

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3597591号

(P3597591)

(45) 発行日 平成16年12月8日(2004.12.8)

(24) 登録日 平成16年9月17日(2004.9.17)

(51) Int. Cl.⁷

F I

| | | | | |
|------|-------|------|-------|------|
| H02P | 7/63 | H02P | 7/63 | 302C |
| B60L | 7/14 | B60L | 7/14 | |
| B60L | 9/18 | B60L | 9/18 | J |
| B60L | 11/18 | B60L | 11/18 | E |
| H02J | 7/00 | H02J | 7/00 | J |

請求項の数 13 (全 19 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平7-76418
 (22) 出願日 平成7年3月31日(1995.3.31)
 (65) 公開番号 特開平8-214592
 (43) 公開日 平成8年8月20日(1996.8.20)
 審査請求日 平成13年10月16日(2001.10.16)
 (31) 優先権主張番号 特願平6-301162
 (32) 優先日 平成6年12月5日(1994.12.5)
 (33) 優先権主張国 日本国(JP)

(73) 特許権者 000156938
 関西電力株式会社
 大阪府大阪市北区中之島3丁目3番22号
 (73) 特許権者 000003078
 株式会社東芝
 東京都港区芝浦一丁目1番1号
 (74) 代理人 100071135
 弁理士 佐藤 強
 (72) 発明者 城ノ口 秀樹
 愛知県瀬戸市穴田町991番地 株式会社
 東芝 愛知工場内
 (72) 発明者 平田 雅己
 愛知県瀬戸市穴田町991番地 株式会社
 東芝 愛知工場内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータの駆動装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

フライホイールダイオードを有する2個のスイッチング素子を直列に接続してなるアームを1つ以上有し、入力端子がバッテリーに接続され、出力端子がモータに接続されて、前記スイッチング素子のオンオフにより前記モータを通電制御する駆動回路と、

この駆動回路に並列に接続されフライホイールダイオードを有する2個のスイッチング素子を直列に接続してなるチョッパ回路と、

このチョッパ回路の中性点とバッテリーとの間に接続された直流側リアクトルと、

前記駆動回路及びチョッパ回路のスイッチング素子をオンオフ制御するように設けられ、前記チョッパ回路を、前記バッテリーから駆動回路に電力を供給するときには昇圧用チョッパとして作用可能とし、前記駆動回路からバッテリーに電力を供給するときには降圧用チョッパとして作用可能とする制御手段と、

外部の交流電源を全波整流するための全波整流回路とを備え、

前記全波整流回路の交流入力端子側に交流側リアクトルが接続されていると共に、正側直流出力端子が駆動回路の1つのアームの中性点に及び負側直流出力端子がバッテリーの負端子に接続され、

前記制御手段は、外部の交流電源によるバッテリーの充電時には、前記1つのアームの負側スイッチング素子をオンオフ制御することにより昇圧用チョッパとして作用させるように構成されていることを特徴とするモータの駆動装置。

【請求項2】

10

20

交流電源から全波整流回路を介して駆動回路に流れる充電電流を検出する交流側電流検出手段を備え、その全波整流回路は2個以上のサイリスタを含んで構成され、制御手段は、前記交流側電流検出手段の検出電流に基づいて前記サイリスタの通電位相を略零から徐々に大となるように制御するように構成されていることを特徴とする請求項1記載のモータの駆動装置。

【請求項3】

バッテリーに流れる充電電流を検出する直流側電流検出手段を備え、制御手段は、その直流側電流検出手段の検出電流に基づいて降圧用チョッパのオンオフデューティを徐々に上昇させてその充電電流を所定値に制御するように構成されていることを特徴とする請求項1記載のモータの駆動装置。

10

【請求項4】

制御手段は、直流側電流検出手段の検出電流が所定値に達しない場合には、昇圧用チョッパのオンオフデューティを調整して充電電流を制御するように構成されていることを特徴とする請求項3記載のモータの駆動装置。

【請求項5】

駆動回路に並列にフライホイールダイオードを有する2個のスイッチング素子を直列に接続してなるスイッチング回路が接続され、全波整流回路の代わりに双方向性三端子サイリスタが用いられていることを特徴とする請求項2記載のモータの駆動装置。

【請求項6】

制御手段は、外部の交流電源から流れる交流電流を交流電源電圧に同期した正弦波の基準信号に追従させるように制御するように構成されていることを特徴とする請求項1記載のモータの駆動装置。

20

【請求項7】

駆動回路に並列にコンデンサが接続され、制御手段は、コンデンサの端子間電圧が外部の交流電源電圧のピーク値以上となるように制御するように構成されていることを特徴とする請求項6記載のモータの駆動装置。

【請求項8】

制御手段は、コンデンサの端子間電圧がバッテリーの充電電圧よりも高い場合には、チョッパ回路を降圧用チョッパとして作用させて電流制限を行なうように構成されていることを特徴とする請求項6又は7記載のモータの駆動装置。

30

【請求項9】

制御手段は、駆動回路の1つのアーム及びスイッチング回路のスイッチング素子をオンオフ制御することによって、バッテリーのリフレッシュ動作時にそのバッテリーの残存エネルギーを外部の交流電源に回生させるように構成されていることを特徴とする請求項5記載のモータの駆動装置。

【請求項10】

チョッパ回路は、フライホイールダイオードを並列に有する2個のトランジスタからなるトランジスタモジュールにて構成されていることを特徴とする請求項1乃至9のいずれかに記載のモータの駆動装置。

【請求項11】

モータは、鉄を含んでなる永久磁石によって構成されたロータを用いることを特徴とする請求項1乃至10のいずれかに記載のモータの駆動装置。

40

【請求項12】

ロータ及び複数層のステータを有するモータと、このモータの電源となるバッテリーとを備え、前記駆動回路は、前記バッテリーより出力される電力によって前記モータに通電制御を行うことを特徴とする請求項1乃至11の何れかに記載のモータの駆動装置。

【請求項13】

前記モータは、電気自動車の走行用モータであることを特徴とする請求項12記載のモータの駆動装置。

50

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】

本発明は、バッテリーの直流電力を駆動回路により交流電力に変換してモータに供給するようにしたモータの駆動装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

例えば、電気自動車のモータを駆動する駆動装置の従来例を図10に示す。即ち、ニッケル系電池（ニッケル水素電池，ニッケルカドミ電池）からなるバッテリー1の正及び負端子には、直流母線2及び3が接続されているとともに、この直流母線2及び3間には、6個のトランジスタ4U乃至4W及び5U乃至5Wをブリッジ接続してなるインバータ回路6が接続され、そのインバータ回路6の出力端子はモータ7の入力端子に接続されている。この場合、バッテリー1の直流電圧は、直接、インバータ回路6に印加されるので、モータ7の出力（回転数）制御は、インバータ回路6をPWM制御することにより実行される。

10

【0003】

又、バッテリー1が放電して電圧が降下すると、モータ7を駆動するのに必要な電力が得られなくなるので、従来より、電気自動車には、バッテリーを充電するために、外部の交流電源の交流電源電圧を変圧するトランス及びこのトランスからの交流電圧を整流して平滑して直流電圧とする整流平滑回路等から構成された充電器が搭載されている。

【0004】

20

更に、ニッケル系電池からなるバッテリー1は、メモリ効果によりバッテリー1内部の充電電力を100%放出できなくなるので、従来より、バッテリー1の残存電力をその電圧が下限電圧になるまで放電用抵抗器に放電させるリフレッシュ動作を行なわせるようになってい

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

上記従来の構成では、次のような解決すべき課題があった。

(a) 電気自動車においては、走行上、モータ7に必要とされる最大出力が大きいのであるが、定常出力は小さく、当然のことながら、最大出力に応じてモータ7及びインバータ回路6の容量が設定される。この場合、モータ7の低出力時にインバータ回路6のPWM制御により回転数を低くするためには、モータ7に対する印加電圧を低くすべくPWMのパルス幅を非常に小にする必要があり、従って、モータ7の印加電圧には高調波成分が多く含まれることになり、この高調波成分によりモータ7に主として鉄損からなるモータ損失が発生して、定常運転時の効率が悪くなる。

30

【0006】

(b) モータ7が高出力から低出力に変化するときには、モータ7からバッテリー1に対して回生電力が供給されるが、このときのモータ7の回転数によりモータ発電電圧がバッテリー電圧に対して大小異なるので、適正な回生制動が行なわれない。

【0007】

(c) バッテリー1の充電のためにトランス等を有する充電器が必要であるので、製造コストが増加し、特に、トランスを含む充電器は広い設置スペースを必要とするので、電気自動車にとっては不利である。

40

【0008】

(d) バッテリー1をリフレッシュするために残存電力を放電用抵抗器でジュール熱として放散させるので、エネルギー効率が悪く、又、大形の放電用抵抗器を設ける必要があり、特に、大形の放電用抵抗器は広い設置スペースを必要とするので、電気自動車にとっては不利である。

【0009】

本発明は上記事情に鑑みてなされたもので、その第1の目的は、モータの定常運転時の効率をよくすることができるモータの駆動装置を提供するにある。

50

【0010】

本発明の第2の目的は、モータの回生制動時において、モータ発電電圧の大小にかかわらず円滑な回生制動を行なうことができるモータの駆動装置を提供するにある。

【0011】

本発明の第3の目的は、バッテリーの充電のために専用の充電器を必要としないモータの駆動装置を提供するにある。

【0012】

本発明の第4の目的は、バッテリーのリフレッシュ時に放電用抵抗器を必要としないモータの駆動装置を提供するにある。

【0013】

【課題を解決するための手段】

請求項1記載のモータの駆動装置は、フライホイールダイオードを有する2個のスイッチング素子を直列に接続してなるアームを1つ以上有し、入力端子がバッテリーに接続され、出力端子がモータに接続されて、前記スイッチング素子のオンオフにより前記モータを通電制御する駆動回路と、この駆動回路に並列に接続されフライホイールダイオードを有する2個のスイッチング素子を直列に接続してなるチョッパ回路と、このチョッパ回路の中性点とバッテリーとの間に接続された直流側リアクトルと、前記駆動回路及びチョッパ回路のスイッチング素子をオンオフ制御するように設けられ、前記チョッパ回路を、前記バッテリーから駆動回路に電力を供給するときには昇圧用チョッパとして作用可能とし、前記駆動回路からバッテリーへの電力を供給するときには降圧用チョッパとして作用可能とする制御手段と、外部の交流電源を全波整流するための全波整流回路とを備えて、その交流入力端子側に交流側リアクトルを接続するとともに、正側直流出力端子を駆動回路の1つのアームの中性点に接続し、及び負側直流出力端子をバッテリーの負端子に接続し、制御手段を、外部の交流電源によるバッテリーの充電時には、前記1つのアームの負側スイッチング素子をオンオフ制御することにより昇圧用チョッパとして作用させるように構成するところに特徴を有する。

【0017】

請求項2記載のモータの駆動装置は、交流電源から全波整流回路を介して駆動回路に流れる充電電流を検出する交流側電流検出手段を備え、その全波整流回路を2個以上のサイリスタを含んで構成し、制御手段を、前記交流側電流検出手段の検出電流に基づいて前記サイリスタの通電位相を略零から徐々に大となるように制御するように構成するところに特徴を有する。

【0018】

請求項3記載のモータの駆動装置は、バッテリーに流れる充電電流を検出する直流側電流検出手段を備え、制御手段を、その直流側電流検出手段の検出電流に基づいて降圧用チョッパとして作用するチョッパ回路のオンデューティを徐々に上昇させることによってその充電電流を所定値に制御するように構成するところに特徴を有する。

【0019】

請求項4記載のモータの駆動装置は、制御手段を、直流側電流検出手段の検出電流が所定値に達しない場合には、昇圧チョッパのオンオフデューティを調整して充電電流を制御する構成とするところに特徴を有する。

【0020】

請求項5記載のモータの駆動装置は、駆動回路に並列にフライホイールダイオードを有する2個のスイッチング素子を直列に接続してなるスイッチング回路を接続し、全波整流回路の代わりに双方向性三端子サイリスタが用いる構成に特徴を有する。

【0021】

請求項6及び7記載のモータの駆動装置は、駆動回路に並列にコンデンサを接続し、制御手段を、外部の交流電源から流れる交流電流を交流電源電圧に同期した正弦波の基準信号に追従させるように制御することにより、前記コンデンサの端子間電圧が交流電源電圧のピーク値以上となるようにして力率制御を行なうように構成するところに特徴を有する。

10

20

30

40

50

【0022】

請求項8記載のモータの駆動装置は、制御手段を、コンデンサの端子間電圧がバッテリーの充電電圧よりも高い場合には、チョッパ回路を降圧用チョッパとして作用させて電流制限を行なうように構成するところに特徴を有する。

【0024】

請求項9記載のモータの駆動装置は、制御手段を、駆動回路の1つのアーム及びスイッチング回路のスイッチング素子をオンオフ制御することによって、バッテリーのリフレッシュ動作時にそのバッテリーの残存エネルギーを外部の交流電源に回生させるように構成するところに特徴を有する。

【0025】

請求項10記載のモータの駆動装置は、チョッパ回路を、フライホイールダイオードを並列に有する2個のトランジスタからなるトランジスタモジュールにて構成するところに特徴を有する。

【0026】

請求項11記載のモータの駆動装置は、モータに、鉄を含んでなる永久磁石によって構成されたロータを用いることに特徴を有する。

【0027】

【作用】

請求項1記載のモータの駆動装置によれば、バッテリーから駆動回路を介してモータに電力を供給するときには、チョッパ回路を昇圧用チョッパとして作用可能であるので、バッテリー電圧よりも高い電圧をモータに印加することが可能になって、モータを定常時よりも高い回転数で駆動させることができる。又、駆動回路からバッテリーに電力を供給するときには、チョッパ回路を降圧用チョッパとして作用可能であるので、モータを回生制動する場合若しくはバッテリーを外部電源より充電する場合にモータ発電電圧若しくは外部電源電圧がバッテリー電圧よりも高かったとしても、回路素子を破損することなくバッテリーに充電することができる。

【0029】

そして、バッテリーの充電時に、外部の交流電源は全波整流回路により全波整流されるとともに、その全波整流電圧は1つのアームが昇圧用チョッパとして作用して昇圧されるようになり、従って、交流電源電圧がバッテリー電圧より低い場合でもバッテリーの充電が可能になる。

【0030】

請求項2記載のモータの駆動装置によれば、制御手段は、交流側電流検出手段の検出電流に基づいて全波整流回路のサイリスタの通電位相を略零から徐々に大となるように制御するので、充電開始時の突入電流を抑制することができる。

【0031】

請求項3記載のモータの駆動装置によれば、バッテリーの充電時に、制御手段は、直流側電流検出手段の検出電流に基づいて降圧用チョッパとして作用するチョッパ回路のオンデューティを徐々に上昇させるので、充電電流を所定値に制御することができ、安定した充電を行なわせることができる。

【0032】

請求項4記載のモータの駆動装置によれば、バッテリーの充電時に、制御手段は、直流側電流検出手段の検出電流が所定値に達しない場合には、昇圧用チョッパのオンオフデューティを調整して充電電流を制御するので、請求項3と同様の効果を奏する。

【0033】

請求項5記載のモータの駆動装置によれば、スイッチング回路と双方向三端子サイリスタを設けるようにしても、請求項2と同様の作用効果が得られる。

請求項6及び7に記載のモータの駆動装置によれば、基準信号に外部交流電源から流れる電流を追従させるので、力率改善を図ることができ、又、コンデンサに交流電源電圧のピーク値以上の電圧に充電するので、降圧用チョッパとの作用によりバッテリーの充電電流が

10

20

30

40

50

一定となるように制御することができる。

【0034】

請求項8記載のモータの駆動装置によれば、コンデンサの端子間電圧がバッテリーの充電電圧よりも高い場合にもチョッパ回路を降圧用チョッパとして作用させるので、請求項7と同様の効果が得られる。

【0036】

請求項9記載のモータの駆動装置によれば、バッテリーのリフレッシュ動作時にその残存エネルギーを交流電源に回生させるので、エネルギー効率がよくなり、放電用抵抗器は不要となる。

請求項10に記載のモータの駆動装置によれば、チョッパ回路をトランジスタモジュールにて構成したので、構成が簡単になる。

【0037】

請求項11記載のモータの駆動装置によれば、モータに、鉄を含んでなる永久磁石によって構成されたロータを用いても、ロータの鉄損による温度上昇を抑制することができる。

【0038】

【実施例】

以下、本発明を電気自動車に適用した第1の実施例につき、図1乃至図5を参照しながら説明する。

全体構成を示す図1において、電気自動車には、走行用のモータとしてインダクションモータ11が搭載されており、これは、複数相例えば3相のステータコイル12U、12V及び12Wを有するステータ12と、図示しないロータとを備えている。又、電気自動車には、ニッケル系電池からなる充電可能なバッテリー13が搭載されており、このバッテリー13からの直流電源がバッテリー充電装置及びバッテリーリフレッシュ装置兼用モータ駆動装置14によって交流電源に変換されて前記インダクションモータ11に供給されるようになっている。

【0039】

さて、バッテリー充電装置及びバッテリーリフレッシュ装置兼用モータ駆動装置14の具体的な構成につき、述べる。駆動回路としてのインバータ回路15は、6個のスイッチング素子たるNPN形のトランジスタ16U、16V、16W及び17U、17V、17Wを3相ブリッジ接続して構成されたもので、夫々のコレクタ、エミッタ間には、フライホイールダイオード18U、18V、18W及び19U、19V、19Wが接続され、以て、3つのアーム20U、20V及び20Wを有する。そして、このインバータ回路15の入力端子21a、21bは、線間にコンデンサ22が接続された直流母線23、24に接続され、出力端子25U、25V及び25Wは、インダクションモータ11のステータコイル12U、12V及び12Wの各一端に接続されている。尚、ステータコイル12U、12V及び12Wの各他端子は共通に接続されている。

【0040】

チョッパ回路26は、スイッチング素子としてのNPN形のトランジスタ27、28及びフライホイールダイオード29、30を有するトランジスタモジュールにて構成されたもので、そのトランジスタ27において、コレクタは直流母線23に接続され、エミッタはトランジスタ28のコレクタに接続されており、そのトランジスタ28のエミッタは直流母線24に接続されており、トランジスタ27及び28の各コレクタ、エミッタ間にはダイオード29及び30が接続されている。そして、チョッパ回路26の中性点たる交流電源端子31は直流側リアクトル32を介してバッテリー13の正端子に接続されており、バッテリー13の負端子は直流母線24に接続されている。

【0041】

インバータ回路15の1つのアーム20Uの中性点たる出力端子25Uは、全波整流回路33の正直流出力端子に接続されており、その全波整流回路33の負直流出力端子は、直流母線24(バッテリー13の負端子)に接続されている。この場合、全波整流回路33は、2個のサイリスタ33a、33bと2個のダイオード33c、33dをブリッジ接続して

構成されたもので、その交流入力端子は一方側に交流側リアクトル34を挿入した交流電源ライン35及び36を介して差込みプラグ37に接続されている。

【0042】

直流電圧検出器38は、バッテリー13の正、負端子間に接続されていて、バッテリー13の端子間電圧を検出するようになっている。交流側電流検出手段たる交流電流検出器39は、交流電源ライン36に配設されていて、交流電源ライン36に流れる電流（後述するようにリアクトル34に流れる電流）を検出するようになっている。直流側電流検出手段たる充電電流検出器40は、直流母線24に配設されていて、バッテリー13に流れる充電電流を検出するようになっている。尚、交流電流検出器39及び充電電流検出器40は、交流電流及び直流電流のいずれも検出し得るホール素子形変流器によって構成されている。

10

【0043】

さて、制御手段たる制御回路42は、マイクロコンピュータを主体として構成されたもので、その各入力ポートに直流電圧検出器38、交流電流検出器39、充電電流検出器40及びゼロクロス点センサ41の各出力端子が接続され、各出力ポートがインバータ回路15のトランジスタ16U乃至16W、17U乃至17W及びチョッパ回路26のトランジスタ27、28のベース（ゲート）に夫々接続されている。尚、マイクロコンピュータ42の2つの出力ポートは、図示はしないが、全波整流回路33のサイリスタ33a、33bのゲートに接続されている。

20

【0044】

次に、本実施例の作用につき、図2乃至図5をも参照して説明する。

（1）インダクションモータ11の駆動

先ず、電気自動車の走行時の動作を述べる。即ち、制御回路42は、インバータ回路15のトランジスタ16U乃至16W及び17U乃至17Wに対する通電タイミング信号を作成し、その通電タイミング信号に応じてトランジスタ16U乃至16W及び17U乃至17Wにベース信号（ゲート信号）を所定の順序で与えて、そのトランジスタ16U乃至16W及び17U乃至17Wをオンオフ制御する。これにより、インバータ回路15は、バッテリー13の直流電圧から交流電圧を作成してインダクションモータ11に与えるようになり、インダクションモータ11が回転し、電気自動車が走行する。

30

【0045】

ここで、モータ定格として、定常時（頻繁に使用する回転数及びトルク）は160（V）、10（KW）即ち、5000（rpm）、20（N・m）とし、最大出力時は320（V）、40（KW）即ち10000（rpm）、40（N・m）が必要であるとした場合、インダクションモータ11として、図2に示すように、5000（rpm）、20（N・m）のものを準備し、バッテリー13として160（V）のものを選定する。

【0046】

インダクションモータ11を定常時たる5000（rpm）で回転させる場合には、制御回路42は、チョッパ回路26のトランジスタ27及び28をオフさせたままとなる。従って、コンデンサ22は、端子間電圧がバッテリー電圧160（V）になるように充電され、これがインバータ回路15に印加される。そして、制御回路42は、インダクションモータ11が5000（rpm）で回転するようにインバータ回路15のトランジスタ16U乃至16W及び17U乃至17Wをオンオフ制御するようになるが、このときのPWMデューティは100（%）に設定する。従って、インダクションモータ11に印加される電圧は160（V）になる。

40

【0047】

インダクションモータ11を5000（rpm）よりも低い回転数で回転させる場合には、制御回路42は、インバータ回路15のトランジスタ16U乃至16W若しくは17U乃至17WをPWM制御することによって、インダクションモータ11に印加される電圧がその回転数に応じた低い電圧となるように制御する。

50

【 0 0 4 8 】

インダクションモータ 1 1 を 5 0 0 0 (r p m) よりも高い回転数で回転させる場合には、制御回路 4 2 は、先ず、チョッパ回路 2 6 のトランジスタ 2 8 をオンさせる。これにより、バッテリー 1 3 の正端子、リアクトル 3 2 , トランジスタ 2 8 及びバッテリー 1 3 の負端子の経路でリアクトル 3 2 に電流が流れることにより電磁エネルギーが蓄積される。その後、制御回路 4 2 は、チョッパ回路 2 6 のトランジスタ 2 8 をオフするようになり、リアクトル 3 2 に蓄積された電磁エネルギーはフライホイールダイオード 2 9 を介してコンデンサ 2 2 に蓄積され、コンデンサ 2 2 の端子間電圧は 1 6 0 (V) よりも高い電圧になる。

【 0 0 4 9 】

例えば、インダクションモータ 1 1 の回転数を 7 5 0 0 (r p m) にさせる場合には、チョッパ回路 2 6 のトランジスタ 2 8 のオンオフデューティを制御することにより、コンデンサ 2 2 の端子間電圧が 2 4 0 (V) となるように昇圧する。又、インダクションモータ 1 1 の回転数を最大出力たる 1 0 0 0 0 (r p m) にさせる場合には、同じく、チョッパ回路 2 6 のトランジスタ 2 8 のオンオフデューティを制御することにより、コンデンサ 2 2 の端子間電圧が 3 2 0 (V) となるように昇圧する。

【 0 0 5 0 】

即ち、チョッパ回路 2 6 は昇圧用チョッパとして作用するもので、このチョッパ回路 2 6 が昇圧用チョッパとして作用しているときには、制御回路 4 2 は、インバータ回路 1 5 のトランジスタ 1 6 U 乃至 1 6 W 若しくは 1 7 U 乃至 1 7 W の P W M デューティを 1 0 0 (%) とするように制御するようになっている。従って、インダクションモータ 1 1 には、チョッパ回路 2 6 により昇圧されたコンデンサ 2 2 の端子間電圧がインバータ回路 1 5 を介して印加されるようになる。

【 0 0 5 1 】

(2) インダクションモータ 1 1 の回生制動

インダクションモータ 1 1 が高出力 (高回転数) から低出力 (低回転数) に移行する場合には、インダクションモータ 1 1 は回生制動となる。即ち、制御回路 4 2 は、チョッパ回路 2 6 のトランジスタ 2 7 をオンさせるようになり、従って、インダクションモータ 1 1 からの回生電流は、インバータ回路 1 5 のフライホイールダイオード 1 8 U 乃至 1 8 W 及び 1 9 U 乃至 1 9 W 並びにチョッパ回路 2 6 のトランジスタ 2 7 を介してバッテリー 1 3 に流れるようになる。

【 0 0 5 2 】

この場合、インダクションモータ 1 1 の発電電圧は、このときの回転数に比例するようになるので、モータ発電電圧がバッテリー電圧の 1 6 0 (V) よりも高くなる。そこで、制御回路 4 2 は、この回生制動時には、充電電流検出器 4 0 によりバッテリー 1 3 に対する充電電流 (回生電流) I_b を検出して、これが所定値を超えときには、チョッパ回路 2 6 のトランジスタ 2 7 をオフさせ、逆に、充電電流 I_b が所定値以下のときにはトランジスタ 2 7 をオンさせるように制御する。従って、この場合には、チョッパ回路 2 6 は降圧用チョッパとして作用するようになる。

【 0 0 5 3 】

尚、インダクションモータ 1 1 の回生制動時において、インダクションモータ 1 1 の発電電圧がバッテリー 1 3 の充電電圧たる 1 6 0 (V) よりも低い場合には、制御回路 4 2 は、インバータ回路 1 5 のアーム 2 0 U 乃至 2 0 W のいずれかの負側のトランジスタ 1 7 U 乃至 1 7 W をオンさせ、その後、そのトランジスタ 1 7 U 乃至 1 7 W をオフさせることを繰返してインバータ回路 1 5 からバッテリー 1 3 へ供給される電圧を昇圧する。従って、インバータ回路 1 5 は、昇圧用チョッパとして作用するようになる。

【 0 0 5 4 】

(3) バッテリー 1 3 の充電

バッテリー 1 3 が放電して電圧が降下すると、インダクションモータ 1 1 を駆動するのに必要な電力が得られなくなるので、この場合には、バッテリー 1 3 に外部の交流電源から充電

10

20

30

40

50

する。即ち、差込みプラグ 37 を外部の交流電源としての 100 (V) の商用電源たる電源コンセント (図示せず) に差込み接続すると、制御回路 42 は、自動的に充電モードに切り替わり、この充電モードでは、インバータ回路 15 の 1 つのアーム 20U, チョッパ回路 26 及び全波整流回路 33 を用いる。

【0055】

即ち、差込みプラグ 37 が電源コンセントに差込み接続されると、ゼロクロス点センサ 41 は、図 4 (a) 及び図 5 (a) で示すように、交流電源電圧 V_{ac} が供給されて、図 5 (b) で示すように、正 (+) 半波でロウレベル及び負 (-) 半波でハイレベルとなる矩形波の出力信号 S を出力し、これを制御回路 42 に与える。制御回路 42 は、ゼロクロス点センサ 41 からの出力信号 S がロウレベル、ハイレベルを繰返すことを検出すると、充電開始であると判断し、インバータ回路 15 の 1 つのアーム 20U のトランジスタ 17U 及びチョッパ回路 26 のトランジスタ 27 以外のトランジスタ 16U 乃至 16W 及び 17V, 17W をオフさせる。更に、制御回路 42 は、図 5 (b) に示すように、ゼロクロス点センサ 41 からの出力信号 S の立上り及び立下がりから交流電源電圧 V_{ac} のゼロクロス点を検出する。

10

【0056】

制御回路 42 は、交流電源電圧 V_{ac} のゼロクロス点を検出すると、これに基づき PLL 制御により、図 5 (c) に示すように、交流電源電圧 V_{ac} に同期した正弦波の基準 (電圧) 信号 V_R を作成する。制御回路 42 は、基準信号 V_R から交流電源電圧 V_{ac} の極性を判断するようになっており、これに基づいて以下のような制御を行なう。

20

【0057】

制御回路 42 は、外部の交流電源による充電と判断した場合には、初期充電動作を開始する。即ち、制御回路 42 は、交流電源電圧 V_{ac} の正 (+) 半波及び負 (-) 半波の双方において、チョッパ回路 26 のトランジスタ 27 をオンさせ、1 つのアーム 20U のトランジスタ 17U をオンさせる。制御回路 42 は、先ず、交流電源電圧 V_{ac} (図 4 (a) 参照) が負半波から正半波へのゼロクロス点近傍で全波整流回路 33 のサイリスタ 33b にゲート信号を与えるようになり、従って、サイリスタ 33b の通電位相は、図 4 (b) に示すように、略零となる。その後、制御回路 42 は、図 4 (b) に示すように、サイリスタ 33a 及び 33b の通電位相が徐々に大になるようにそのサイリスタ 33a 及び 33b に与えるゲート信号を制御するようになる。

30

【0058】

而して、サイリスタ 33a 若しくは 33b がオンしている期間においては、リアクトル 34 に電流が流れてリアクトル 34 に電磁エネルギーが蓄積され、サイリスタ 33a 若しくは 33b にゲート信号が与えられなくなり且つそのゲート信号に同期してトランジスタ 17U がオフすると、その電磁エネルギーがコンデンサ 22 を介してバッテリー 13 に与えられるようになって、バッテリー 13 が昇圧された電圧で充電されるようになり、従って、外部の交流電源の交流電源電流 I_{ac} は、図 4 (c) に示すように、徐々に増加する。尚、バッテリー 13 に対する充電の原理は、後に詳述する。バッテリー 13 に対する充電電流 I_b は充電電流検出器 40 によって検出されて制御回路 42 に与えられるようになっており、制御回路 42 は、充電電流 I_b が所定値に達すると、次の通常充電動作に移行する。

40

【0059】

即ち、制御回路 42 は、交流電源電圧 V_{ac} が正 (+) 半波の場合には、先ず、インバータ回路 15 の 1 つのアーム 20U のトランジスタ 17U をオンさせ、且つ、全波整流回路 33 のサイリスタ 33b をオンさせる。これにより、サイリスタ 33b, トランジスタ 17U, ダイオード 33c 及びリアクトル 34 の経路でリアクトル 34 に交流電源電流 I_{ac} が流れ、リアクトル 34 に電磁エネルギーが蓄積される。このリアクトル 34 に流れる交流電源電流 I_{ac} は交流電流検出器 39 により検出されて検出電流 I_d として制御回路 42 に与えられる。尚、検出電流 I_d は、実際には電圧に変換されて制御回路 42 に与えられるものであるが、ここでは、説明の便宜上、検出電流 I_d として述べる。

【0060】

50

トランジスタ17Uのオン状態の継続により検出電流 I_d が増加してこれが基準信号 V_R より大になると、制御回路42は、トランジスタ17Uをオフさせ、トランジスタ27をオンさせる。これにより、リアクトル34に蓄積された電磁エネルギーはサイリスタ33b及びフライホイールダイオード18Uを介してコンデンサ22に与えられ、更に、トランジスタ27を介してバッテリー13に与えられるようになり、バッテリー13が昇圧された電圧で充電される。

【0061】

その後、交流電流検出器39の検出電流 I_d が減少して基準信号 V_R より小になると、制御回路42は再びトランジスタ17Uをオンさせるようになる。以下、同様の動作を繰返すようになる。従って、トランジスタ17Uに与えられるゲート信号 S_y は図5(d)に示すようになる。

10

【0062】

交流電源電圧 V_{ac} が負(-)半波の場合には、制御回路42は、1つのアーム20Uのトランジスタ17Uをオンさせ、且つ、サイリスタ33aをオンさせる。この場合のトランジスタ17U及び27のオンオフ動作は、前述と同様である。従って、トランジスタ17Uに与えられるゲート信号 S_z は図5(e)に示すようになる。

【0063】

即ち、制御回路42は、図5(f)に示すように、検出電流 I_d が基準信号 V_R に追従するようにトランジスタ17Uをオンオフ制御するものであり、これにより、検出電流 I_d は交流電源電圧 V_{ac} と同相の正弦波状の波形に制御され、交流電源電流 I_{ac} は図5(g)に示すようになる。

20

【0064】

而して、バッテリー13の端子間電圧は直流電圧検出器38によって検出されて制御回路42に与えられるようになっており、制御回路42は、バッテリー13の端子間電圧が規定値に達すると、充電完了と判断してトランジスタ17U、27及びサイリスタ33a、33bをオフさせ、図示しない報知器を動作させて充電完了を報知する。

【0065】

このように、本実施例によれば、インダクションモータ11を駆動する場合には、チョッパ回路26を昇圧用チョッパとして作用させ、且つ、インバータ回路15をPWM制御するようにしたので、インダクションモータ11としては、定常運転時の定格にすることができて、効率をよくすることができる。又、インダクションモータ11の回生制動時には、インダクションモータ11の発電電圧に応じてチョッパ回路26を降圧用チョッパとして作用させ、若しくは、インバータ回路15を昇圧用チョッパとして作用させるようにしたので、インダクションモータ11の回生制動を円滑に行なうことができる。

30

【0066】

更に、バッテリー13の充電時には、駆動回路たるインバータ回路15の1つのアーム20Uの出力端子25Uとバッテリー13の負端子との間にリアクトル34を介して外部の交流電源を接続し、トランジスタ17U及び27の双方をオンオフ制御するようにしたので、リアクトル34に外部の交流電源から断続的に電流が流れて電磁エネルギーが蓄積され、その電磁エネルギーが1つのアーム20U及びチョッパ回路26を介してバッテリー13に与えられてこれが充電されるようになる。

40

【0067】

従って、従来とは異なり、重量及び体積の大なるトランスを有する専用の充電器を用いなくても、チョッパ回路26を追設して制御回路42の制御だけでバッテリー13の充電を行なうことができ、その分だけ、製造コストの低減を図り得、又、電気自動車の機械室における搭載物の小型軽量化を図り得て、一充電走行距離を長くすることができ、逆に、小型軽量化を図った分だけバッテリー13の個数を多く搭載することができるので、一充電走行距離を長くすることができる。又、160(V)定格のバッテリー13に対してこれよりも低い電圧若しくは高い電圧の外部電源であっても、そのバッテリー13に容易に充電することができるものであり、使用者にとって極めて有利である。

50

【0068】

更に、バッテリー13の充電時において、外部電源が交流電源の場合には、制御回路42は、ゼロクロス点センサ41の出力信号に基づいて交流電源電圧 V_{ac} のゼロクロス点を検出して、これに基づいて交流電源電圧 V_{ac} に同期した基準信号 V_R を得、この基準電圧 V_R に交流電源電流 I_{ac} を検出する交流電流検出器39の検出電流 I_d を追従させるようにした。

【0069】

従って、昇圧用リアクトル34を用いても交流電源の力率改善の制御を行なうことができ、電源高調波の低減を図ることができ、又、同時にバッテリー13に対する充電電流の制御も行なうことができる。

10

【0070】

又、制御回路42は、バッテリー13の充電時においては、バッテリー13の充電路に設けられた全波整流回路33のサイリスタ33a若しくは33bの通電位相を略零から徐々に大になるように制御する初期充電動作をおこなわせるようにしたので、バッテリー13に対する急激な充電を防止することができ、バッテリー13に悪影響を及ぼすことがない。

【0071】

尚、上記実施例において、バッテリー13の充電時に、コンデンサ22にバッテリー電圧たる160(V)以上の電圧(例えば300(V))に充電し、チョップ回路26のトランジスタ27を、交流電流検出器39若しくは充電電流検出器40の検出電流に基づくオンオフデューティにて調整してバッテリー13の充電電流を一定にするようにしてもよい。

20

【0072】

図6及び図7は本発明の第2の実施例であり、図1と同一部分には同一符号を付して示し、以下、異なる部分のみを説明する。

即ち、直流母線23, 24間には、スイッチング回路43が接続されており、このスイッチング回路43は、フライホイールダイオード46, 47を並列に有するスイッチング素子たるNPN形のトランジスタ44, 45を直列に接続して構成されている。そして、インバータ回路15の1つのアーム20Uの中性点たる出力端子25Uは、双方向性三端子サイリスタ(以下、トライアックと称す)48を介して交流電源ライン35に接続され、スイッチング素子43の中性点たる交流電源端子48は、交流電源ライン36に接続されている。

30

【0073】

図7において、直流モータ49の回転軸49aには、ウォーム49bが形成され、可動接点板50には、そのウォーム49bと噛合するウォームギア50aが設けられ、可動接点板50の接点部50b及び50cは、固定接点板51及び52の接点部51a及び52aにその上下動により接離するようになっており、以上により、コンタクタ53が構成されている。

【0074】

そして、直流電源たる電池54の正端子は、切換スイッチ55の固定接片a及び切換スイッチ56の固定接片bに接続され、電池54の負端子は、切換スイッチ55の固定接片b及び切換スイッチ56の固定接片aに接続されており、切換スイッチ55及び56の可動接片c, cは直流モータ49の入力端子に接続されている。

40

【0075】

再び、図6において、コンタクタ53の固定接点板51はバッテリー13の正端子に接続され、固定接点板52は直流側リアクトル32のバッテリー側端子に接続されている。

【0076】

而して、インダクションモータ11の駆動及びインダクションモータ11の回生制動並びにバッテリー22の充電の動作については、全波整流回路33のサイリスタ33a, 33bの代わりにトライアック48が行なうようになる以外は、第1の実施例と同様である。

【0077】

(4) バッテリー13のリフレッシュ

50

さて、バッテリー13のリフレッシュ動作について述べるに、このときには差込みプラグ37を例えば単相100ボルトの交流電源たる電源コンセントに差込み接続し、図示しないリフレッシュスイッチを操作してオンさせる。これにより、制御回路42は、インダクションモータ11の駆動モードからバッテリー13のリフレッシュモードへと切替わる。

【0078】

差込みプラグ37が電源コンセントに接続されると、ゼロクロス点センサ41は、前述したように、出力信号Sを出力し、これにより、制御回路42は、PLL制御により、図5(c)に示すように、交流電源電圧Vacに同期した正弦波の基準(電圧)信号VRを作成し、制御回路42は、基準信号VRから交流電源電圧Vacの極性を判断するようになっており、これに基づいて以下のような制御を行なう。

10

【0079】

制御回路42は、リフレッシュモードでは、インバータ回路15の1つのアーム20U、スイッチング回路43及びトライアック48を用いる。即ち、制御回路42は、トライアック48をオンさせるとともに、交流電源電圧Vacが正(+)半波の場合には、まず、1つのアーム20Uのトランジスタ16U及びスイッチング回路43のトランジスタ45をオンさせる。これにより、バッテリー13の正端子、コンタクタ53、ダイオード29、トランジスタ16U、トライアック48、コンセント37(交流電源)、リアクトル34、トランジスタ45及びバッテリー13の負端子の経路で交流電流(バッテリー13の放電電流、交流電源への回生電流)が流れ、これは交流電流検出器39により検出されて検出電流として制御回路42に与えられる。

20

【0080】

トランジスタ16U及び45のオン状態の継続により検出電流が増加してこれが基準信号VRよりも大となると、制御回路42は、トランジスタ16Uをオフさせる。その後、交流電流検出器39の検出電流が減少して基準信号VRより小になると、制御回路42は再びトランジスタ16Uをオンさせるようになる。以下、同様の動作を繰返すようになる。

【0081】

交流電源電圧Vacが負(-)半波の場合には、制御回路42は、1つのアーム20Uのトランジスタ17Uをオンさせるとともに、スイッチング回路43のトランジスタ44をオンさせる。この場合のトランジスタ44のオンオフ動作は、前述のトランジスタ16Uと同様である。

30

【0082】

このように第2の実施例によれば、バッテリー13のリフレッシュ動作時には、インバータ回路15の1つのアーム20Uとスイッチング回路43とによって形成される降圧用チョップパにより、バッテリー13の残存電力(残存エネルギー)を外部の交流電源に回生するようにしたので、従来とは異なり、放電用抵抗器を用いてジュール熱として放散させる必要はなくなり、それだけ、エネルギー効率の改善を図ることができ、又、放電用抵抗器が不要であるので、電気自動車内にその設置スペースを確保する必要がなく、設置スペースの狭い電気自動車には最適である。

【0083】

尚、バッテリー13を電気自動車から取外す場合には、例えば、切替スイッチ55及び56の接片(c-a)間をオンさせて直流モータ49を一方向に回転させることにより、可動接点板50を上昇させて、図7に示すように、コンタクタ53をオフさせ、逆に、バッテリー13を電気自動車に設置する場合には、切替スイッチ55及び56の接点(c-b)間をオンさせて直流モータ49を逆方向に回転させることにより、可動接点板50を下降させて、コンタクタ53をオンさせる。これにより、コンタクタ53を、振動等によりチャタリングのない安定したスイッチ手段となし得る。

40

【0084】

図8及び図9は本発明の第3実施例であり、図1と同一部分には同一符号を付して示し、以下、異なる部分について説明する。

即ち、この第3実施例では、モータとしてブラシレスモータ57を用いたもので、ブラシ

50

レスモータ57は、複数相例えば3相のステータコイル58U、58V及び58Wを有するステータ58と、鉄を含んだ磁性体、例えば、ネオジウム-鉄-ホウ素(Nd-Fe-B)からなる磁性体を用いた永久磁石形のロータ(図示せず)とから構成されている。そして、ステータコイル58U、58V及び58Wは、スター結線され、その各一端子はインバータ回路15の出力端子25U、25V及び25Wに接続されている。

【0085】

而して、ブラシレスモータ57には、周知のように、ロータの回転位置を検出するホール素子等からなる3個の位置検出素子が設けられており、制御回路42は、これらの位置検出素子からの位置検出信号を論理演算することによりインバータ回路15のトランジスタ16U乃至16W及び17U乃至17Wに対する通電タイミング信号を作成するようになっている。制御回路42のその他の動作は第1実施例と同様であり、従って、電気自動車の走行用モータとしてブラシレスモータ57を用いた場合でも、前記第1実施例同様の効果を得ることができる。ところで、ブラシレスモータ57のロータを、Nd-Fe-Bからなる磁性体を用いた永久磁石で構成すると、この種の永久磁石は保磁力が高いので、効率が高く且つ長寿命とし得る利点がある。

10

【0086】

この場合、従来(図10)のモータ7としてブラシレスモータを用い、且つ、そのロータとして第3実施例のブラシレスモータ57のロータと同様のものを用いると、従来例では、モータ7への印加電圧はPWM制御のみによって変化させるようにしていることから、印加電圧に含まれる高調波成分によりロータの永久磁石に含まれる鉄分による鉄損が大になって、ロータが著しく温度上昇する問題が生じる。

20

【0087】

これに対して、この第3実施例によれば、ブラシレスモータ57を定常時の回転数以上で回転させるべくチョッパ回路26が昇圧用チョッパとして作用するときには、制御回路42は、インバータ回路15のトランジスタ16U乃至16W若しくは17U乃至17WをPWMデューティ100(%)とするように制御するので、PWM制御に基づく印加電圧の高調波成分によるロータの鉄損は著しく小さくなり、ロータの発熱を極力防止することができる。そして、ブラシレスモータ57を定常時の回転数未満で回転させる場合でも、従来のPWMデューティよりも高くすることができるので、ロータの高調波成分による鉄損を小さくすることができる。

30

【0088】

図9は、本発明者らの実験により得られたロータ温度特性を示すものである。尚、バッテリー1及び13の電圧は共に330Vである。

図9中に○でプロットされた温度特性Aは、従来のモータの駆動装置によりモータ7を駆動して、電気自動車を80km/hで走行させた場合のモータ7のロータ温度特性である。モータ7の定格は、330(V)、10000(rpm)、10(N・m)であり、駆動時におけるモータの駆動装置の主回路電圧は330(V)、PWMデューティは30(%)である。尚、図9の横軸は時間(分)、縦軸は温度(deg)である。

【0089】

また、図9中に×でプロットされた温度特性Bは、図8に示すようなモータ駆動装置14によりブラシレスモータ57を駆動して、電気自動車を80km/hで走行させた場合のブラシレスモータ57のロータ温度特性である。ブラシレスモータ57の定格は、660(V)、10000(rpm)、10(N・m)であり、駆動時におけるモータ駆動装置14の主回路電圧は330(V)、PWMデューティは60(%)である。

40

【0090】

図9から明らかなように、温度特性Bは、温度特性Aに比して時間経過に対する温度上昇が低く良好な特性を示している。これは、モータ駆動装置14は、チョッパ回路26を昇圧用チョッパとして作用させてインバータ回路15の主回路電圧を昇圧できるので、バッテリー13の電圧よりも高い定格電圧660(V)のブラシレスモータ57を使用でき、これによって、従来と同一速度を得るのでPWMデューティを高くすることができるからで

50

ある。

【0091】

即ち、バッテリー1及び13の電圧が同じである場合、定格電圧がブラシレスモータ7の2倍であるブラシレスモータ57によって前者と同じ回転速度を得るには、PWMデューティを2倍にすれば良い。従って、PWMデューティが大きくなった分だけPWM信号に含まれる高調波成分は減少し、それに伴って、ブラシレスモータ57のロータの永久磁石に鉄損によって生じる発熱は減少することになる。

【0092】

この鉄損による温度上昇の問題により、従来の駆動装置によってモータを駆動する場合、そのモータのロータには、例えばフェライトなどからなる永久磁石を用いるしか無かったが、以上のように第3実施例によれば、ブラシレスモータ57のロータに鉄を含むNd-Fe-Bからなる永久磁石を用いても、その永久磁石の鉄損による発熱を抑制することができる。従って、ロータの永久磁石に従来より保磁力の高い磁性材料を使用することが可能となり、ブラシレスモータ57の効率を高めることができ、長寿命とすることができる。

10

尚、上記実施例では、永久磁石の磁性体としてNd-Fe-Bを用いたが、これに限ることなく、鉄を含む磁性体であれば何でも良い。

【0093】

また、上記実施例では、モータとしてインダクションモータ11もしくはブラシレスモータ57を用いるようにしたが、代わりに、2相モータ、ブラシ付直流モータ、或いはリラクタンسモータを用いてもよく、この場合には、駆動回路としてはフライホイールダイオードを有するスイッチング素子たるトランジスタを2個直列に接続してなる1つのアームしか有しないもの(例えばブラシ付直流モータ)もあり、従って、駆動回路としては1つ以上のアームを有するものが対象となる。

20

【0094】

更に、上記実施例では、電流制限用スイッチング素子としてトライアック48を設けるようにしたが、代わりに、逆並列接続した2個のサイリスタを設けてもよく、或いは、逆並列接続した2個のフォトサイリスタ若しくはフォトトライアックを設けるようにしてもよい。

【0095】

その他、本発明は上記した実施例にのみ限定されるものではなく、例えば、電気自動車に限らずバッテリーを電源としてモータを駆動するモータ駆動装置を必要とする装置全般に適用することができる等、要旨を逸脱しない範囲内で適宜変形して実施し得ることは勿論である。

30

【0096】

【発明の効果】

本発明は、以上説明した通りであるので、次のような効果を奏する。

請求項1記載のモータの駆動装置によれば、バッテリーから駆動回路を介してモータに電力を供給するときには、チョッパ回路を昇圧用チョッパとして作用可能であるので、バッテリー電圧よりも高い電圧をモータに印加することが可能になって、モータを定常時よりも高い回転数で駆動させることができ、定常運転時の効率をよくすることができる。又、駆動回路からバッテリーに電力を供給するときには、チョッパ回路を降圧用チョッパとして作用可能であるので、モータを回生制動する場合若しくはバッテリーを外部電源より充電する場合にモータ発電電圧若しくは外部電源電圧がバッテリー電圧よりも高かったとしても、回路素子を破損することなくバッテリーに円滑に充電することができる。

40

【0098】

そして、バッテリーの充電時に、外部の交流電源は全波整流回路により全波整流されるとともに、その全波整流電圧は1つのアームが昇圧用チョッパとして作用して昇圧されるようになり、従って、バッテリーの充電のために専用の充電器を設ける必要がなく、又、交流電源電圧がバッテリー電圧より低い場合でもバッテリーの充電が可能になる。

50

【 0 0 9 9 】

請求項 2 記載のモータの駆動装置によれば、制御手段は、交流側電流検出手段の検出電流に基づいて全波整流回路のサイリスタの通電位相を略零から徐々に大となるように制御するので、充電開始時の突入電流を抑制することができる。

【 0 1 0 0 】

請求項 3 記載のモータの駆動装置によれば、バッテリーの充電時に、制御手段は、直流側電流検出手段の検出電流に基づいて降圧用チョッパとして作用するチョッパ回路のオンオフデューティを徐々に上昇させるので、充電電流を所定値に制御することができ、安定した充電を行なわせることができる。

【 0 1 0 1 】

請求項 4 記載のモータの駆動装置によれば、バッテリーの充電時に、制御手段は、直流側電流検出手段の検出電流が所定値に達しない場合には、昇圧用チョッパのオンオフデューティを調整して充電電流を制御するので、請求項 3 と同様の効果を奏する。

【 0 1 0 2 】

請求項 5 記載のモータの駆動装置によれば、スイッチング回路と双方向三端子サイリスタを設けるようにしても、請求項 2 と同様の作用効果が得られる。

請求項 6 及び 7 に記載のモータの駆動装置によれば、基準信号に外部交流電源から流れる電流を追従させるので、力率改善を図ることができ、又、コンデンサに交流電源電圧のピーク値以上の電圧に充電するので、降圧用チョッパとの作用によりバッテリーの充電電流が一定となるように制御することができる。

【 0 1 0 3 】

請求項 8 記載のモータの駆動装置によれば、コンデンサの端子間電圧がバッテリーの充電電圧よりも高い場合にもチョッパ回路を降圧用チョッパとして作用させるので、請求項 7 と同様の効果が得られる。

【 0 1 0 5 】

請求項 9 記載のモータの駆動装置によれば、バッテリーのリフレッシュ動作時にその残存エネルギーを交流電源に回生させるので、エネルギー効率がよくなり、放電用抵抗器は不要となる。

請求項 10 に記載のモータの駆動装置によれば、チョッパ回路をトランジスタモジュールにて構成したので、構成が簡単になる。

【 0 1 0 6 】

請求項 11 記載のモータの駆動装置によれば、モータに、鉄を含んでなる永久磁石によって構成されたロータを用いたので、モータの効率を高めることができ、且つ、長寿命とすることができつつ、ロータの温度上昇を極力防止することができる。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 本発明の第 1 の実施例を示す電氣的構成図

【 図 2 】 モータの特性図 (その 1)

【 図 3 】 モータの特性図 (その 2)

【 図 4 】 バッテリーの充電時の各部の波形図 (その 1)

【 図 5 】 バッテリーの充電時の各部の波形図 (その 2)

【 図 6 】 本発明の第 2 の実施例を示す図 1 相当図

【 図 7 】 コンタクタの構成図

【 図 8 】 本発明の第 3 実施例を示す図 1 相当図

【 図 9 】 ロータの温度特性を示す図

【 図 10 】 従来例を示す電氣的構成図

【 符号の説明 】

図面中、11 はインダクションモータ (モータ)、13 はバッテリー、15 はインバータ回路 (駆動回路)、16 U 乃至 16 W 及び 17 U 乃至 17 W はトランジスタ (スwitching 素子)、18 U 乃至 18 W 及び 19 U 乃至 19 W はフライホイールダイオード、20 U 乃至 20 W はアーム、22 はコンデンサ、26 はチョッパ回路、32 は直流側リアクトル、

10

20

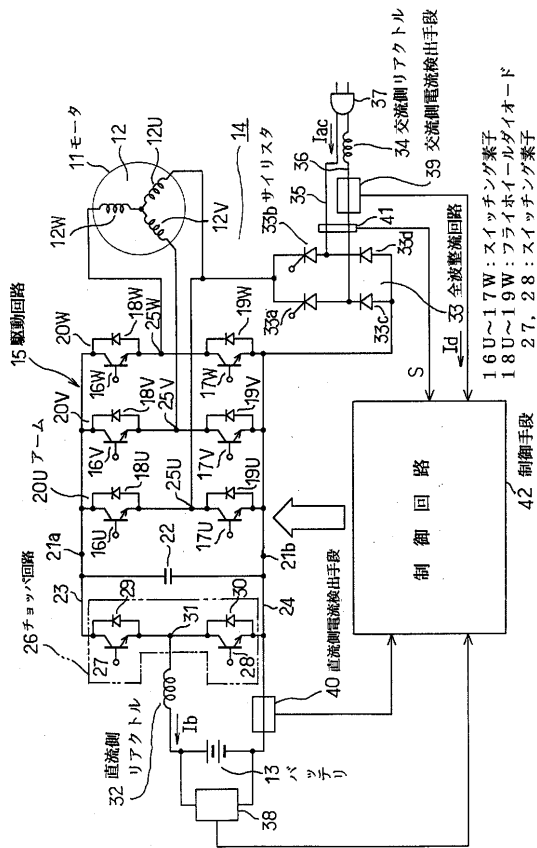
30

40

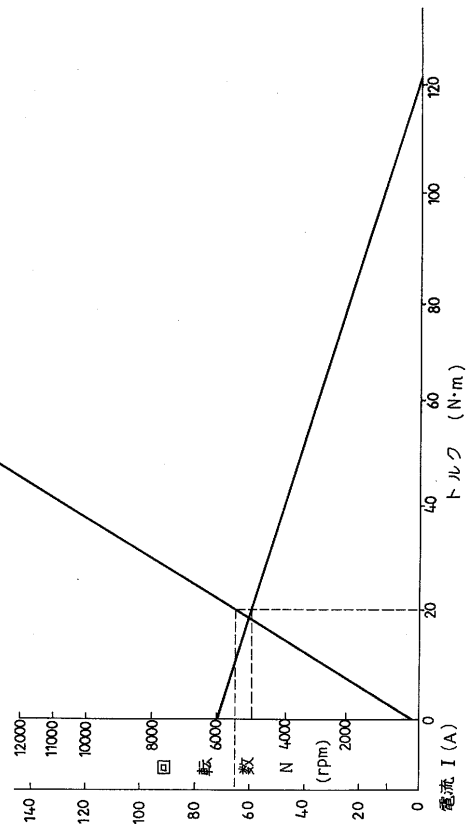
50

33は全波整流回路、33a及び33bはサイリスタ、34は交流側リアクトル、38は直流電圧検出器、39は交流電流検出器（交流側電流検出手段）、40は充電電流検出器（直流側電流検出手段）、41はゼロクロス点センサ、42は制御回路（制御手段）、43はスイッチング回路、48は双方向性三端子サイリスタ、57はブラシレスモータ（モータ）を示す。

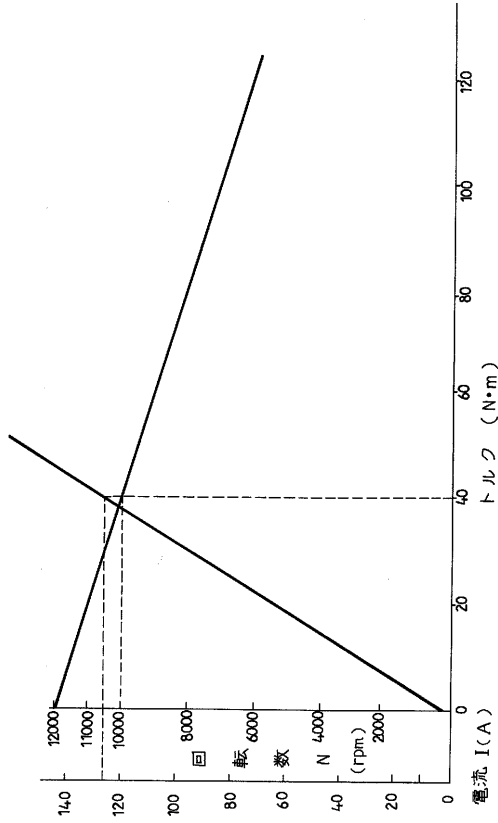
【 図 1 】



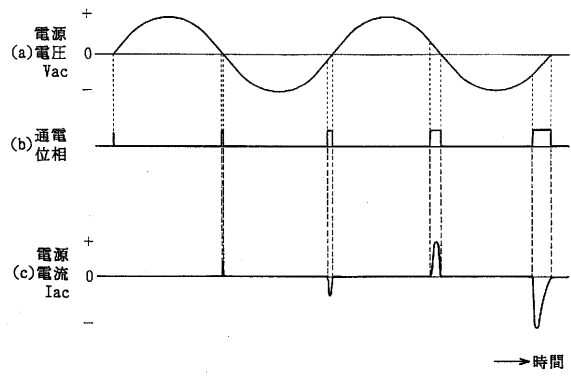
【 図 2 】



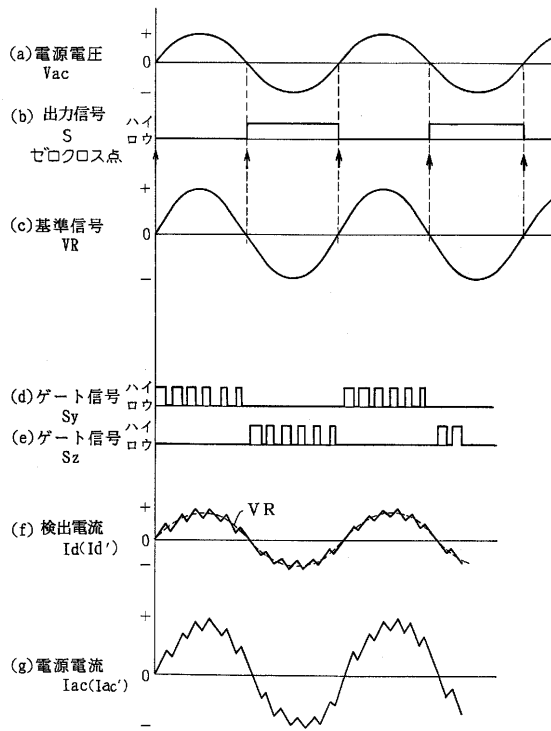
【 図 3 】



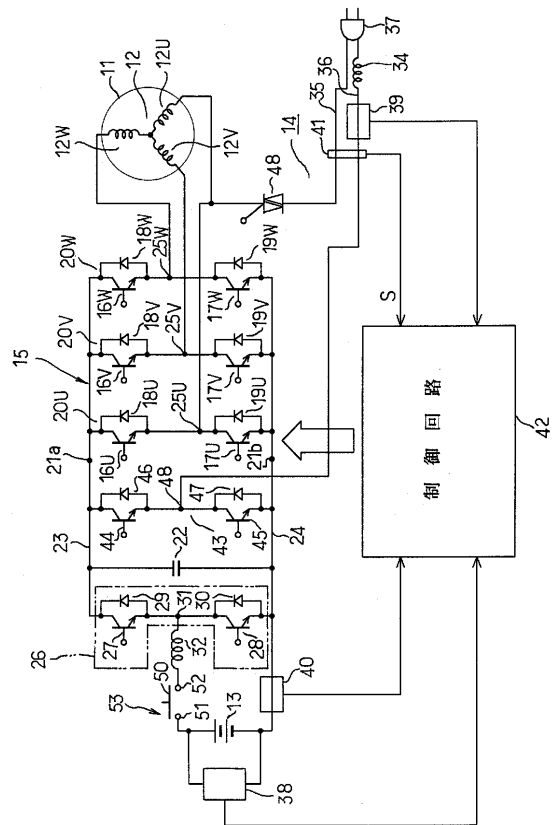
【 図 4 】



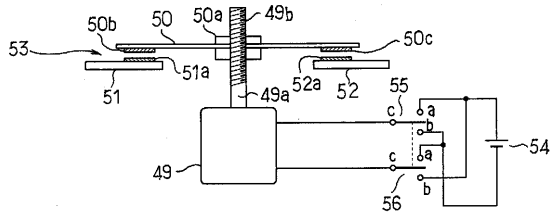
【 図 5 】



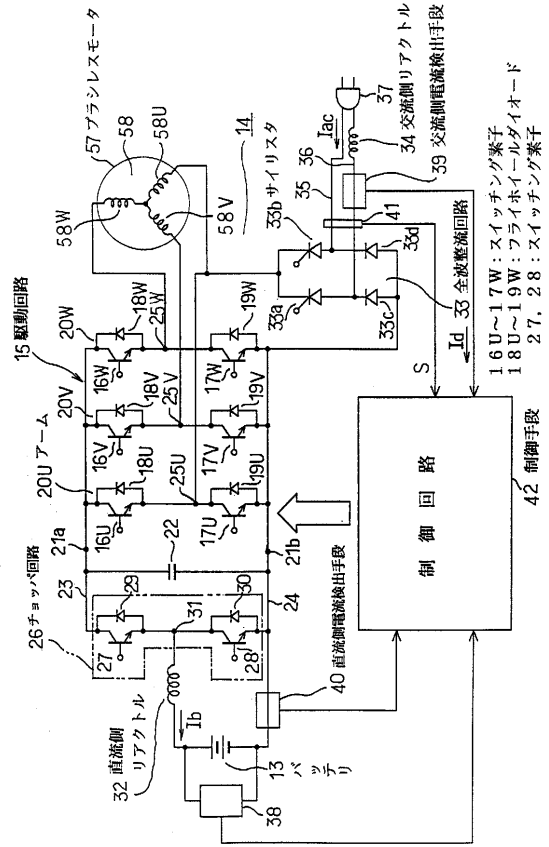
【 図 6 】



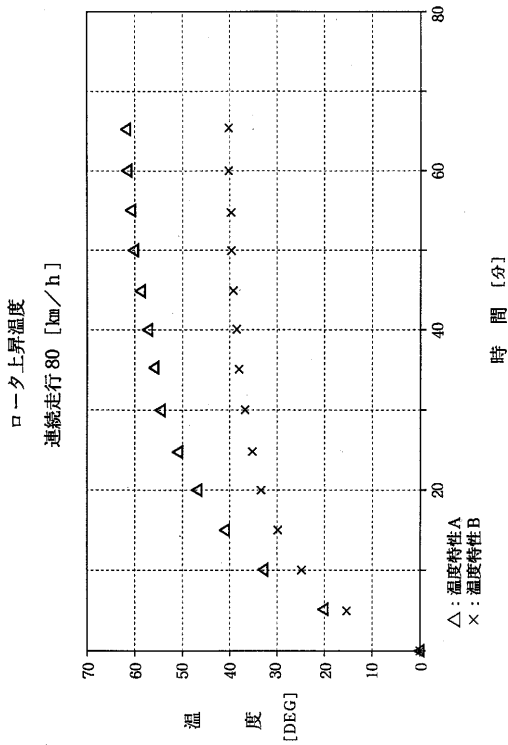
【 図 7 】



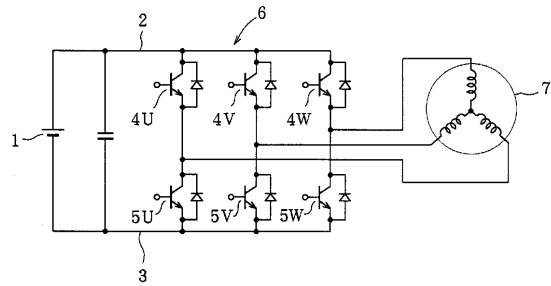
【 図 8 】



【 図 9 】



【 図 10 】



フロントページの続き

| | | | | |
|---------------------------|--|---------------|--|---|
| (51) Int.Cl. ⁷ | | F I | | |
| H 0 2 M 3/155 | | H 0 2 M 3/155 | | F |
| H 0 2 M 7/538 | | H 0 2 M 7/538 | | A |
| H 0 2 M 7/797 | | H 0 2 M 7/797 | | |

(72)発明者 石原 治彦
愛知県瀬戸市穴田町991番地 株式会社東芝 愛知工場内

(72)発明者 加藤 征二
大阪府大阪市北区中之島3丁目3番22号 関西電力株式会社内

審査官 三島木 英宏

(56)参考文献 特開平06-276609(JP,A)
特開平05-064456(JP,A)
特開平05-211796(JP,A)
特開平06-141554(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H02P 7/63,
B60L 7/14,
B60L 9/18,
B60L 11/18,
H02J 7/00,
H02M 3/155,
H02M 7/538,
H02M 7/797