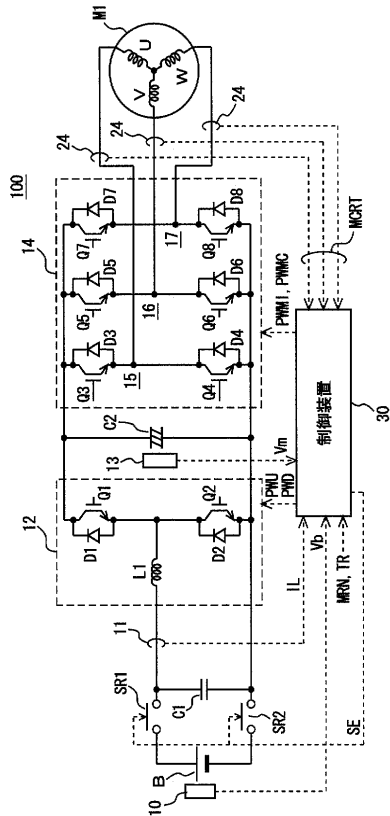
【図 18】トランジスタのデッドタイムによる影響を説明するための出力電圧の波形図である。

【符号の説明】

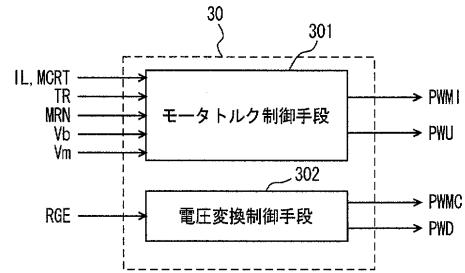
10, 13, 320 電圧センサー、11, 24, 28 電流センサー、12 昇圧コンバータ、14, 31, 330 インバータ、15 U相アーム、16 V相アーム、17 W相アーム、30, 30A 制御装置、40 モータ制御用相電圧演算部、42 インバータ用PWM信号変換部、50 インバータ入力電圧指令演算部、52 フィードバック電圧指令演算部、54 デューティ比変換部、56 周波数調整部、100, 100A, 300 モータ駆動装置、301 モータトルク制御手段、302 電圧変換制御手段、310 双方向コンバータ、B 直流電源、SR1, SR2 システムリレー、C1, C2 コンデンサ、L1, 311 リアクトル、Q1~Q8, 312, 313 NPNトランジスタ、D1~D8, 314, 315 ダイオード、M1, M2 交流モータ。

30

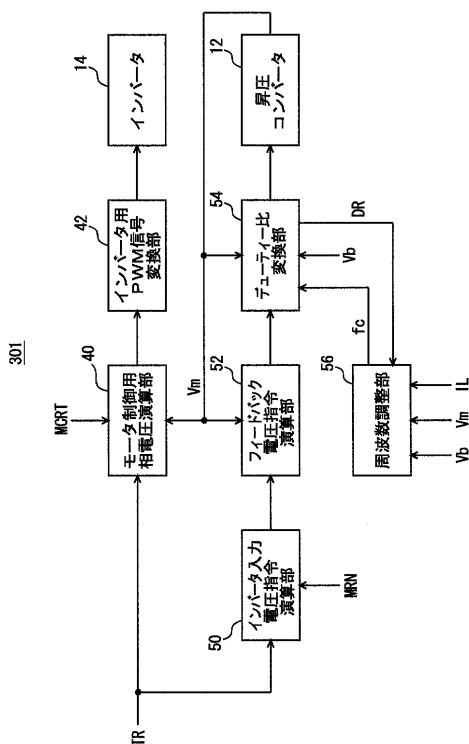
【図 1】



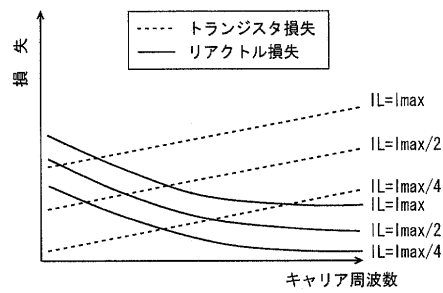
【図 2】



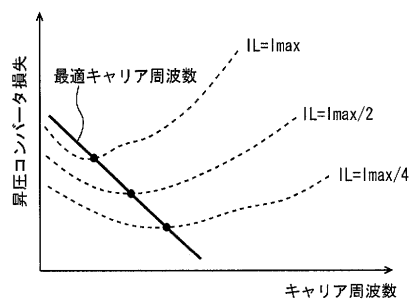
【図 3】



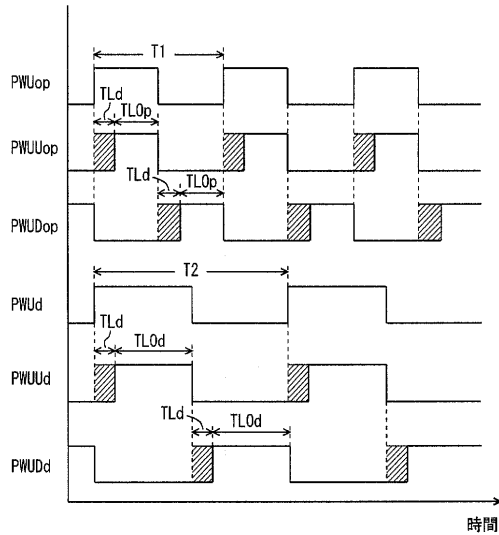
【図 4】



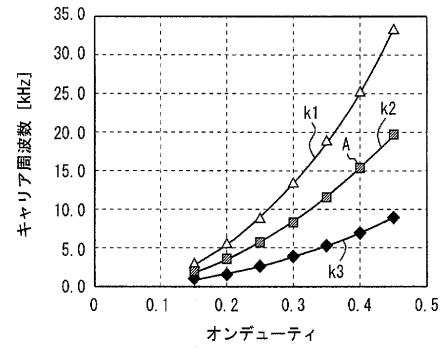
【図 5】



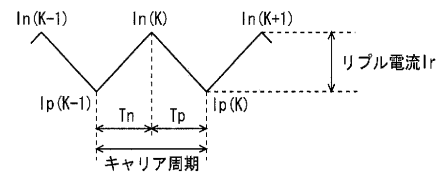
【図 6】



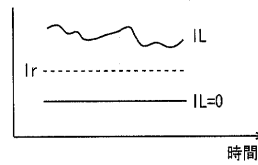
【図 7】



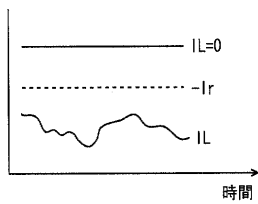
【図 8】



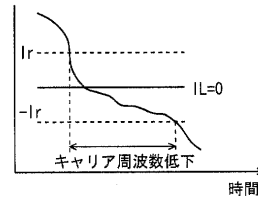
【図 9】



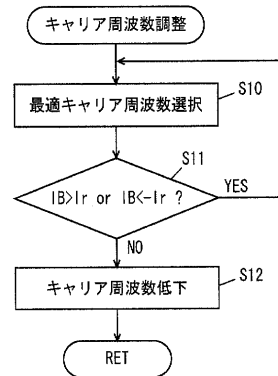
【図 10】



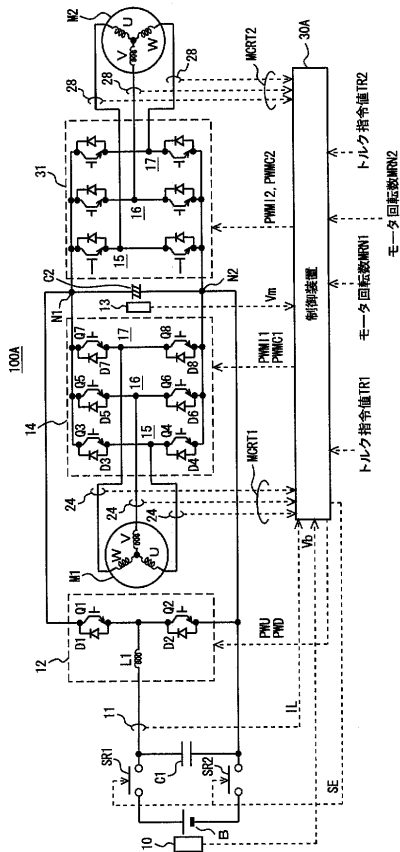
【図 11】



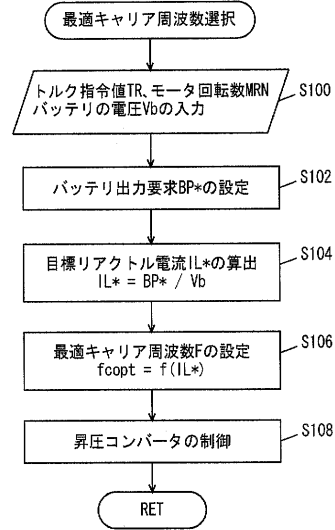
【図 12】



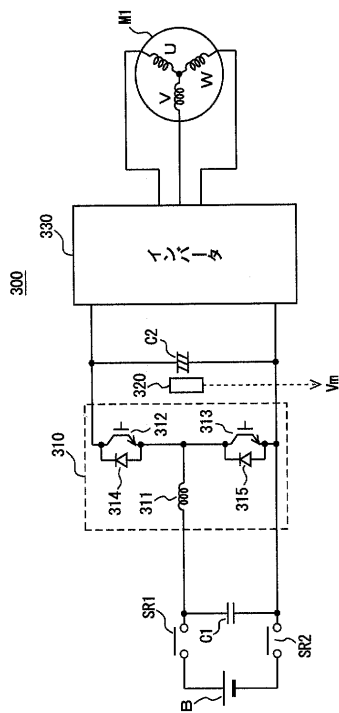
【図 13】



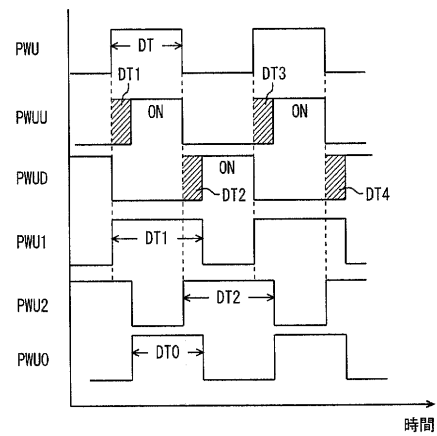
【図 14】



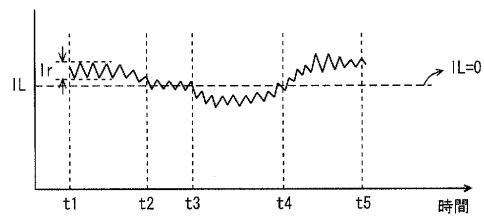
【図 15】



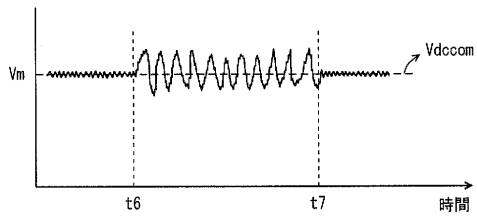
【図 16】



【図 17】



【図 18】



フロントページの続き

F ターム(参考) 5H007 AA06 BB06 CA01 CB05 CC12 DA05 DB12 DC02 EA14 FA06
5H730 AA20 AS13 BB13 BB14 DD02 FD01 FD41 FF02 FF09 FG05
FG23 FG25 XX05