(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号

特許第3805714号

(P3805714)

(45)発行日　平成18年8月9日(2006.8.9)　(24)登録日　平成18年5月19日(2006.5.19)

(51)Int.Cl.		F I	
Ｂ６２Ｄ　6/00	**(2006.01)**	Ｂ６２Ｄ	6/00
Ｂ６２Ｄ　5/04	**(2006.01)**	Ｂ６２Ｄ	5/04
Ｂ６２Ｄ 101/00	(2006.01)	Ｂ６２Ｄ	101:00
Ｂ６２Ｄ 119/00	(2006.01)	Ｂ６２Ｄ	119:00

請求項の数 5　(全 21 頁)

(21)出願番号　特願2002-122874 (P2002-122874)
(22)出願日　平成14年4月24日 (2002.4.24)
(65)公開番号　特開2003-312516 (P2003-312516A)
(43)公開日　平成15年11月6日 (2003.11.6)
審査請求日　平成16年8月4日 (2004.8.4)

(73)特許権者　000001247
株式会社ジェイテクト
大阪府大阪市中央区南船場３丁目５番８号
(74)代理人　100068755
弁理士　恩田　博宣
(74)代理人　100105957
弁理士　恩田　誠
(72)発明者　鈴木　浩
愛知県刈谷市朝日町１丁目１番地　豊田工機株式会社内

審査官　小関　峰夫

最終頁に続く

(54)【発明の名称】電動パワーステアリング装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

電動機制御値に基づいて電動機を駆動する電動機駆動手段と、直流電源と前記電動機駆動手段間に設けられ、電源電圧を昇圧する昇圧手段と、ＰＷＭ駆動信号を生成出力する昇圧制御手段とを備え、前記昇圧手段は、直流電源の出力端子に接続された昇圧用コイルと、同昇圧用コイルの出力端子に対して共に接続された第１スイッチング素子と第２スイッチング素子と、前記第２スイッチング素子の出力端子に接続された昇圧用コンデンサとを備え、前記両スイッチング素子の内少なくとも前記第１スイッチング素子を前記ＰＷＭ駆動することにより、前記直流電源から昇圧用コイルに供給される電流を制御し、前記昇圧用コンデンサに昇圧電圧を充電する電動パワーステアリング装置において、

前記電動機の負荷状態を判定する負荷状態判定手段を設け、

前記昇圧制御手段は、前記負荷状態判定手段の判定結果に応じて高負荷のときは、第１スイッチング素子及び第２スイッチング素子を同期整流し、低負荷のときは、前記両スイッチング素子の内、少なくとも第１スイッチング素子をオフ制御することを特徴とする電動パワーステアリング装置。

【請求項２】

電動機制御値に基づいて電動機を駆動する電動機駆動手段と、直流電源と前記電動機駆動手段間に設けられ、電源電圧を昇圧する昇圧手段と、ＰＷＭ駆動信号を生成出力する昇圧制御手段とを備え、前記昇圧手段は、直流電源の出力端子に接続された昇圧用コイルと、同昇圧用コイルの出力端子に対して共に接続された第１スイッチング素子と第２スイッ

チング素子と、前記第２スイッチング素子の出力端子に接続された昇圧用コンデンサとを備え、前記両スイッチング素子の内少なくとも前記第１スイッチング素子を前記ＰＷＭ駆動することにより、前記直流電源から昇圧用コイルに供給される電流を制御し、前記昇圧用コンデンサに昇圧電圧を充電する電動パワーステアリング装置において、

前記電動機の負荷状態を判定する負荷状態判定手段を設け、

前記昇圧制御手段は、前記負荷状態判定手段の判定結果に応じて高負荷のときは、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数を高周波数にして前記両スイッチング素子を同期整流し、低負荷のときは、前記両スイッチング素子の内、第１スイッチング素子のみを、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数を低周波数にして非同期整流することを特徴とする電動パワーステアリング装置。

【請求項３】

操舵トルクを検出する操舵トルク検出手段を備え、

前記負荷状態判定手段は、前記操舵トルク検出手段が検出した操舵トルクが小のときは、電動機の負荷状態が低負荷であると判定し、操舵トルクが大のときは電動機の負荷状態が高負荷であると判定することを特徴とする請求項１又は請求項２に記載の電動パワーステアリング装置。

【請求項４】

前記電動機の回転数を推定する電動機回転数推定手段を備え、

前記負荷状態判定手段は、前記電動機回転数推定手段が推定した回転数が小のときは、電動機の負荷状態が低負荷であると判定し、回転数が大のときは、電動機の負荷状態が高負荷であると判定することを特徴とする請求項１又は請求項２に記載の電動パワーステアリング装置。

【請求項５】

前記負荷状態判定手段は、前記電動機制御値、又は、電動機に流れる実電流の検出値に基づいて電動機の負荷状態を判定することを特徴とする請求項１又は請求項２に記載の電動パワーステアリング装置。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】

本発明は、自動車や車両の操舵系にモータによるアシスト力を付与する電動パワーステアリング装置に係り、詳しくは、車載バッテリからのモータへの供給電流を調整することができる昇圧回路を備えた電動パワーステアリング装置に関する。

【０００２】

【従来の技術】

従来から、モータの回転力を利用して、ステアリングホイールの操作を補助する電動パワーステアリング装置が用いられている。

【０００３】

このような電動パワーステアリング装置においては、運転者がステアリングホイールを回転させて操舵を行った時に、アシスト制御による操舵トルクに応じたアシスト指令値が算出され、このアシスト指令値に基づいた操舵補助力が、モータからステアリング機構に与えられるようになっている。

【０００４】

ところで、前記のような電動パワーステアリング装置は大きなトルクを得ようとするために大電流を必要とするシステムである。

従来は、車載バッテリ（ＤＣ１２Ｖ）を直に印加するようにしており、モータもＤＣ１２Ｖ仕様のものを使用し、大電流を前記モータに供給するために、モータの大型化、使用配線の大容量化（太線化）は避けることはできない。

【０００５】

この問題を解決するため、車載バッテリからの供給電流を調整することができる電動パワーステアリング装置（特開平８－１２７３５０号公報）等が提案されている。

【０００６】
この電動パワーステアリング装置においては、モータに電流を供給する回路に図１２に示すような昇圧回路３００及び昇圧回路制御装置３０１を設けている。昇圧回路３００は、車載バッテリからのバッテリ電圧ＶPIG （ＤＣ１２Ｖ）の印加点Ｐ１と前記モータへの電圧印加点Ｐ２との間に設けられている。昇圧回路３００はコンデンサＣ１，Ｃ２、コイルＬ、ダイオードＤ、スイッチング用の第１トランジスタＱ１を備えている。
【０００７】
昇圧回路制御装置３０１は、昇圧回路３００の第１トランジスタＱ１に対して、昇圧のためのＰＷＭ演算により制御量としてのデューティ比が演算される。そして、昇圧回路制御装置３０１は、このデューティ比に基づいてデューティ比駆動信号（ＰＷＭ駆動信号）を出力し、このデューティ比駆動信号によって、第１トランジスタＱ１をデューティ制御する。このデューティ制御により、第１トランジスタＱ１が図１３に示すようにスイッチング動作を行ない、この結果、コイルＬでエネルギーの蓄積と放出とが繰り返され、ダイオードＤのカソード側に放出の際の高電圧が現れる。なお、図１３に示すように本明細書中、Ｔαはオン時間、Ｔはパルス周期、αはデューティ比（オンデューティ）を示している。第１トランジスタＱ１がオンとなるとコイルＬに電流が流れ、第１トランジスタＱ１がオフとなるとコイルＬに流れる電流が遮断される。
【０００８】
コイルＬに流れる電流が遮断されると、この電流の遮断による磁束の変化を妨げるように、ダイオードＤのカソード側に高電圧が発生する。この繰り返しによって、ダイオードＤのカソード側に高電圧が繰り返し発生し、コンデンサＣ２で平滑（充電）され、出力電圧ＶBPIG として電圧印加点Ｐ２に生じる。
【０００９】
このとき、昇圧回路３００により、昇圧する電圧は昇圧回路制御装置３０１から出力されるデューティ比駆動信号のデューティ比と関連する。デューティ比が大きければ出力電圧ＶBPIGは高くなり、デューティ比が小さければ出力電圧ＶBPIGは低くなる。
【００１０】
上記の昇圧回路３００においては、ダイオードＤを使用しているため、モータが回生状態に入ったとき、このダイオードＤのために電圧印加点Ｐ２側からバッテリＢに電流が流れることができず、出力電圧ＶBPIGが上昇する。この電圧の上昇により、昇圧回路３００が破損する虞があった。例えば、上記例では、昇圧回路３００を構成しているコンデンサＣ２が破壊される虞がある。
【００１１】
そこで、本出願人は、ダイオードＤに代えて、図４に示すように第２トランジスタＱ２を接続した昇圧回路を提案している。すなわち、第２トランジスタＱ２は、ソースがコイルＬに接続され、ドレインが電圧印加点Ｐ２に接続したものである。この構成においては、第１トランジスタＱ１と第２トランジスタＱ２とを交互にオンオフする、すなわち同期整流方式にて制御している。
【００１２】
従って、モータの回生状態時には、第２トランジスタＱ２がデューティ制御によりオン作動し、回生電流は第２トランジスタＱ２を介してバッテリＢに流れることにより吸収される。この結果、コンデンサＣ２の破壊を防止できる。
【００１３】
【発明が解決しようとする課題】
ところが、この提案した構成においては、モータが無負荷を含む低負荷の場合であっても絶えず、第１トランジスタＱ１、第２トランジスタＱ２のどちらかがオンしている。車両走行上においては、モータが無負荷を含む低負荷の状態が多いにもかかわらず、絶えずどちらかのトランジスタがオン状態となっているため、スイッチングロスが発生し、昇圧回路が発熱してしまう問題がある。
【００１４】

又、モータが低負荷の場合、モータが駆動されず、コンデンサＣ２の放電電流が消費されない。すなわち、この状態で、コンデンサＣ２に充電された電荷は、第２トランジスタＱ２がオンされると、コイルＬを介してバッテリＢに返してしまうことになる。このとき、第２トランジスタＱ２のオンオフによるスイッチングロス以外に、コイルＬの発熱が生ずる。このように、第２トランジスタＱ２のスイッチングロスの発生及びコイルＬの発熱により、昇圧回路３００が発熱してしまい、大変効率が悪くなる問題があった。

【００１５】

なお、電動パワーステアリング装置では、図示しない過熱保護装置が設けられており、過熱保護装置により、過熱状態時には、アシスト制御のアシスト指令値を低下させて過熱保護を行うようにされている。

【００１６】

従って、上記のように、過熱保護装置が働くと、モータによるアシスト制御を低下させてしまう問題がある。

そこで、過熱保護装置が働く以前に、低負荷時の発熱を抑制し、アシスト制御を低下させないことが要望されている。

【００１７】

上記のように昇圧回路の低負荷時においては、昇圧回路の発熱原因が複数あり、これらのいずれかを少なくとも抑制できれば、昇圧回路の発熱抑制を行うことができる。

【００１８】

本発明の目的は、上記問題点に着目して、電動機が低負荷時のときには、高負荷時のときに比して、昇圧回路の発熱を抑制できる電動パワーステアリング装置を提供することにある。

【００１９】

【課題を解決するための手段】

上記問題点を解決するために、請求項１に記載の発明は、電動機制御値に基づいて電動機を駆動する電動機駆動手段と、直流電源と前記電動機駆動手段間に設けられ、電源電圧を昇圧する昇圧手段と、ＰＷＭ駆動信号を生成出力する昇圧制御手段とを備え、前記昇圧手段は、直流電源の出力端子に接続された昇圧用コイルと、同昇圧用コイルの出力端子に対して共に接続された第１スイッチング素子と第２スイッチング素子と、前記第２スイッチング素子の出力端子に接続された昇圧用コンデンサとを備え、前記両スイッチング素子の内少なくとも前記第１スイッチング素子を前記ＰＷＭ駆動することにより、前記直流電源から昇圧用コイルに供給される電流を制御し、前記昇圧用コンデンサに昇圧電圧を充電する電動パワーステアリング装置において、前記電動機の負荷状態を判定する負荷状態判定手段を設け、前記昇圧制御手段は、前記負荷状態判定手段の判定結果に応じて高負荷のときは、第１スイッチング素子及び第２スイッチング素子を同期整流し、低負荷のときは、前記両スイッチング素子の内、少なくとも第１スイッチング素子をオフ制御することを特徴とする電動パワーステアリング装置を要旨とする。

【００２１】

請求項２の発明は、電動機制御値に基づいて電動機を駆動する電動機駆動手段と、直流電源と前記電動機駆動手段間に設けられ、電源電圧を昇圧する昇圧手段と、ＰＷＭ駆動信号を生成出力する昇圧制御手段とを備え、前記昇圧手段は、直流電源の出力端子に接続された昇圧用コイルと、同昇圧用コイルの出力端子に対して共に接続された第１スイッチング素子と第２スイッチング素子と、前記第２スイッチング素子の出力端子に接続された昇圧用コンデンサとを備え、前記両スイッチング素子の内少なくとも前記第１スイッチング素子を前記ＰＷＭ駆動することにより、前記直流電源から昇圧用コイルに供給される電流を制御し、前記昇圧用コンデンサに昇圧電圧を充電する電動パワーステアリング装置において、前記電動機の負荷状態を判定する負荷状態判定手段を設け、前記昇圧制御手段は、前記負荷状態判定手段の判定結果に応じて高負荷のときは、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数を高周波数にして前記両スイッチング素子を同期整流し、低負荷のときは、前記両スイッチング素子の内、第１スイッチング素子のみを、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数を

低周波数にして非同期整流することを特徴とする電動パワーステアリング装置を要旨とするものである。

【００２２】

請求項３の発明は、請求項１又は請求項２において、操舵トルクを検出する操舵トルク検出手段を備え、前記負荷状態判定手段は、前記操舵トルク検出手段が検出した操舵トルクが小のときは、電動機の負荷状態が低負荷であると判定し、操舵トルクが大のときは電動機の負荷状態が高負荷であると判定することを特徴とする。

【００２３】

請求項４の発明は、請求項１又は請求項２において、前記電動機の回転数を推定する電動機回転数推定手段を備え、前記負荷状態判定手段は、前記電動機回転数推定手段が推定した回転数が小のときは、電動機の負荷状態が低負荷であると判定し、回転数が大のときは、電動機の負荷状態が高負荷であると判定することを特徴とする。

【００２４】

請求項５の発明は、請求項１又は請求項２において、前記負荷状態判定手段は、前記電動機制御値、又は、電動機に流れる実電流の検出値に基づいて電動機の負荷状態を判定することを特徴とする。

【００２５】

【発明の実施の形態】

（第１実施形態）

以下、本発明を具体化した電動パワーステアリング装置の実施形態を図１～図７に従って説明する。

【００２６】

図１は、電動パワーステアリング装置の制御装置２０の概略を示す。

ステアリングホイール１（ハンドル）に連結したステアリングシャフト２には、トーションバー３が設けられている。このトーションバー３には、トルクセンサ４が装着されている。そして、ステアリングシャフト２が回転してトーションバー３に力が加わると、加わった力に応じてトーションバー３が捩れ、その捩れ、即ちステアリングホイール１にかかる操舵トルクτをトルクセンサ４が検出している。

【００２７】

トルクセンサ４は操舵トルク検出手段を構成している。

又、ステアリングシャフト２には減速機５が固着されている。この減速機５には電動機としての電動モータ（以下、モータ６という）の回転軸に取着したギア７が噛合されている。前記モータ６は、三相同期式永久磁石モータで構成したブラシレスモータである。

【００２８】

又、モータ６には、同モータ６の回転角を検出するためのロータリエンコーダにより構成された回転角センサ３０が組み付けられている（図２参照）。回転角センサ３０は、モータ６の回転子の回転に応じてπ／２ずつ位相の異なる２相パルス列信号と基準回転位置を表す零相パルス列信号を出力する。

【００２９】

更に、減速機５にはピニオンシャフト８が固着されている。ピニオンシャフト８の先端には、ピニオン９が固着されるとともに、このピニオン９はラック１０と噛合している。ラック１０の両端には、タイロッド１２が固設されており、そのタイロッド１２の先端部にはナックル１３が回動可能に連結されている。このナックル１３には、タイヤとしての前輪１４が固着されている。又、ナックル１３の一端は、クロスメンバ１５に回動可能に連結されている。

【００３０】

従って、モータ６が回転すると、その回転数は減速機５によって減少されてピニオンシャフト８に伝達され、ピニオン及びラック機構１１を介してラック１０に伝達される。そして、ラック１０は、タイロッド１２を介してナックル１３に設けられた前輪１４の向きを変更して車両の進行方向を変えることができる。

【００３１】
前輪１４には、車速センサ１６が設けられている。
次に、この電動パワーステアリング装置の制御装置（以下、制御装置２０という）の電気的構成を示す。
【００３２】
トルクセンサ４は、ステアリングホイール１の操舵トルクτに応じた電圧を出力している。車速センサ１６は、その時の車速を前輪１４の回転数に相対する周期のパルス信号として出力する。
【００３３】
制御装置２０は、中央処理装置（ＣＰＵ２１）、読み出し専用メモリ（ＲＯＭ２２）及びデータを一時記憶する読み出し及び書き込み専用メモリ（ＲＡＭ２３）を備えている。このＲＯＭ２２には、ＣＰＵ２１による演算処理を行わせるための制御プログラムが格納されている。ＲＡＭ２３は、ＣＰＵ２１が演算処理を行うときの演算処理結果等を一時記憶する。
【００３４】
ＲＯＭ２２は、図示しない基本アシストマップが格納されている。基本アシストマップは、操舵トルクτ（回動トルク）に対応し、かつ車速に応じた基本アシスト電流を求めるためのものであり、操舵トルクτに対する基本アシスト電流が記憶されている。
【００３５】
この制御装置２０が、三相同期式永久磁石モータを駆動制御する機能は公知の構成であるため、簡単に説明する。
図３は、前記ＣＰＵ２１内部において、プログラムで実行される機能を示す制御ブロック図である。同制御ブロック図で図示されている各部は、独立したハードウエアを示すものではなく、ＣＰＵ２１で実行される機能を示している。
【００３６】
ＣＰＵ２１内部では、指令トルクτ＊を計算するための基本アシスト力演算部５１、戻し力演算部５２及び加算部５３を備える。基本アシスト力演算部５１は、トルクセンサ４からの操舵トルクτ及び車速センサ１６によって検出された車速Ｖを入力し、操舵トルクτの増加にしたがって増加するとともに車速Ｖの増加にしたがって減少するアシストトルクを計算する。
【００３７】
戻し力演算部５２は、車速Ｖと共にモータ６の回転子の電気角θ（回転角に相当）及び角速度ωを入力し、これらの入力値に基づいてステアリングシャフト２の基本位置への復帰力及びステアリングシャフト２の回転に対する抵抗力に対応した戻しトルクを計算する。加算部５３は、アシストトルクと戻しトルクを加算することにより指令トルクτ＊を計算し、指令電流設定部５４に出力する。
【００３８】
指令電流設定部５４は、指令トルクτ＊に基づいて、２相のｄ軸指令電流Ｉd*，ｑ軸指令電流Ｉq*を計算する。両指令電流は、モータ６の回転子上の永久磁石が作り出す回転磁束と同期した回転座標系において、永久磁石の磁束の方向と同一方向のｄ軸及びこれに直交したｑ軸にそれぞれ対応する。
【００３９】
ｄ軸指令電流Ｉd*，ｑ軸指令電流Ｉq*は減算器５５，５６に供給される。減算器５５，５６は、ｄ軸指令電流Ｉd*，ｑ軸指令電流Ｉq*と、ｄ軸検出電流Ｉｄ及びｑ軸検出電流Ｉｑとのそれぞれの差分値ΔＩd，ΔＩqを演算し、その結果をＰＩ制御部（比例積分制御部）５７，５８に供給する。
【００４０】
ＰＩ制御部５７，５８は、差分値ΔＩd，ΔＩqに基づきｄ軸検出電流Ｉd及びｑ軸検出電流Ｉqがｄ軸指令電流Ｉd*，ｑ軸指令電流Ｉq*に追従するようにｄ軸指令電圧Ｖd*及びｑ軸指令電圧Ｖq*をそれぞれ計算する。

【００４１】
ｄ軸指令電圧Ｖd*及びｑ軸指令電圧Ｖq*は、非干渉制御補正値演算部６３及び減算器５９，６０により、ｄ軸補正指令電圧Ｖd**及びｑ軸補正指令電圧Ｖq**に補正されて２相／３相座標変換部６１に供給される。
【００４２】
非干渉制御補正値演算部６３は、ｄ軸検出電流Ｉd及びｑ軸検出電流Ｉq及びモータ６の回転子の角速度ωに基づいて、ｄ軸指令電圧Ｖd*及びｑ軸指令電圧Ｖq*のための非干渉制御補正値　ω・Ｌa・Ｉq，－ω・(φa＋Ｌa・Ｉd)を計算する。なお、インダクタンスＬａ、及び磁束φａは、予め決められた定数である。
【００４３】
減算器５９，６０は、ｄ軸指令電圧Ｖd*及びｑ軸指令電圧Ｖq*から前記非干渉制御補正値をそれぞれ減算することにより、ｄ軸補正指令電圧Ｖd**及びｑ軸補正指令電圧Ｖq**を算出して、２相／３相座標変換部６１に出力する。２相／３相座標変換部６１は、ｄ軸補正指令電圧Ｖd**及びｑ軸補正指令電圧Ｖq**を３相指令電圧Ｖu*，Ｖv*，Ｖw*に変換して、同変換した３相指令電圧Ｖu*，Ｖv*，Ｖw*をＰＷＭ制御部６２に出力する。
【００４４】
ＰＷＭ制御部６２は、この３相指令電圧Ｖu*，Ｖv*，Ｖw*に対応したＰＷＭ制御信号UU，VU，WU（ＰＷＭ波信号及びモータ６の回転方向を表す信号を含む）に変換し、インバータ回路であるモータ駆動装置３５に出力する。
【００４５】
前記ｑ軸指令電流Ｉq*は電動機制御値に相当する。モータ駆動装置３５は、電動機駆動手段に相当する。
モータ駆動装置３５は、図２に示すようにＦＥＴ(Field-Effect Transistor) ８１Ｕ，８２Ｕの直列回路と、ＦＥＴ８１Ｖ，８２Ｖの直列回路と、ＦＥＴ８１Ｗ，８２Ｗの直列回路とを並列に接続して構成されている。各直列回路には、車両に搭載されたバッテリの電圧よりも昇圧された電圧が印加されている。そして、ＦＥＴ８１Ｕ，８２Ｕ間の接続点８３Ｕがモータ６のＵ相巻線に接続され、ＦＥＴ８１Ｖ，８２Ｖ間の接続点８３Ｖがモータ６のＶ相巻線に接続され、ＦＥＴ８１Ｗ，８２Ｗ間の接続点８３Ｗがモータ６のＷ相巻線に接続されている。
【００４６】
ＦＥＴ８１Ｕ，８２Ｕ、ＦＥＴ８１Ｖ，８２Ｖ及びＦＥＴ８１Ｗ，８２Ｗには、それぞれＰＷＭ制御部６２からＰＷＭ制御信号UU，VU，WU（各相のＰＷＭ制御信号にはＰＷＭ波信号及びモータ６の回転方向を表す信号を含む）が入力される。
【００４７】
モータ駆動装置３５は、ＰＷＭ制御信号UU，VU，WUに対応した３相の励磁電流を発生して、３相の励磁電流路を介してモータ６にそれぞれ供給する。
３相の励磁電流路のうちの２つには電流センサ７１，７２が設けられ、各電流センサ７１，７２は、モータ６に対する３相の励磁電流Ｉu，Ｉv，Ｉwのうちの２つの励磁電流Ｉu，Ｉvを検出して図３に示す３相／２相座標変換部７３に出力する。
【００４８】
なお、３相／２相座標変換部７３には、演算器７４にて励磁電流Ｉu，Ｉvに基づいて計算された励磁電流Ｉwが入力される。３相／２相座標変換部７３は、これらの励磁電流Ｉu，Ｉv，Ｉwを２相のｄ軸検出電流Ｉd及びｑ軸検出電流Ｉqに変換し、減算器５５，５６、非干渉制御補正値演算部６３に入力する。
【００４９】
又、回転角センサ３０からの２相パルス列信号及び零相パルス列信号は、所定のサンプリング周期で電気角変換部６４に連続的に供給されている。電気角変換部６４は、前記各パルス列信号に基づいてモータ６における回転子の固定子に対する電気角θを演算し、演算された電気角θを角速度変換部６５に入力する。角速度変換部６５は、電気角θを微分して回転子の固定子に対する角速度ωを演算する。角速度ωは、正により回転子の正方向の

回転を表し、負により回転子の負方向の回転を表している。
【００５０】
次に、バッテリ電圧を昇圧する昇圧回路１００及び同昇圧回路１００を制御する昇圧回路制御装置について説明する。本実施形態では、昇圧回路制御装置は、前記ＣＰＵ２１が兼用している。昇圧回路１００は昇圧手段に相当する。
【００５１】
昇圧回路１００は、直流電源としての車載バッテリ（以下、バッテリＢという）とモータ駆動装置３５間の電流供給回路に設けられている。
本実施形態の昇圧回路１００においては、印加点Ｐ１と電圧印加点Ｐ２間に、昇圧用コイル（以下、単にコイルＬという）と、第２トランジスタＱ２が接続されている。前記第２トランジスタＱ２は、ソースがコイルＬの出力端子に接続され、ドレインが電圧印加点Ｐ２に接続されている。又、第２トランジスタＱ２のゲートは制御装置２０のＣＰＵ２１に接続されている。Ｄ２は第２トランジスタＱ２の寄生ダイオードである。
【００５２】
又、印加点Ｐ１は整流用のコンデンサＣ１を介して接地されている。印加点Ｐ１は、直流電源の出力端子に相当する。電圧印加点Ｐ２は昇圧用のコンデンサＣ２を介して接地されている。
【００５３】
前記コンデンサＣ２は第２トランジスタＱ２の出力端子となるドレインに接続されている。コンデンサＣ２は、昇圧用コイルによる昇圧電圧を充電する昇圧用コンデンサに相当する。
【００５４】
第１トランジスタＱ１は、ドレインがコイルＬの出力端子と第２トランジスタＱ２の接続点に接続され、ソースが接地されている。又、第１トランジスタＱ１のゲートは昇圧回路制御装置１０１のＣＰＵ２１に接続されている。Ｄ１は第１トランジスタＱ１の寄生ダイオードである。電圧印加点Ｐ２の電圧検出のために、電圧印加点Ｐ２は制御装置２０のＣＰＵ２１の図示しない電圧入力ポートに接続され、出力電圧ＶBPIGを実測値として検出可能にされている。
【００５５】
前記第１トランジスタＱ１及び第２トランジスタＱ２はｎチャンネル形のＭＯＳＦＥＴからなる。第１トランジスタＱ１は第１スイッチング素子を構成し、第２トランジスタＱ２は第２スイッチング素子に相当する。
【００５６】
次に、前記両トランジスタを制御するＣＰＵ２１について説明する。
図５は、ＣＰＵ２１の機能ブロック図を示している。すなわち、ＣＰＵ２１内部において、プログラムで実行される機能を示す制御ブロック図である。
【００５７】
同制御ブロック図で図示されている各部は、独立したハードウエアを示すものではなく、ＣＰＵ２１で実行される機能を示す。
ＣＰＵ２１は昇圧制御手段及び負荷状態判定手段を構成する。
【００５８】
ＣＰＵ２１は、演算器１１０、ＰＩＤ制御部１２０、ＰＷＭ演算部１３０、Ａ／Ｄ変換部１５０を備えている。
演算器１１０は、ＲＯＭ２２に予め格納されている目標出力電圧ＶBPIG＊（本実施形態では２０Ｖ）と、Ａ／Ｄ変換部１５０を介して入力したＶBPIGとの偏差を算出し、ＰＩＤ制御部１２０にその偏差を供給する。
【００５９】
ＰＩＤ制御部１２０は、その偏差を縮小すべく、すなわち、フィードバック制御を行うために、比例（Ｐ）・積分（Ｉ）・微分（Ｄ）処理を施して、第１トランジスタＱ１，第２トランジスタＱ２の制御量を演算する回路である。ＰＩＤ制御部１２０にて演算された制

御量は、さらにＰＷＭ演算部１３０によって制御量に対応するデューティ比αが演算されてデューティ比駆動信号（ＰＷＭ駆動信号）に変換され、該変換されたデューティ比駆動信号が昇圧回路１００の各トランジスタに印加される。

【００６０】

なお、本実施形態では、前記演算されたデューティ比駆動信号を、第１トランジスタＱ１と第２トランジスタＱ２に対して印加して交互にオンオフ制御する同期整流方式（図６（ａ）参照）、又は第１トランジスタＱ１のみオフし、第２トランジスタＱ２にＰＷＭ駆動信号を印加してＰＷＭ駆動する（図６（ｂ）参照）。

【００６１】

同期整流方式は、力行時のモータ６の高負荷のとき及び回生時に行われる。図６（ｂ）に示す駆動は、力行時のモータ６の低負荷のときに行われる。なお、低負荷は、本明細書では負荷が印加されない無負荷の場合も含む趣旨である。

【００６２】

図６（ａ）は第１トランジスタＱ１に印加するパルス信号（デューティ比駆動信号）を示しており、Ｔαはオン時間、Ｔはパルス周期、αは第１トランジスタＱ１に係るデューティ比（オンデューティ）である。なお、第２トランジスタＱ２に係るデューティ比は（１－｜α｜）となる。

【００６３】

なお、デューティ比αが「＋」のときは力行状態、「－」のときは回生状態である。

第１実施形態では、力行状態でのデューティ比αは、０≦α≦α０＜１としている。α０は制限値であり、ＰＷＭ演算部１３０にてデューティ比αを算出した結果が、α０を超える場合には、デューティ比αとして、α０が決定される。

【００６４】

回生状態でのデューティ比αは、０≦｜α｜≦１としている。

なお、第１実施形態を始めとして、他の実施形態において、第２トランジスタＱ２が第１トランジスタＱ１と交互にオンオフする場合、第２トランジスタＱ２のデューティ比については（１－｜α｜）にて算出できるため、特に断らない限り説明を省略する。

【００６５】

又、第２トランジスタＱ２に対しては、第１トランジスタＱ１がオンのときは、オフとし、第１トランジスタＱ１がオフのときには、オンするパルス信号（デューティ比駆動信号）が印加される。

【００６６】

なお、電動パワーステアリング装置には、図示しない過熱保護装置が設けられており、過熱保護装置により、昇圧回路１００の温度を検出する温度センサ（図示しない）により、過熱状態時には、アシスト制御のアシスト指令値（指令トルクτ＊）を低下させるようにされている。

【００６７】

（第１実施形態の作用）

さて、図７は、ＣＰＵ２１が実行する力行時に実行される制御プログラムのフローチャートであり、デューティ比αが「＋」のときに所定の制御周期で実行される。

【００６８】

Ｓ１０では、操舵トルクτ及び閾値τ０を読込む。なお、閾値τ０は、予めＲＯＭ２２に格納されている。Ｓ２０においては、操舵トルクτと閾値τ０との大小関係を判定する。すなわち、モータ６が低負荷状態か、或いは高負荷状態かを判定する。操舵トルクτが、閾値τ０以下の場合には、モータ６が低負荷であるとして、Ｓ４０に移行し、操舵トルクτが閾値τ０を越えている場合には、モータ６が高負荷であるとして、Ｓ３０に移行する。

【００６９】

Ｓ３０では、同期整流方式で、ＣＰＵ２１は第１トランジスタＱ１、第２トランジスタＱ２をＰＷＭ駆動する。すなわち、図６（ａ）に示す駆動パターンのデューティ比駆動信号

により、第１トランジスタＱ１，第２トランジスタＱ２を交互にオンオフ駆動する。

【００７０】

詳説すると、力行時の高負荷時においては、昇圧回路１００では前記デューティ比駆動信号によるデューティ制御により、第１トランジスタＱ１がスイッチング動作を行なう。この結果、コイルＬでエネルギーの蓄積と放出とが繰り返され、第２トランジスタＱ２のドレイン側に放出の際、高電圧が現れる。すなわち、第１トランジスタＱ１がオンして、第２トランジスタＱ２がオフすると、第１トランジスタＱ１を介して接地側に電流が流れる。次に第１トランジスタＱ１がオフとなると、コイルＬに流れる電流が遮断される。コイルＬ１に流れる電流が遮断されると、この電流の遮断による磁束の変化を妨げるように、オン作動している第２トランジスタＱ２のドレイン側に高電圧が発生する。この繰り返しによって、第２トランジスタＱ２のドレイン側に高電圧が繰り返し発生し、コンデンサＣ２で平滑（充電）され、出力電圧ＶBPIG として電圧印加点Ｐ２に生じる。

【００７１】

このとき、昇圧回路１００により、昇圧される電圧はＣＰＵ２１から出力されるデューティ比駆動信号のデューティ比αと関連する。デューティ比αが大きければ出力電圧ＶBPIGは高くなり、デューティ比αが小さければ出力電圧ＶBPIGは低くなる。

【００７２】

Ｓ３０の処理後、一旦このフローチャートを終了する。

又、Ｓ４０に移行した場合、ＣＰＵ２１は、両トランジスタのうち、第１トランジスタＱ１をオフ制御し、第２トランジスタＱ２をＰＷＭ駆動して、一旦このフローチャートを終了する。図６（ｂ）は、第１トランジスタＱ１をオフ制御し、第２トランジスタＱ２をＰＷＭ駆動する場合の両トランジスタの波形図を示している。

【００７３】

なお、モータ６の力行時において、同期整流方式だけで、第１トランジスタＱ１及び第２トランジスタＱ２をオンオフ駆動すると、モータ６が低負荷の場合、モータ６が駆動されず、コンデンサＣ２の放電電流が消費されない。すなわち、この状態で、コンデンサＣ２に充電された電荷は、第２トランジスタＱ２がオンされると、コイルＬを介してバッテリＢに返してしまうことになる。このとき、第２トランジスタＱ２のオンオフによるスイッチングロスと、コイルＬの発熱が生ずる。このように、第２トランジスタＱ２のスイッチングロスの発生及びコイルＬの発熱により、昇圧回路１００が発熱してしまい、大変効率が悪くなる。

【００７４】

しかし、本実施形態のように、モータ６が低負荷時、第１トランジスタＱ１を全オフし、かつ、第２トランジスタＱ２をＰＷＭ駆動すると、コイルＬへは、コンデンサＣ２から電荷が流れることがない。

【００７５】

このため、コイルＬの発熱がなくなり、昇圧回路１００の温度上昇を抑制することができる。

なお、モータ６が回生状態に入ったときには、同期整流方式でＣＰＵ２１は第１トランジスタＱ１、第２トランジスタＱ２をＰＷＭ駆動する。このとき、モータ６からの回生電流により出力電圧ＶBPIGが上昇するが、第２トランジスタＱ２がデューティ制御によりオン作動している。このため、第２トランジスタＱ２を介してバッテリＢに回生電流が流れて吸収される。

【００７６】

第１実施形態によれば、以下のような特徴がある。

（１）　第１実施形態の電動パワーステアリング装置は、ｑ軸指令電流Ｉq*（電動機制御値）に基づいてモータ６（電動機）を駆動するモータ駆動装置３５（電動機駆動手段）を備えている。

【００７７】

又、電動パワーステアリング装置はバッテリＢ（直流電源）とモータ駆動装置３５間に設

けられ、バッテリ電圧（電源電圧）を昇圧する昇圧回路１００（昇圧手段）と、デューティ比駆動信号（ＰＷＭ駆動信号）を生成出力するＣＰＵ２１（昇圧制御手段）を備えている。

【００７８】

又、昇圧回路１００は、コイルＬ（昇圧用コイル）、第２トランジスタＱ２（第２スイッチング素子）、第１トランジスタＱ１（第１スイッチング素子）、コンデンサＣ２（昇圧コンデンサ）とを備えている。そして、昇圧回路１００は第１トランジスタＱ１をＰＷＭ駆動信号によりオン、オフすることにより、バッテリＢから昇圧用コイルに供給される電流を制御し、コンデンサＣ２に昇圧電圧を充電するようにした。

【００７９】

又、ＣＰＵ２１（負荷状態判定手段）は、モータ６の負荷状態を判定するとともに、モータ６が、低負荷のときは、高負荷のときよりも、昇圧回路１００が熱の発生を抑制するように、第１トランジスタＱ１を制御した。

【００８０】

すなわち、ＣＰＵ２１（昇圧制御手段）は、モータ６が高負荷のときは、第１トランジスタＱ１（第１スイッチング素子）及び第２トランジスタＱ２（第２スイッチング素子）を同期整流し、低負荷のときは、第１トランジスタＱ１をオフ制御するようにした。

【００８１】

この結果、第１トランジスタＱ１がＰＷＭ駆動されないため、昇圧がされず、コイルＬには、電流変化が生じないため、コイルＬによる発熱が抑制できる。

（２）　第１実施形態では、操舵トルクτを検出するトルクセンサ４（操舵トルク検出手段）を備えた。そして、ＣＰＵ２１（負荷状態判定手段）は、トルクセンサ４が検出した操舵トルクτが閾値τ０以下のときは、モータ６の負荷状態が低負荷であると判定し、操舵トルクτが閾値τ０を越えたときはモータ６の負荷状態が高負荷であると判定するようにした。

【００８２】

この結果、操舵トルクτと閾値τ０とにより、モータ６が低負荷か高負荷の判定を容易にできる。

○　なお、第１実施形態の構成中、図７のフローチャートのＳ４０では、第１トランジスタＱ１がオフ制御され、第２トランジスタＱ２はＰＷＭ駆動されるようにしたが、両トランジスタをオフ制御するようにしてもよい。

【００８３】

図６（ｃ）は、第１トランジスタＱ１、第２トランジスタＱ２がともに、オフ制御された場合のＰＷＭ駆動信号の波形図を示している。

この場合、両トランジスタをともにオフ制御した場合には、第２トランジスタＱ２のスイッチングロスも解消するため、図６（ｂ）よりも昇圧回路１００の発熱を抑制できる効果がある。

【００８４】

（第２実施形態）

次に、第２実施形態を図８を参照して説明する。

第１実施形態では、モータ６の負荷状態を判定するパラメータとして、操舵トルクτとしたが、第２実施形態ではモータ６の負荷状態を判定するパラメータとして、モータ６のモータ回転数ｎを使用しているところが異なる。

【００８５】

すなわち、回転角センサ３０は、モータ６の回転位置を検出する回転位置センサを兼用し、ＣＰＵ２１は、負荷状態判定手段に相当する。

図８はＣＰＵ２１が実行する力行時に実行される制御プログラムのフローチャートであり、デューティ比αが「＋」のときに所定の制御周期で実行される。

【００８６】

第２実施形態では、第１実施形態のＳ１０，Ｓ２０の代わりにそれぞれＳ１０Ａ，Ｓ２０

Ａが実行される。
Ｓ１０Ａでは、ＣＰＵ２１は、回転角センサ３０からの検出信号に基づいて、公知の演算式を使用してモータ回転数ｎを算出する。
【００８７】
Ｓ２０Ａでは、モータ回転数ｎと予めＲＯＭ２２に格納した回転数閾値ｎ０との大小関係、すなわち、モータ６が低負荷状態か、或いは高負荷状態かを判定する。モータ回転数ｎが回転数閾値ｎ０以下の場合には、モータ６が低負荷であるとして、Ｓ４０に移行し、モータ回転数ｎが回転数閾値ｎ０よりも大きい場合には、モータ６が高負荷であるとして、Ｓ３０に移行する。
【００８８】
第２実施形態では第１実施形態の（１）の他、以下のような特徴がある。
（１）　第２実施形態では、ＣＰＵ２１はモータ６の回転数を推定する電動機回転数推定手段としている。そして、ＣＰＵ２１（負荷状態判定手段）は、推定したモータ６の回転数（モータ回転数ｎ）が回転数閾値ｎ０以下のときは、モータ６の負荷状態が低負荷であると判定し、モータ回転数ｎが回転数閾値ｎ０を越えるときは、モータ６の負荷状態が高負荷であると判定するようにした。
【００８９】
この結果、モータ回転数ｎと回転数閾値ｎ０とにより、モータ６が低負荷か高負荷の判定を容易にできる。
第２実施形態の構成を下記のように変更してもよい。
【００９０】
（Ａ）　第２実施形態では、ブラシレスモータを使用したが、ブラシレスモータの代わりにブラシ付モータ（以下、この項において、単にモータという）に変更してもよい。この場合においても、図８のフローチャートを実行するものとする。
【００９１】
Ｓ１０Ａにおいては、下記のようにして、モータ回転数ｎを演算（推定）する。なお、モータのモータ電流を検出するために、モータにはモータ電流検出回路（図示しない）及びモータ端子間電圧を検出するためのモータ端子電圧検出回路（図示しない）が設けられている。
【００９２】
ＣＰＵ２１は、前記モータのモータ回転数ｎを算出するため、まず、前記モータ電流検出回路（図示しない）によって検出されるモータ電流の平均値（モータ電流平均値Ｉａ）と、モータ端子電圧検出回路によって検出される端子間電圧の平均値（端子間電圧平均値Ｖａ）とを求める。求めたモータ電流平均値Ｉａ及び端子間電圧平均値Ｖａから、式（１）に従ってモータの内部抵抗の瞬時値（モータ内部抵抗瞬時値Ｒ）を算出する。
【００９３】
Ｒ＝Ｖａ／Ｉａ　　…（１）
続いて、モータ内部抵抗瞬時値Ｒを時間積分してモータの内部抵抗値Ｒｉを求め、この内部抵抗値Ｒi、モータ電流平均値Ｉａと端子間電圧平均値Ｖａに基づいて式（２）を使用してモータの逆起電圧Ｖｃを求める。
【００９４】
Ｖｃ＝Ｖａ－Ｉａ・Ｒｉ　　…（２）
続いて、（３）式を使用して、逆起電圧Ｖｃに、逆起電圧Ｖｃに対する回転数の比であるモータ発電定数Ｋを乗算し、モータ回転数ｎを算出する。
【００９５】
モータ回転数ｎはモータの逆起電圧Ｖｃの符号に対応した符号を有する。
なお、モータ回転数ｎにはモータの右方向回転に対しては正の値をとり、モータの左方向回転に対しては負の値をとる。すなわち、モータ回転数ｎは、モータの回転方向成分を含む回転速度である。
【００９６】

ｎ＝Ｋ・Ｖｃ　　…　（３）
従って、この変形例では、Ｓ２０Ａでは、｜ｎ｜＞ｎ０にて、大小関係を判定する。
【００９７】
他の構成は、第２実施形態と同様である。
ＣＰＵ２１は、電動機回転数推定手段に相当する。
（Ｂ）　又、ステアリングホイール１（ハンドル）の回転数を検出するハンドル回転数センサを設け、このハンドル回転数センサが検出したハンドル回転数に基づいて、ＣＰＵ２１はモータ回転数ｎを算出（推定）するようにしてもよい。ハンドル回転数とモータ回転数ｎとは比例関係にあるため、これでもよい。
【００９８】
この場合においても、ＣＰＵ２１は、電動機回転数推定手段に相当する。
（第３実施形態）
次に、第３実施形態を図９を参照して説明する。
【００９９】
第１実施形態では、モータ６の負荷状態を判定するパラメータとして、操舵トルクτとしたが、第３実施形態ではモータ６の負荷状態を判定するパラメータとして、アシスト指令電流、すなわちｑ軸指令電流Ｉq*（電動機制御値）を使用しているところが異なる。
【０１００】
すなわち、本実施形態においては、ＣＰＵ２１は、昇圧制御手段、負荷状態判定手段に相当する。
図９はＣＰＵ２１が実行する力行時に実行される制御プログラムのフローチャートであり、デューティ比αが「＋」のときに所定の制御周期で実行される。
【０１０１】
第３実施形態では、第１実施形態のＳ１０，Ｓ２０の代わりにそれぞれＳ１０Ｂ，Ｓ２０Ｂが実行される。
Ｓ１０Ｂでは、ＣＰＵ２１は、ｑ軸指令電流Ｉq*（電動機制御値）を読込む。
【０１０２】
Ｓ２０Ｂでは、ｑ軸指令電流Ｉq*と、予めＲＯＭ２２に格納した指令値閾値Ｉq*sとの大小関係、すなわち、モータ６が低負荷状態か、或いは高負荷状態かを判定する。
【０１０３】
ｑ軸指令電流Ｉq*が、指令値閾値Ｉq*s以下の場合には、モータ６が低負荷であるとして、Ｓ４０に移行し、ｑ軸指令電流Ｉq*が、指令値閾値Ｉq*sよりも大きい場合には、モータ６が高負荷であるとして、Ｓ３０に移行する。
【０１０４】
第３実施形態では第１実施形態の（１）の他、以下のような特徴がある。
（１）　第３実施形態では、ＣＰＵ２１（負荷状態判定手段）は、ｑ軸指令電流Ｉq*（電動機制御値）に基づいて、モータ６の負荷状態が低負荷か高負荷であると判定するようにした。具体的には、ｑ軸指令電流Ｉq*と、予めＲＯＭ２２に格納した指令値閾値Ｉq*sとの大小関係、すなわち、モータ６が低負荷状態か、或いは高負荷状態かを判定するようにした。
【０１０５】
この結果、ｑ軸指令電流Ｉq*と、予めＲＯＭ２２に格納した指令値閾値Ｉq*sとにより、モータ６が低負荷か高負荷の判定を容易にできる。
尚、第３実施形態を下記のように変更してもよい。
【０１０６】
○　第３実施形態では、ｑ軸指令電流Ｉq*（電動機制御値）に基づいて、モータ６の負荷状態が低負荷か高負荷であると判定するようにした。これに代えて、ｑ軸検出電流Ｉqと、予めＲＯＭ２２に格納した閾値との大小関係に基づいてモータ６の負荷を判定するようにしてもよい。
【０１０７】

すなわち、ＣＰＵ２１は、閾値よりもｑ軸検出電流Ｉqが越えていれば、モータ６が高負荷状態であると判定し、ｑ軸検出電流Ｉqが閾値以下であれば、モータ６が低負荷状態であると判定するようにする。

【０１０８】

電流センサ７１，７２はモータ６に流れる実電流を検出する実電流検出手段に相当する。前記ｑ軸検出電流Ｉqは、モータ６に流れる実電流の検出値に相当する。

【０１０９】

この場合、ＣＰＵ２１は昇圧制御手段、負荷状態判定手段に相当する。

（第４実施形態）

次に第４実施形態を図１０を参照して説明する。

【０１１０】

第４実施形態は、第１実施形態の構成中、フローチャートにおいて、Ｓ３０、Ｓ４０の代わりに、Ｓ３０Ａ、Ｓ４０Ａが実行されるところが異なり、他の構成は同一となっている。

【０１１１】

Ｓ３０Ａでは、操舵トルクτが閾値τ０よりも大きいと、モータ６が高負荷であると判定されているため、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数を高周波数にして第１トランジスタＱ１，第２トランジスタＱ２をＰＷＭ駆動する。

【０１１２】

又、Ｓ４０Ａでは、操舵トルクτが閾値τ０以下であると、モータ６が低負荷であると判定されているため、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数を低周波数にして第１トランジスタＱ１，第２トランジスタＱ２をＰＷＭ駆動する。

【０１１３】

このように、モータ６が低負荷の場合、第１トランジスタＱ１，第２トランジスタＱ２を低周波数でＰＷＭ駆動すると、両トランジスタのスイッチングロスが減少する。すなわち、両トランジスタをＰＷＭ駆動でオンオフする場合、両トランジスタが同時にオンしないようにデッドタイムを設けている。低周波数でＰＷＭ駆動すると、一定時間に発現するデッドタイムが少なくなるため、スイッチングロスが少なくなる。このため、スイッチングロスによる両トランジスタの発熱を抑制することができ、この結果、昇圧回路１００の発熱を抑制できる。

【０１１４】

一方、モータ６が高負荷の場合は、第１トランジスタＱ１，第２トランジスタＱ２を高周波数でＰＷＭ駆動しているため、各トランジスタのオンオフ時のリップル電圧を小さくできる。

【０１１５】

なお、リップル電圧の大きさは、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周期（すなわちキャリア周波数）に依存しており、すなわち、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数が高周波数であれば、リップル電圧が小さく、低周波数であれば、リップル電圧が大きくなる。そして、モータ６はリップル電圧があると、電圧が変動しているため、その影響が出る。

【０１１６】

従って、高周波数で両トランジスタをＰＷＭ駆動すると、モータ６は高負荷状態、すなわち、操舵トルクτが出ている状態であるため、リップル電圧が抑制されているほど、操舵フィーリングの悪化を防止できる。

【０１１７】

一方、モータ６が低負荷の場合は、モータ６の電力消費が少なく、特に、無負荷の場合は、モータ６は電力消費がないため、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周期を長くし（低周波数）て、両トランジスタをＰＷＭ駆動している。すなわち、この場合、操舵トルクτが出ていない状態（操舵していない状態）であり、このため、操舵フィーリングに影響が出ることはない。

【０１１８】

なお、ＣＰＵ２１は、昇圧制御手段、負荷状態判定手段に相当する。

従って、第４実施形態では、下記の特徴がある。

（１） 第４実施形態では、ＣＰＵ２１（昇圧制御手段）は、モータ６が高負荷のときは、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数を高周波数にして第１トランジスタＱ１，第２トランジスタＱ２の両トランジスタ（両スイッチング素子）をＰＷＭ駆動するようにした。又、ＣＰＵ２１は、モータ６が低負荷のときは、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数を低周波数にして第１トランジスタＱ１，第２トランジスタＱ２の両トランジスタをＰＷＭ駆動するようにした。

【０１１９】

この結果、低周波数でＰＷＭ駆動すると、一定時間に発現するデッドタイムが少なくなるため、スイッチングロスが少なくなり、スイッチングロスによる両トランジスタの発熱が少なくなり、昇圧回路１００の発熱を抑制できる。

【０１２０】

又、モータ６は高負荷状態では、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数を高周波数にして両トランジスタをＰＷＭ駆動しているため、リップル電圧が抑制され、操舵フィーリングの悪化を防止できる。

【０１２１】

なお、第４実施形態を、下記のように変更してもよい。

（Ａ） 第４実施形態のフローチャートのうち、Ｓ１０、Ｓ２０を第２実施形態のＳ１０Ａ、Ｓ２０Ａ（図８参照）にそれぞれ変更すること。このようにしても、モータ６の低負荷、高負荷に応じて、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数をそれぞれ低周波数、高周波数にして両トランジスタをＰＷＭ駆動することができ、その結果、第２実施形態の上記（１）の効果を奏する。

【０１２２】

（Ｂ） 第４実施形態のフローチャートのうち、Ｓ１０、Ｓ２０を第３実施形態のＳ１０Ｂ、Ｓ２０Ｂ（図９参照）にそれぞれ変更すること。このようにしても、モータ６の低負荷、高負荷に応じて、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数をそれぞれ低周波数、高周波数にして両トランジスタをＰＷＭ駆動することができ、その結果、第３実施形態の上記（１）の効果を奏する。

【０１２３】

（第５実施形態）

次に第５実施形態を図１１を参照して説明する。

第５実施形態は、第４実施形態の構成中、フローチャートにおいて、Ｓ４０Ａの代わりに、Ｓ４０Ｂが実行されるところが異なり、他の構成は同一となっている。

【０１２４】

Ｓ４０Ｂでは、操舵トルクτが閾値τ０以下であると、モータ６が低負荷であると判定されているため、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数を低周波数にして第１トランジスタＱ１のみを非同期整流する。

【０１２５】

この非同期整流について説明する。

非同期整流では、第２トランジスタＱ２を常時オフとし、第１トランジスタＱ１のみをデューティ比駆動信号にてＰＷＭ駆動する。この非同期整流の場合、コンデンサＣ２が充電されて、電圧印加点Ｐ２の電圧が目標出力電圧ＶBPIG＊に達していると、実際には、第１トランジスタＱ１のデューティ比（オンデューティ）は０に近いものとなる。

【０１２６】

この理由は、モータ６が低負荷であるため、コンデンサＣ２からのモータ６に供給される放電電流が少なく、特に無負荷の場合には、放電電流が流れることはない（電力消費がない）。

【０１２７】

そして、このような状態のもと、図５に示すように、フィードバック制御を行っているた

め、一旦、電圧印加点Ｐ２の電圧が目標出力電圧ＶBPIG＊に達してしまうと、昇圧のためのデューティ比（オンデューティ）が０に近くなるためである。なお、デューティ比（オンデューティ）が０に近くなるとは、コンデンサＣ２には漏れ電流が生じて、実際には、少しずつ電荷が抜け、その分に見合うだけのフィードバック制御が行われて完全にデューティ比が０となることはないためである。

【０１２８】

このように、モータ６が低負荷時、非同期整流で、第２トランジスタＱ２を全オフし、かつ、第１トランジスタＱ１をＰＷＭ駆動すると、第２トランジスタＱ２のオンオフによるスイッチングロスが解消されるとともに、コイルＬへは、コンデンサＣ２から電荷が流れることがない。このため、第２トランジスタＱ２のスイッチングロス及びコイルＬの発熱がなくなり、昇圧回路１００の温度上昇を抑制することができる。

【０１２９】

さらに、第５実施形態では、モータ６が低負荷の場合、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数を低周波数にしているため、スイッチングロスが少なくなり、スイッチングロスによるトランジスタの発熱が少なくなり、昇圧回路１００の発熱を抑制できる。

【０１３０】

一方、モータ６が高負荷の場合は、第１トランジスタＱ１，第２トランジスタＱ２を高周波数で同期整流しているため、各トランジスタのオンオフ時のリップル電圧を小さくできる。

【０１３１】

従って、高周波数で両トランジスタを同期整流すると、モータ６は高負荷状態、すなわち、操舵トルクτが出ている状態であるため、リップル電圧が抑制されているほど、操舵フィーリングの悪化を防止できる。

【０１３２】

一方、モータ６が低負荷の場合は、モータ６の電力消費が少なく、特に、無負荷の場合は、モータ６は電力消費がないため、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周期を長くし（低周波数）て、両トランジスタを同期整流している。すなわち、この場合、操舵トルクτが出ていない状態（操舵していない状態）であり、このため、操舵フィーリングに影響が出ることはない。

【０１３３】

なお、ＣＰＵ２１は、昇圧制御手段、負荷状態判定手段に相当する。

従って、第５実施形態では、下記の特徴がある。

（１）　第５実施形態では、ＣＰＵ２１（昇圧制御手段）は、モータ６が高負荷のときは、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数を高周波数にして第１トランジスタＱ１，第２トランジスタＱ２の両トランジスタ（両スイッチング素子）を同期整流するようにした。又、ＣＰＵ２１は、モータ６が低負荷のときは、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数を低周波数にして第１トランジスタＱ１を非同期整流するようにした。

【０１３４】

この結果、低周期で非同期整流すると、スイッチングロスによるトランジスタの発熱が少なくなり、昇圧回路１００の発熱を抑制できる。

又、モータ６は高負荷状態では、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数を高周波数で両トランジスタを同期整流しているため、リップル電圧が抑制され、操舵フィーリングの悪化を防止できる。

【０１３５】

なお、第５実施形態を、下記のように変更してもよい。

（Ａ）　第５実施形態のフローチャートのうち、Ｓ１０、Ｓ２０を第２実施形態のＳ１０Ａ、Ｓ２０Ａにそれぞれ変更すること。その結果、第２実施形態の上記（１）の効果を奏する。

【０１３６】

（Ｂ）　第５実施形態のフローチャートのうち、Ｓ１０、Ｓ２０を第３実施形態のＳ１０

Ｂ、Ｓ２０Ｂにそれぞれ変更すること。その結果、第３実施形態の上記（１）の効果を奏する。

【０１３７】

なお、本発明の実施形態は以下のように変更してもよい。

○　前記第１実施形態～第３実施形態では、モータ６が低負荷の場合は、Ｓ４０において、第１トランジスタＱ１をオフした。これに代えてＳ４０において、第１トランジスタＱ１のみをＰＷＭ制御し、第２トランジスタＱ２を全オフとする非同期整流で行ってもよい。なお、この場合、第５実施形態と異なり、低負荷時も高負荷時もＰＷＭ駆動信号のキャリア周期（すなわち、キャリア周波数）は同じ周期（すなわち、同じ周波数）にする。

【０１３８】

こうすると、第５実施形態において、モータ６が低負荷の場合、ＰＷＭ駆動信号のキャリア周波数を低周波数にしたことによるトランジスタの発熱抑制効果はない。

【０１３９】

しかし、モータ６が低負荷時、非同期整流で、第２トランジスタＱ２を全オフし、かつ、第１トランジスタＱ１をＰＷＭ駆動すると、第２トランジスタＱ２のオンオフによるスイッチングロスが解消されるとともに、コイルＬへは、コンデンサＣ２から電荷が流れることがない。このため、第２トランジスタＱ２のスイッチングロス及びコイルＬの発熱がなくなり、昇圧回路１００の温度上昇を抑制することができる。

【０１４０】

○　前記各実施形態では、操舵トルクτと、車速Ｖとを使用した実施形態に代わって、操舵トルクτのみで、電動機制御値を決定するようにしてもよい。

前記実施形態の構成から把握される技術的思想について以下に記載する。

【０１４１】

（１）　請求項５において、電動機に流れる電流を検出する実電流検出手段を設け、前記負荷状態判定手段は、電動機に流れる実電流の検出値に基づいて電動機の負荷状態を判定することを特徴とする電動パワーステアリング装置。

【０１４２】

こうすると、実電流検出手段が検出した実電流の検出値に基づいて負荷状態判定は、電動機の負荷状態を容易に判定することができる。

【０１４３】

【発明の効果】

以上詳述したように、各請求項に記載の発明は、電動機が低負荷時のときには、高負荷時のときに比して昇圧回路の発熱を抑制できる効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の第１実施形態に具体化した電動パワーステアリング装置の概略図。

【図２】同じく電動パワーステアリング装置の制御ブロックダイヤグラム。

【図３】同じくＣＰＵ２１の制御ブロック図。

【図４】同じく昇圧回路の電気回路図。

【図５】同じく昇圧時の制御装置の制御ブロックダイヤグラム。

【図６】（ａ）～（ｃ）は両トランジスタのＰＷＭ駆動信号の波形図。

【図７】ＣＰＵ２１が実行する制御プログラムのフローチャート。

【図８】第２実施形態のＣＰＵ２１が実行する制御プログラムのフローチャート。

【図９】第３実施形態のＣＰＵ２１が実行する制御プログラムのフローチャート。

【図１０】第４実施形態のＣＰＵ２１が実行する制御プログラムのフローチャート。

【図１１】第５実施形態のＣＰＵ２１が実行する制御プログラムのフローチャート。

【図１２】従来の電動パワーステアリング装置の昇圧回路の電気回路図。

【図１３】同じくトランジスタのＰＷＭ駆動信号の波形図。

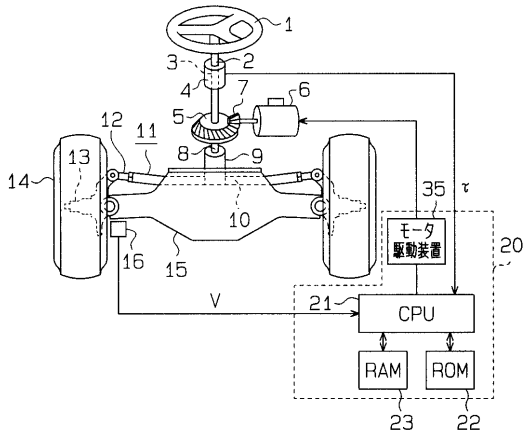
【符号の説明】

６…モータ（電動機）

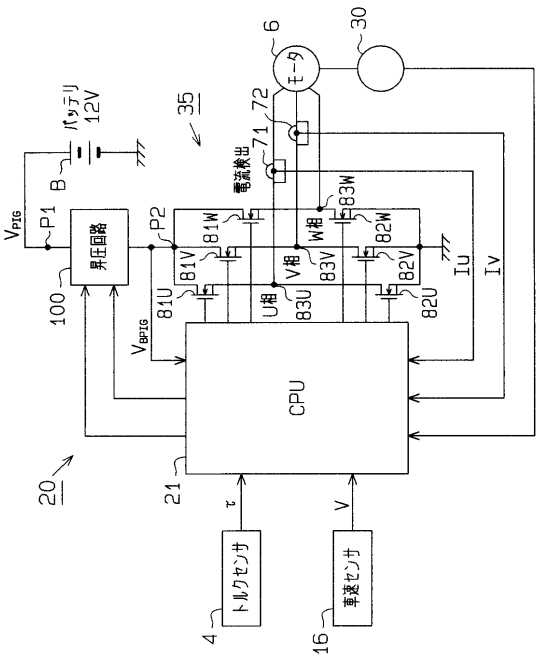
２０…制御装置

２１…ＣＰＵ（昇圧制御手段、負荷状態判定手段、電動機回転数推定手段）
３５…モータ駆動装置（電動機駆動手段）
１００…昇圧回路（昇圧手段）
Ｂ…バッテリ（直流電源）
Ｌ…コイル（昇圧用コイル）
Ｃ２…コンデンサ（昇圧用コンデンサ）
Ｑ１…第１トランジスタ（第１スイッチング素子）
Ｑ２…第２トランジスタ（第２スイッチング素子）
Ｉｑ* …ｑ軸指令電流（電動機制御値）
Ｉｑ　…ｑ軸検出電流（実電流検出値）

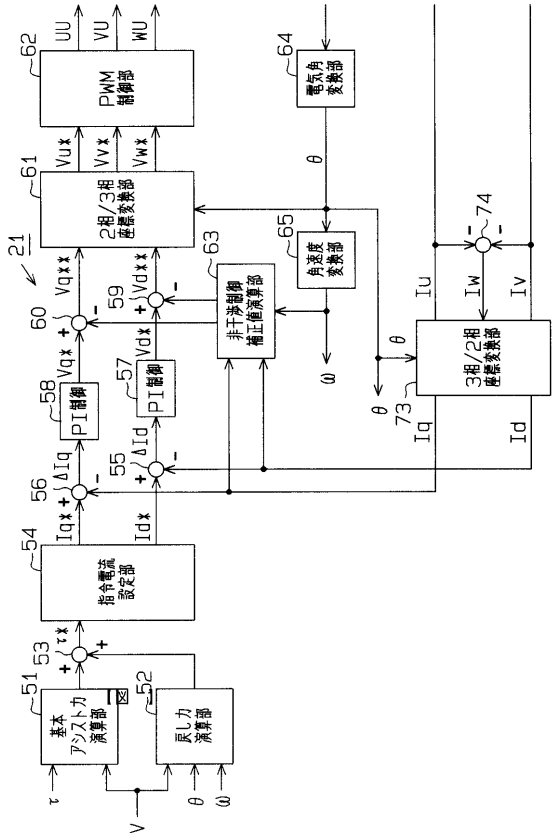
【図１】



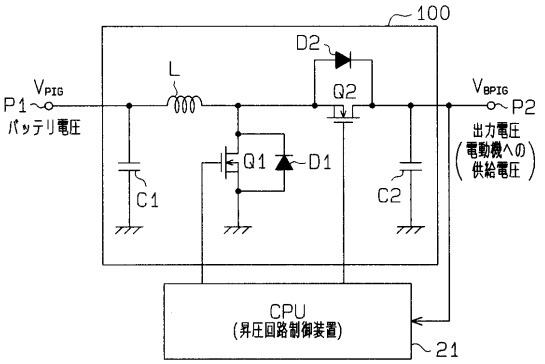
【図２】



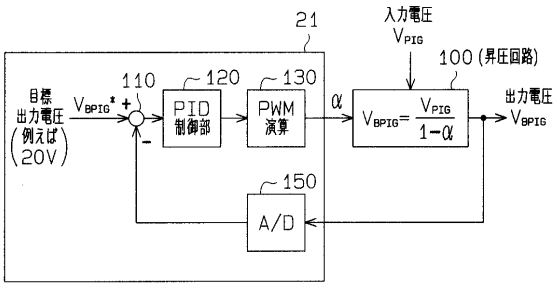
【図３】



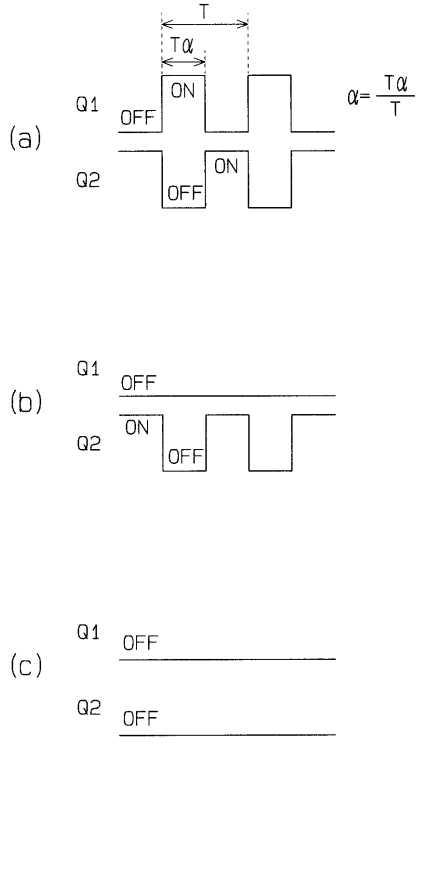
【図４】



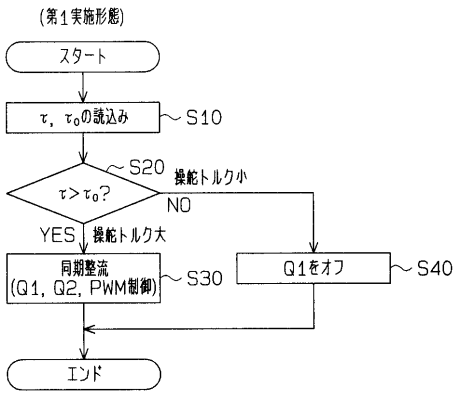
【図５】



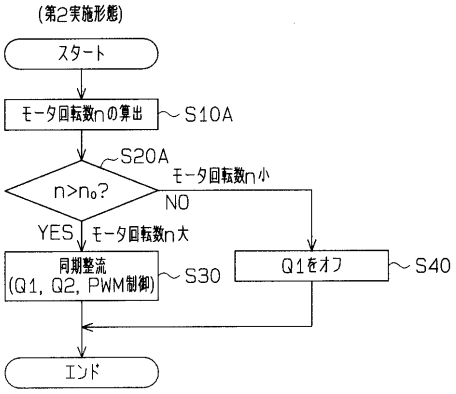
【図６】



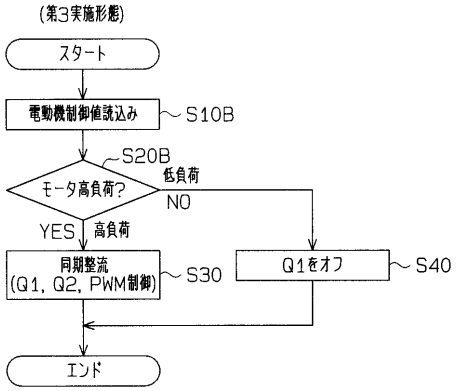
【図７】



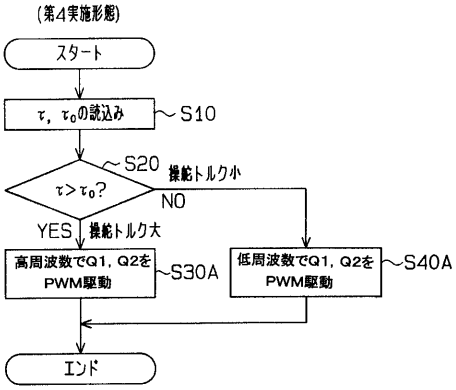
【図８】



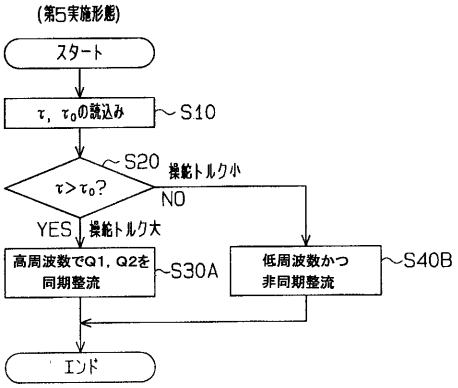
【図９】



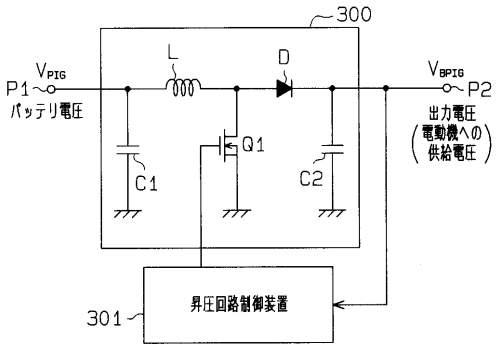
【図１０】



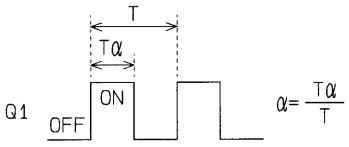
【図１１】



【図１２】



【図１３】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開２００３－２６７２４８（ＪＰ，Ａ）
特開２００１－２６０９０７（ＪＰ，Ａ）
特開２００２－０９８７０８（ＪＰ，Ａ）
特開昭６４－０４４３７７（ＪＰ，Ａ）
特開平０８－１２７３５２（ＪＰ，Ａ）
特開平１１－２７８２８９（ＪＰ，Ａ）
特開平０７－０７６２８０（ＪＰ，Ａ）
特開平０８－１２７３５０（ＪＰ，Ａ）
特開２００３－０３３０７７（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
B62D 5/00
B62D 6/00