

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4344569号  
(P4344569)

(45) 発行日 平成21年10月14日(2009.10.14)

(24) 登録日 平成21年7月17日(2009.7.17)

(51) Int. Cl.			F I		
<b>H02P</b>	<b>3/08</b>	<b>(2006.01)</b>	H02P	3/08	A
<b>B60J</b>	<b>1/00</b>	<b>(2006.01)</b>	B60J	1/00	C
<b>B60J</b>	<b>1/17</b>	<b>(2006.01)</b>	B60J	1/17	A
<b>E05F</b>	<b>15/16</b>	<b>(2006.01)</b>	E05F	15/16	

請求項の数 11 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2003-315702 (P2003-315702)	(73) 特許権者	000006895
(22) 出願日	平成15年9月8日(2003.9.8)		矢崎総業株式会社
(65) 公開番号	特開2005-86899 (P2005-86899A)		東京都港区三田1丁目4番28号
(43) 公開日	平成17年3月31日(2005.3.31)	(74) 代理人	100083806
審査請求日	平成18年1月26日(2006.1.26)		弁理士 三好 秀和
		(74) 代理人	100100712
			弁理士 岩▲崎▼ 幸邦
		(74) 代理人	100100929
			弁理士 川又 澄雄
		(74) 代理人	100095500
			弁理士 伊藤 正和
		(74) 代理人	100101247
			弁理士 高橋 俊一
		(74) 代理人	100098327
			弁理士 高松 俊雄

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 パワーウインドの駆動装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

車両用バッテリーの電源電圧をパワーウインドの駆動用モータに供給してパワーウインドを駆動させ、駆動用モータに電流増加が発生した際には、当該駆動用モータを停止、或いは反転させる制御回路を備えたパワーウインドの駆動装置において、前記制御回路は、

参照抵抗 (R20) を備え、前記駆動用モータの駆動回路に設けられるシャント抵抗に生じる電圧を検出し、前記参照抵抗に生じる電圧が前記シャント抵抗に生じる電圧と略等しくなるように、当該参照抵抗に電流を流すことにより、前記駆動用モータに流れる電流に対応したレベルとなる参照電流 (Ir) を生成すると共に、前記駆動用モータに流れる電流の変動値に対応したレベルとなる第1の電流 (Ir1) を生成する回路と、前記参照電流と前記第1の電流との差分となる第2の電流 (Ir3) を生成する回路と、を備えた参照電流生成手段と、

前記第1の電流を電圧に変換し、これを第1の電圧 (Vc2) とするとき、第1の電圧の時間的な平均値から生成される基準電圧 (Vc) と、同様に前記第1の電流を電圧に変換した電圧で、前記第1の電圧 (Vc2) より大きい電圧である比較対象信号 (Vins) とを比較することにより、前記駆動用モータに過電流が流れているかどうかを判定する比較手段と、

前記比較手段にて、前記駆動用モータに過電流が流れていると判定された際には、前記駆動用モータを停止、或いは反転させる手段と、を有し、

前記シャント抵抗を前記駆動用モータとグラウンドとの間に介置し、且つ、前記電源電圧

のプラス側と前記制御回路との間に、電源逆接続時保護用のダイオード(D1)を設けたことを特徴とするパワーウインドの駆動装置。

【請求項2】

前記参照電流生成手段は、前記第1の電流を生成する回路と、前記第2の電流を生成する回路とが並列接続されると共に、この並列接続回路が前記参照抵抗に接続され、前記第1の電流と、前記第2の電流が合流することにより、当該参照抵抗に前記参照電流が流れるようにし、

前記第1の電流の大きさを制御することにより、前記シャント抵抗に生じる電圧と前記参照抵抗に生じる電圧とを等しくすることを特徴とする請求項1に記載のパワーウインドの駆動装置。

10

【請求項3】

前記第1の電流を生成する回路は、

前記シャント抵抗に生じる電圧と前記参照抵抗に生じる電圧との差分を検出する第1の比較器(AMP1)と、前記第1の比較器の出力信号に基づいて通電状態が制御される第1の半導体素子(T22)と、前記第1の半導体素子の一端と電源との間に接続された第1の抵抗(R24+R27)とを有し、

前記第1の半導体素子の他端は前記参照抵抗と接続され、

前記第1の半導体素子の動作により、前記第1の抵抗による電圧降下が前記第1の電流に比例するようにしたことを特徴とする請求項1に記載のパワーウインドの駆動装置。

20

【請求項4】

前記基準電圧Vcは、前記第1の抵抗と前記第1の半導体素子の接続点の電圧(Vc2)を第1の電圧とすると、第1の電圧の時間的な平均値として生成し、

前記電源電圧(VB1)と前記基準電圧Vcとの差分に比例した大きさの電流により、前記第1の電流と加算して前記参照電流と等しくなる前記第2の電流とすることを特徴とする請求項3に記載のパワーウインドの駆動装置。

【請求項5】

前記第1の電圧(Vc2)から基準電圧(Vc)を生成する手段は、

電源電圧と基準電圧(Vc)との間にコンデンサ(C1)を接続し、第1の電圧(Vc2)の方が基準電圧(Vc)よりも大きいときには、定電流で前記コンデンサ(C1)を放電して基準電圧(Vc)を上昇させ、第1の電圧(Vc2)の方が基準電圧(Vc)よりも小さい場合には、前記コンデンサ(C1)を定電流で充電することにより、基準電圧(Vc)が第1の電圧(Vc2)の時間的な平均値に収束するようにしたことを特徴とする請求項4に記載のパワーウインドの駆動装置。

30

【請求項6】

前記第2の電流生成回路は、

第2の半導体素子(T21)と第2の抵抗(R23)との直列接続回路を有し、この直列接続回路の第2の抵抗側の端子は電源に接続され、第2の半導体素子側の端子は、前記参照抵抗に接続され、第2の半導体素子と第2の抵抗との接続点の電圧(Vc3)を、前記基準電圧と比較する第2の比較器(AMP2)を備え、

前記第2の比較器の出力信号により、前記第2の半導体素子の通電状態を制御することにより、前記接続点の電圧(Vc3)が前記基準電圧(Vc)と一致するように制御することを特徴とする請求項4に記載のパワーウインドの駆動装置。

40

【請求項7】

前記第1の抵抗は、第3の抵抗(R24)と、第4の抵抗(R27)から構成され、前記第3の抵抗と第4の抵抗との結合点の電圧を比較対象信号(Vins)とし、

前記比較対象信号と基準電圧を比較する第3の比較器(CMP1)を備え、この第3の比較器により、前記比較対象信号の方が大きい判定された際には、モータ電流通電用の第3の半導体素子(T1)をオンとし、比較対象信号の方が小さいと判定された際には、第3の半導体素子をオン、オフ動作させることにより、前記駆動用モータに流れる電流を一定範囲内に制限することを特徴とする請求項3に記載のパワーウインドの駆動装置。

50

## 【請求項 8】

前記第 3 の抵抗と第 4 の抵抗との接続点から第 3 の電流を引き出す電流制限幅設定手段を備え、

前記駆動用モータに流れる電流を一定範囲に制限するときの電流値は、前記接続点から第 3 の電流を引き出し、この第 3 の電流に比例させることを特徴とする請求項 7 に記載のパワーウインドの駆動装置。

## 【請求項 9】

前記第 3 の電流の大きさを前記電源電圧の大きさに依存させ、電源電圧が高くなるにつれて、前記第 3 の電流が大きくなるように設定したことを特徴とする請求項 8 に記載のパワーウインドの駆動装置。

10

## 【請求項 10】

前記駆動用モータに過電流が流れた際に、当該駆動モータを停止、或いは反転させる際の閾値電圧を、前記駆動用モータに流れる電流に比例させ、該閾値電圧の大きさを、第 2 の抵抗 ( R 2 3 )、第 3 の抵抗 ( R 2 4 )、及び第 4 の抵抗 ( R 2 7 ) の抵抗比で設定することを特徴とする請求項 7 に記載のパワーウインドの駆動装置。

## 【請求項 11】

前記第 3 の電流の大きさは、モータの整流子作用により、モータ電流が脈動し、これに起因して前記第 1 の電流が脈動するとき、前記第 1 の電流の脈動振幅を超えない大きさに設定することを特徴とする請求項 8 に記載のパワーウインドの駆動装置。

## 【発明の詳細な説明】

20

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、車両に搭載されるパワーウインドを駆動させる際に、障害物の挟み込みが発生した場合には、速やかに駆動を停止させ、或いは反転させるようにしたパワーウインドの駆動装置に係り、特に、バッテリーの電極を誤って逆接続した場合でも回路を確実に保護する技術に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

車両に搭載されるパワーウインドは、駆動用モータにバッテリー電圧を可逆的に印加することにより正転・逆転を切り換え、ウインドガラスを上昇、或いは下降させる。

30

## 【0003】

また、ウインドガラス動作時には、ウインドガラスにより障害物を挟み込むことがあり、思わぬ怪我をすることや、器物を損傷するというトラブルが発生する場合がある。

## 【0004】

このような問題を解決するために、例えば、特開 2002 - 295129 号公報 (以下、特許文献 1 という) に記載されているように、ウインドガラスが障害物を挟み込んだ場合には、これを検知してウインドガラスを停止させ、或いは反転させることにより、挟み込みによるトラブルを回避する技術が提案されている。

## 【0005】

図 3 は、特許文献 1 に記載されているパワーウインドの駆動装置の構成を示す回路図である。同図に示すように、この駆動装置は、ウインドガラスを上昇、或いは下降させるための駆動用モータ M 1 0 1 と、バッテリー電圧 VB の極性を切り換え可能に駆動用モータ M 1 0 1 に印加し、該駆動用モータを可逆的に回転駆動させるリレー R Y 1 0 1 と、を備えている。リレー R Y 1 0 1 は、正転動作、及び逆転動作の F E T ( T 1 0 2 )、( T 1 0 3 ) を備えている。

40

## 【0006】

更に、電源 VB と駆動用モータ M 1 0 1 との間に介置され、過電流が発生した際にこれを検知するシャント抵抗 R 1 0 1 と、駆動用モータ M 1 0 1 とグランドとの間に介置され、過電流発生時には、駆動用モータ M 1 0 1 への電圧供給を停止して、ウインドガラスの上昇、或いは下降を停止させる F E T ( T 1 0 1 ) とを備えている。

50

## 【0007】

また、シャント抵抗R101を含む電流検出回路と、FET(T101)を含む電流制限回路とを備えており、図示のように、電流検出回路は、コンパレータCMP11、CMP12と、FET(T121)、(T122)と、抵抗R120~R125、R128と、コンデンサC11、C12と、ダイオードD121とを備えている。

## 【0008】

また、電流制限回路は、コンパレータCMP13と、FET(T131)、(T132)と、抵抗R131~R137と、ダイオードD131と、ノア回路NOR11とを備えている。

## 【0009】

更に、この駆動装置は、オア回路OR11、アンド回路AND1、AND2、フリップフロップ回路、及びカウンタ回路を備えている。

## 【0010】

そして、駆動用モータM101が回転駆動している際に、挟み込みが発生して該駆動用モータM101に流れる電流IDが増大した場合には、FET(T122)に流れる電流Iref-fが増大し、また、電流Iref-sは、電流IDの増大に対する追従が遅れるので、コンパレータCMP12の出力信号はLレベルとなる。これにより、ノア回路NOR11の出力信号は、HレベルとなってFET(T131)がオンとなり、FET(T101)はオフとなる。その結果、駆動用モータM101の駆動が停止される。

## 【0011】

その後、FET(T101)がオフとなることにより、コンパレータCMP13のプラス側入力端子の電圧が上昇し、このコンパレータCMP13の出力信号がHレベルに変化する。これにより、ノア回路NOR11の出力信号がLレベルとなり、FET(T131)がオフとなり、FET(T101)がオンとなる。つまり、駆動用モータM101への電圧供給が開始される。

## 【0012】

この状態で、未だ駆動用モータM101に流れる電流IDに過電流が発生している場合には、上述の動作が繰り返される。つまり、FET(T101)のオン、オフが繰り返される。そして、この繰り返しの回数がカウンタでカウントされており、所定回数以上繰り返された場合には、挟み込みが発生しているものと判断し、アンド回路AND1、AND2への出力信号を停止させ、リレーRY101を停止させることにより、駆動用モータM101の駆動を停止させる。

## 【0013】

これにより、ウインドガラスが障害物を挟み込んだ場合で、負荷電流が増大した場合に、確実にウインドガラスの駆動を停止させることができる。

【特許文献1】特開2002-295129号公報(図3)

## 【発明の開示】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0014】

しかしながら、上述した特許文献1に記載された技術では、バッテリーの逆接続に対する対策が何等採られていない。即ち、車両に搭載されるバッテリーは、ユーザ或いは作業者が誤ってバッテリーの電極(プラスとマイナス)を反対に接続する場合があります。このような場合に対処するために、車両に搭載される電子・計装機器、及び動力機器は、たとえバッテリーが逆接続された場合であっても、これらが損傷しないように、保護回路を搭載する必要がある。

## 【0015】

上述した図3に示した回路では、FET(T131)とグラウンドとの間(符号Bに示す位置)、或いはバッテリー電源端子(プラス)と制御回路電源との間(符号Aに示す位置)のいずれかにダイオードを備える方法が考えられる。

## 【0016】

10

20

30

40

50

ここで、符号Bの位置にダイオードを設置すると、ダイオードによる電圧降下分（例えば、0.7ボルト）だけ、FET（T131）のドレイン電圧が上昇してしまい、FET（T101）をオフさせることができない場合が発生してしまう。これに対処するために、FET（T101）とグランドとの間にダイオードを介置する方法が考えられるが、大電流用のダイオードを設置することは、装置規模の大型化、及びコストアップを招くので実用的ではない。

【0017】

また、符号Aの位置にダイオードを設置すると、このダイオードによる電圧降下により、シャント抵抗R101に発生する電圧と同一となる電圧を抵抗R120に発生させることができなくなり、高精度な制御ができなくなってしまうという問題が生じる。

10

【0018】

この発明は、このような従来の課題を解決するためになされたものであり、その目的とするところは、バッテリーの逆接続防止用の素子を挿入した場合であっても、高精度に障害物の挟み込みを検知し、ウインドガラスの上昇、下降を制御することのできるパワーウインドの駆動装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0020】

上記目的を達成するため、本願請求項1に記載の発明は、車両用バッテリーの電源電圧をパワーウインドの駆動用モータに供給してパワーウインドを駆動させ、駆動用モータに電流増加が発生した際には、当該駆動用モータを停止、或いは反転させる制御回路を備えたパワーウインドの駆動装置において、前記制御回路は、参照抵抗（R20）を備え、前記駆動用モータの駆動回路に設けられるシャント抵抗に生じる電圧を検出し、前記参照抵抗に生じる電圧が前記シャント抵抗に生じる電圧と略等しくなるように、当該参照抵抗に電流を流すことにより、前記駆動用モータに流れる電流に対応したレベルとなる参照電流（ $I_r$ ）を生成すると共に、前記駆動用モータに流れる電流の変動値に対応したレベルとなる第1の電流（ $I_{r1}$ ）を生成する回路と、前記参照電流と前記第1の電流との差分となる第2の電流（ $I_{r3}$ ）を生成する回路と、を備えた参照電流生成手段と、前記第1の電流を電圧に変換し、これを第1の電圧（ $V_{c2}$ ）とするとき、第1の電圧の時間的な平均値から生成される基準電圧（ $V_c$ ）と、同様に前記第1の電流を電圧に変換した電圧で、前記第1の電圧（ $V_{c2}$ ）より大きい電圧である比較対象信号（ $V_{ins}$ ）とを比較することにより、前記駆動用モータに過電流が流れているかどうかを判定する比較手段と、前記比較手段にて、前記駆動用モータに過電流が流れていると判定された際には、前記駆動用モータを停止、或いは反転させる手段と、を有し、前記シャント抵抗を前記駆動用モータとグランドとの間に介置し、且つ、前記電源電圧のプラス側と前記制御回路との間に、電源逆接続時保護用のダイオード（D1）を設けたことを特徴とする。

20

30

【0021】

請求項2に記載の発明は、前記参照電流生成手段は、前記第1の電流を生成する回路と、前記第2の電流を生成する回路とが並列接続されると共に、この並列接続回路が前記参照抵抗に接続され、前記第1の電流と、前記第2の電流が合流することにより、当該参照抵抗に前記参照電流が流れるようにし、前記第1の電流の大きさを制御することにより、前記シャント抵抗に生じる電圧と前記参照抵抗に生じる電圧とを等しくすることを特徴とする。

40

【0022】

請求項3に記載の発明は、前記第1の電流を生成する回路は、前記シャント抵抗に生じる電圧と前記参照抵抗に生じる電圧との差分を検出する第1の比較器（AMP1）と、前記第1の比較器の出力信号に基づいて通電状態が制御される第1の半導体素子（T22）と、前記第1の半導体素子の一端と電源との間に接続された第1の抵抗（ $R_{24} + R_{27}$ ）とを有し、前記第1の半導体素子の他端は前記参照抵抗と接続され、前記第1の半導体素子の動作により、前記第1の抵抗による電圧降下が前記第1の電流に比例するようにしたことを特徴とする。

50

## 【 0 0 2 3 】

請求項 4 に記載の発明は、前記基準電圧  $V_c$  は、前記第 1 の抵抗と前記第 1 の半導体素子の接続点の電圧 ( $V_{c2}$ ) を第 1 の電圧とすると、第 1 の電圧の時間的な平均値として生成し、前記電源電圧 ( $V_{B1}$ ) と前記基準電圧  $V_c$  との差分に比例した大きさの電流により、前記第 1 の電流と加算して前記参照電流と等しくなる前記第 2 の電流とすることを特徴とする。

## 【 0 0 2 4 】

請求項 5 に記載の発明は、前記第 1 の電圧 ( $V_{c2}$ ) から基準電圧 ( $V_c$ ) を生成する手段は、電源電圧と基準電圧 ( $V_c$ ) との間にコンデンサ ( $C_1$ ) を接続し、第 1 の電圧 ( $V_{c2}$ ) の方が基準電圧 ( $V_c$ ) よりも大きいときには、定電流で前記コンデンサ ( $C_1$ ) を放電して基準電圧 ( $V_c$ ) を上昇させ、第 1 の電圧 ( $V_{c2}$ ) の方が基準電圧 ( $V_c$ ) よりも小さい場合には、前記コンデンサ ( $C_1$ ) を定電流で充電することにより、基準電圧 ( $V_c$ ) が第 1 の電圧 ( $V_{c2}$ ) の時間的な平均値に収束するようにしたことを特徴とする。

10

## 【 0 0 2 5 】

請求項 6 に記載の発明は、前記第 2 の電流生成回路は、第 2 の半導体素子 ( $T_{21}$ ) と第 2 の抵抗 ( $R_{23}$ ) との直列接続回路を有し、この直列接続回路の第 2 の抵抗側の端子は電源に接続され、第 2 の半導体素子側の端子は、前記参照抵抗に接続され、第 2 の半導体素子と第 2 の抵抗との接続点の電圧 ( $V_{c3}$ ) を、前記基準電圧と比較する第 2 の比較器 ( $A_{MP2}$ ) を備え、前記第 2 の比較器の出力信号により、前記第 2 の半導体素子の通電状態を制御することにより、前記接続点の電圧 ( $V_{c3}$ ) が前記基準電圧 ( $V_c$ ) と一致するように制御することを特徴とする。

20

## 【 0 0 2 6 】

請求項 7 に記載の発明は、前記第 1 の抵抗は、第 3 の抵抗 ( $R_{24}$ ) と、第 4 の抵抗 ( $R_{27}$ ) から構成され、前記第 3 の抵抗と第 4 の抵抗との結合点の電圧を比較対象信号 ( $V_{ins}$ ) とし、前記比較対象信号と基準電圧を比較する第 3 の比較器 ( $C_{MP1}$ ) を備え、この第 3 の比較器により、前記比較対象信号の方が大きい判定された際には、モータ電流通電用の第 3 の半導体素子 ( $T_1$ ) をオンとし、比較対象信号の方が小さいと判定された際には、第 3 の半導体素子をオン、オフ動作させることにより、前記駆動用モータに流れる電流を一定範囲内に制限することを特徴とする。

## 【 0 0 2 7 】

請求項 8 に記載の発明は、前記第 3 の抵抗と第 4 の抵抗との接続点から第 3 の電流を引き出す電流制限幅設定手段を備え、前記駆動用モータに流れる電流を一定範囲に制限するときの電流値は、前記接続点から第 3 の電流を引き出し、この第 3 の電流に比例させることを特徴とする。

30

## 【 0 0 2 8 】

請求項 9 に記載の発明は、前記第 3 の電流の大きさを前記電源電圧の大きさに依存させ、電源電圧が高くなるにつれて、前記第 3 の電流が大きくなるように設定したことを特徴とする。

## 【 0 0 2 9 】

請求項 10 に記載の発明は、前記駆動用モータに過電流が流れた際に、当該駆動モータを停止、或いは反転させる際の閾値電圧を、前記駆動用モータに流れる電流に比例させ、該閾値電圧の大きさを、第 2 の抵抗 ( $R_{23}$ )、第 3 の抵抗 ( $R_{24}$ )、及び第 4 の抵抗 ( $R_{27}$ ) の抵抗比で設定することを特徴とする。

40

## 【 0 0 3 0 】

請求項 11 に記載の発明は、前記第 3 の電流の大きさは、モータの整流子作用により、モータ電流が脈動し、これに起因して前記第 1 の電流が脈動するとき、前記第 1 の電流の脈動振幅を超えない大きさに設定することを特徴とする。

## 【 発明の効果 】

## 【 0 0 3 1 】

本発明に係るパワーウインドの駆動装置では、駆動用モータに流れる電流値に比例した

50

電圧信号を発生させるためにシャント抵抗が、駆動用モータとグランドとの間に介置され、且つ、電源電圧のプラス側と制御回路との間に電源逆接続防止用のダイオードを設けたので、挟み込みの発生を高精度に検知することができ、且つ、バッテリー電源が逆接続された場合であっても、回路を保護することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0032】

以下、本発明の実施形態を図面に基づいて説明する。図1は、本発明の一実施形態に係るパワーウインドの駆動装置の構成を示す回路図である。同図に示すように、このパワーウインドの駆動装置100は、車両に搭載されるパワーウインドの駆動用モータM1を可逆的に回転駆動させるものであり、モータ駆動回路1と、参照電流生成回路（参照電流生成手段）2と、基準電圧生成回路（基準電圧生成手段）3と、比較回路（比較手段）4と、電流制限動作時の電流制限幅設定回路5と、電流制限回路6と、ロジック回路7と、を備えている。

10

【0033】

モータ駆動回路1は、バッテリー電源VBの出力電圧の極性を可逆的に切り換えて駆動用モータM1の駆動、停止を操作するためのリレーRY1と、当該リレーRY1のオン、オフを切り換える半導体素子としてのFET(T2, T3; 以下、半導体素子をFETとして説明する)と、駆動用モータM1とグランドとの間に介置されるFET(T1)、及びシャント抵抗Rsと、バッテリー電源VBから後段の制御回路側へ接続される経路上に設けられた逆接続時回路保護用のダイオードD1とを備えている。また、半導体素子(T1)の

20

【0034】

駆動用モータM1の一端は、リレーRY1の接点を介して、バッテリー電源VBのプラス端子に接続され、他端は、リレーRY1の接点を介して、電流制限用のFET(T1)の一端に接続され、該FET(T1)の他端は、シャント抵抗Rsの一端に接続されている。また、シャント抵抗Rsの他端は、グランドに接続されている。

【0035】

そして、ロジック回路7より出力される駆動信号に基づき、リレー接点が切り換えられ、駆動用モータM1の正転、逆転が操作されるようになる。

【0036】

駆動用モータM1に流れる電流は、FET(T1)及びシャント抵抗Rsを流れ、シャント抵抗Rsに、モータ電流に比例した電圧降下(これを、VSAとする)を発生させる。

30

【0037】

通常動作時には、FET(T1)は連続オンに保持されるが、駆動中のウインドガラスによる障害物の挟み込みが発生して後述する電流制限動作に移ると、電流制限回路6より出力される信号により、FET(T1)は、連続オン動作と、オン/オフ動作を交互に繰り返して、モータ電流を一定の範囲内に制限する。

【0038】

電流制限動作時の連続オンでは、電流が増加し、オン/オフ動作ではFET(T1)の第1の端子(ドレイン)の電圧が電源電圧VBとグランドレベルとの中間領域で変動して、モータ電流を駆動用モータM1の回転数に応じた勾配で減少させる。つまり、駆動用モータM1の回転数が低下するにつれて勾配が緩やかになる。

40

【0039】

参照電流生成回路2は、第1の電流Ir1を生成する回路と、第2の電流Ir3を生成する回路とを有している。第1の電流Ir1を生成する回路は、抵抗R24、R27及びFET(T22)の直列接続回路を有し、FET(T22)のドレインを参照抵抗R20に接続した構成を有している。FET(T22)は1個のPMOS記号で示しているが、ICを用いて本手段を実現する場合には、機能が等価であれば、他の構成でも良い。なお、図1中の他の半導体素子についても同様なことが適用される。

【0040】

50

F E T ( T 2 2 ) のゲートはアンプ A M P 1 の出力端子に接続され、該アンプ A M P 1 のマイナス側入力端子は、抵抗 R 2 9 を介してシャント抵抗 R s のプラス側 ( 電圧 V S A ) に接続され、プラス側入力端子は、抵抗 R 2 9 1 を介して、参照抵抗 R 2 0 のプラス側、即ち点 P 1 に接続される。この点 P 1 の電圧を、V S B とする。

【 0 0 4 1 】

ここで、電圧 V S B > V S A であれば、アンプ A M P 1 の出力信号が上昇する。F E T ( T 2 2 ) と抵抗 ( R 2 4 + R 2 7 ) は、ソースフォロアを形成するので、アンプ A M P 1 の出力信号が上昇し、F E T ( T 2 2 ) のゲート電圧が上昇すると、第 1 の電流 I r 1 が減少し、電圧 V S B が低下して V S B = V S A となる。

【 0 0 4 2 】

また、電圧 V S A > V S B であれば、アンプ A M P 1 の出力信号が下降し、電流 I r 1 が増加して電圧 V S B が増加し、V S B = V S A となる。即ち、シャント抵抗 R s の電圧降下 V S A と参照抵抗 R 2 0 の電圧降下 V S B が常に等しくなるように、電流 I r 1 の大きさが制御される。

【 0 0 4 3 】

ここで、参照抵抗 R 2 0 には、第 1 の電流 I r 1 に加えて第 2 の電流 I r 3 も流れるが、後述するように、電流 I r 3 は変化速度が電流 I r 1 と比較して著しく遅いので、電圧 V S B と、電圧 V S A とが等しくなるように制御するのは、電流 I r 1 の変化によるものとなる。

【 0 0 4 4 】

第 2 の電流 I r 3 を生成する回路は、抵抗 R 2 3 の一端と P M O S の F E T ( T 2 1 ) のソースを直列に接続し、F E T ( T 2 1 ) のゲートにアンプ A M P 2 の出力端子を接続し、抵抗 R 2 3 の他端を制御回路電源 V B 1 に接続した構成となっている。また、F E T ( T 2 1 ) のドレインは、点 P 1 に接続されている。

【 0 0 4 5 】

アンプ A M P 2 のマイナス側入力端子は、F E T ( T 2 1 ) のソースに接続され、プラス側入力端子には、基準電圧生成回路 3 より出力される基準電圧 V c が供給される。F E T ( T 2 1 ) のソース電圧を V c 3 とすると、常に V c 3 = V c が成立する。また、第 2 の電流 I r 3 は抵抗 R 2 3 を流れるので、その大きさは  $I r 3 = ( V B 1 - V c ) / R 2 3$  となる。即ち、第 2 の電流 I r 3 は電位差 ( V B 1 - V c ) に比例する。

【 0 0 4 6 】

基準電圧生成回路 3 は、コンデンサ C 1 と、このコンデンサ C 1 を充放電する定電流源 I A、及び I B と、定電流源 I B のオン、オフを制御するアンプ A M P 3 とを有している。そして、コンデンサ C 1 のプラス側は、制御回路電源 V B 1 に接続され、マイナス側は定電流源 I A、I B からなる充放電回路に接続され、コンデンサ C 1 のマイナス側端子電圧 ( 点 P 3 の電圧 ) が基準電圧 V c となる。充放電回路の定電流源 I A は、常時電流を流している。また、定電流源 I B は定電流源 I A の 2 倍の大きさの電流を流し、アンプ A M P 3 の出力信号が L レベルのときにのみ通電し、H レベルのときには遮断される。

【 0 0 4 7 】

アンプ A M P 3 のマイナス側入力端子はコンデンサ C 1 のマイナス端子、即ち基準電圧 V c となる点 P 3 に接続され、プラス側入力端子は第 1 の電流 I r 1 を生成する回路の F E T ( T 2 2 ) のソース ( 電圧 V c 2 ; 点 P 4 ) に接続される。

【 0 0 4 8 】

そして、電圧 V c 2 > V c であれば、アンプ A M P 3 の出力信号が H レベルとなって、定電流源 I B は遮断され、コンデンサ C 1 のマイナス側端子には電流 I A が流れ込んで電圧 V c は上昇する。また、電圧 V c 2 < V c であれば、アンプ A M P 3 の出力信号が L レベルとなり、電流 I B が流れ、コンデンサ C 1 のマイナス側端子から ( I B - I A ) = I A の電流が引き出され、電圧 V c は低下する。

【 0 0 4 9 】

図 2 は、電圧 V c 2 と電圧 V c との関係を示す特性図である。電圧 V c 2 は、駆動用モータ M 1 に流れる電流 I D の大きさにより変動し、更に駆動用モータ M 1 の整流子作用で生じる電流変動に対応した変動成分 ( 以下、脈動成分という ) を含む。

10

20

30

40

50



## 【 0 0 5 0 】

整流子が 1 0 セグメントで構成されている場合には、脈動成分の周期は 1 ~ 2 [ msec ] である。

## 【 0 0 5 1 】

図 2 ( a ) は、駆動用モータ M 1 に流れる電流 I D が安定しているときの電圧 V c 2、アンプ A M P 3 の出力信号レベル、電圧 V c の状態を示している。電圧 V c 2 が脈動成分により変化するのに対して、電圧 V c は殆ど変化しない。図 1 に示した回路では、コンデンサ C 1 の容量を 1 [  $\mu$  F ]、電流 I A を 6 [  $\mu$  A ] に設定してあるので、電圧 V c の変化速度は 6 [ m V / msec ] となる。

## 【 0 0 5 2 】

電圧 V c 2 の振幅は 0 . 5 ~ 数 [ ボルト ] 程度の値であるので、電圧 V c 2 と比較すると電圧 V c は殆ど変化しない。アンプ A M P 3 の出力信号は、脈動周期に同期して H レベル、L レベルを繰り返し、コンデンサ C 1 はそれにより充放電され、電圧 V c は電圧 V c 2 の変動幅の時間的平均値に収束する。

## 【 0 0 5 3 】

同図 ( b ) は、駆動用モータ M 1 に流れる電流 I D が増加した場合を示している。モータ電流 I D が増加すると、参照電流 I r もまた増加する。第 2 の電流 I r 3 は、電圧 V c により制御され、変化に対応することができないので、電流 I r の増加分は全て第 1 の電流 I r 1 に反映されることになる。

## 【 0 0 5 4 】

電流 I r 1 の増加により電圧 V c 2 が低下し、電圧 V c に対して電圧 V c 2 が相対的に低下する。その結果、充電期間が短くなり、放電期間が長くなる。ここで、充電はコンデンサ C 1 のマイナス端子に定電流源 I A の電流が流れ込む状態で、放電は、流れ出す状態を言うものとする。これにより、基準電圧 V c は電圧 V c 2 に追隨して低下する。

## 【 0 0 5 5 】

電圧 V c の追隨速度 6 [ m V / msec ] は、挟み込みが発生していないときの駆動モータ M 1 の電流変動には追隨することができるが、挟み込みが発生したときの急激な電流増加には追隨することができない速度となっている。

## 【 0 0 5 6 】

図 2 ( c ) は、モータ電流 I D が減少したときの状態を示している。モータ電流の減少により電圧 V c 2 が電圧 V c に対して相対的に上昇し、アンプ A M P 3 の出力信号が H レベルとなる期間が相対的に長くなり、コンデンサ C 1 が充電されて電圧 V c が上昇する。

## 【 0 0 5 7 】

ここで、注目すべき点は、モータ電流 I D の変化分は、一旦全て第 1 の電流 I r 1 に反映され、その結果、電圧 V c に対して電圧 V c 2 の相対位置が変化し、その結果で、電圧 V c が動く ( 追隨する ) ことである。即ち、モータ電流 I D の変化は、電圧 V c と電圧 V c 2 の相対位置の変化として確実に反映される。但し、その変化の保持時間は、電圧 V c の追隨速度に依存する。電圧 V c はモータ電流 I D の変化に対する基準の役目を果たすために都合の良い動作をするということが分かる。つまり、V c は、V c 2 の変化の基準値として用いることができるので、電流 I r の変化量を得ることができる。

## 【 0 0 5 8 】

図 1 に示す比較回路 4 は、コンパレータ C M P 1 及び抵抗 R 2 5 から構成され、該コンパレータ C M P 1 のプラス側入力端子は、抵抗 R 2 4 と R 2 7 の接続点 ( 点 P 2 ; 電圧 V ins ) と接続され、マイナス側入力端子は、点 P 2 ( 電圧 V c ) と接続される。

## 【 0 0 5 9 】

ウインドガラスが障害物を挟み込むと、モータ電流 I D が急激に増加する。その結果、第 1 の電流 I r 1 が増加する。挟み込み検知は、電流 I r 1 を電圧に変換して得られる比較対象信号 V ins ( 点 P 2 の電圧 ) と、基準電圧 V c とをコンパレータ C M P 1 で比較することにより成される。

## 【 0 0 6 0 】

10

20

30

40

50

挟み込みが発生しない通常のコモータ駆動状態では  $V_{ins} > V_c$  となり、コンパレータ C M P 1 の出力信号は H レベルとなっている。

【 0 0 6 1 】

後述するように、挟み込みが発生してモータ電流  $I_D$  が急激に増加すると、電圧  $V_{ins}$  が低下して  $V_{ins} < V_c$  となり、コンパレータ C M P 1 の出力信号が L レベルとなり、F E T ( T 1 ) がオン、オフ動作に入る。オン、オフ動作に入るときの電圧  $V_{ins}$  の増加量が挟み込み検知の閾値となり、これを記号  $V_{jth}$  で示す。

【 0 0 6 2 】

電圧  $V_{jth}$  は、挟み込みが発生する前の電圧  $V_{ins}$  と電圧  $V_c$  との差、即ち、 $V_{jth} = V_{ins} - V_c$  である。

10

【 0 0 6 3 】

電流制限幅設定回路 5 は、互いにゲートが接続された 2 つの F E T ( T 1 4 ) , ( T 1 5 ) と、ドレインが 2 つの F E T ( T 1 4 ) , ( T 1 5 ) のゲートに接続され、且つソースがグランドに接続された F E T ( T 2 3 ) と、を備えている。

【 0 0 6 4 】

また、F E T ( T 1 5 ) のドレインは、抵抗  $R_{64}$  を介して制御回路電源  $V_{B1}$  と接続され、F E T ( T 1 4 ) のドレインは、コンパレータ C M P 1 のプラス側入力端子 (つまり、点 P 2 ) に接続されている。

【 0 0 6 5 】

電流制限回路 6 は、コンパレータ C M P 3 と、F E T ( T 3 1 ) ~ ( T 3 4 ) と、ノア回路 N O R 1 と、抵抗  $R_{31}$  ,  $R_{34} \sim R_{37}$  ,  $R_{330}$  とを備えている。

20

【 0 0 6 6 】

コンパレータ C M P 3 のプラス側入力端子は、抵抗  $R_{330}$  を介して F E T ( T 1 ) のドレインと接続され、マイナス側入力端子は、抵抗  $R_{36}$  を介してグランドに接続されている。また、このマイナス側入力端子は、抵抗  $R_{35}$  を介して制御回路電源  $V_{B1}$  に接続され、且つ抵抗  $R_{34}$  を介して F E T ( T 3 3 ) のドレインに接続されている。

【 0 0 6 7 】

F E T ( T 3 3 ) のゲートは、コンパレータ C M P 3 の出力端子、カウンタ回路 1 1 、ノア回路 N O R 1 の一方の入力端子に接続され、且つ、抵抗  $R_{37}$  を介して 5 ボルト電源に接続されている。また、ノア回路 N O R 1 の出力端子は、F E T ( T 3 4 ) のゲートに接続され、この F E T ( T 3 4 ) のソースはグランドに接続され、ドレインは、F E T ( T 3 2 ) のゲート、F E T ( T 3 1 ) のゲートに接続される。また、F E T ( T 3 4 ) のドレインは、抵抗  $R_{31}$  を介して制御回路電源  $V_{B1}$  に接続され、且つ、F E T ( T 3 1 ) のドレインに接続されている。

30

【 0 0 6 8 】

F E T ( T 3 2 ) のドレインはグランドに接続され、ソースは抵抗  $R_{32}$  を介して F E T ( T 1 ) のゲートに接続され、且つ、F E T ( T 3 1 ) のソースに接続されている。

【 0 0 6 9 】

ロジック回路 7 は、フリップフロップ回路 1 2 と、カウンタ回路 1 1 と、抵抗  $R_2$  、及びアンド回路 A N D 1 , A N D 2 を備えている。

40

【 0 0 7 0 】

次に、本実施形態に係るパワーウインド駆動装置 1 0 0 の動作について説明する。パワーウインドの上昇 ( U P ) 、或いは下降 ( D O W N ) スイッチ ( 図示省略 ) がオンとされると、この信号がアンド回路 A N D 1 或いは A N D 2 のいずれかに入力され、例えば上昇 ( U P ) スイッチがオンとされた場合には、F E T ( T 2 ) がオンとなる。これにより、リレー回路 R Y 1 が動作し、バッテリー電源  $V_B$  の電圧が駆動用モータ M 1 に印加され、駆動用モータ M 1 がウインドガラスを上昇させる方向に回転駆動する。つまり、バッテリー電源  $V_B$  , 駆動用モータ M 1 , F E T ( T 1 ) , ショント抵抗  $R_s$  の順に電流が流れて、モータ M 1 が駆動する。

【 0 0 7 1 】

50

この際、シャント抵抗  $R_s$  の両端には、モータ電流に比例した大きさとなる電圧  $V_{SA}$  が発生することになる。また、参照電流生成回路 2 のアンプ AMP 1 の作用により、点 P 1 の電圧  $V_{SB}$  が電圧  $V_{SA}$  と等しくなるように制御されるので、抵抗  $R_{20}$  を流れる電流  $I_r$  は、モータ電流  $I_D$  に比例した大きさの電流値となる。

【 0 0 7 2 】

そして、点 P 4 における電圧  $V_{c2}$  の時間的平均値と基準電圧  $V_c$  (点 P 3 の電圧) は等しく、また、点 P 2 における電圧  $V_{ins}$  は、電圧  $V_{c2}$  よりも抵抗  $R_{27}$  による電圧降下分だけ高い電圧となるので、挟み込みが発生していない通常の動作時においては、コンパレータ CMP 1 の入力信号はプラス側が大きくなり、よって、この出力信号は H レベルとなる。

10

【 0 0 7 3 】

これによりノア回路 NOR 1 の一方の入力端子に H レベル信号が入力されることになり、該ノア回路 NOR 1 の出力信号は他方の入力信号 (CMP 3 の出力信号) に関わらず L レベルとなり、FET (T 3 4) はオフとなり、FET (3 2) はオフとなる。これにより、FET (T 3 1) のゲートは制御回路電源  $V_{B1}$  のレベルとなるので、この FET (T 3 1) のソースは、制御回路電源  $V_{B1}$  よりもスレッシュホールド電圧分だけ低い電圧となる。この電圧により、FET (T 1) がオンとなる。つまり、駆動用モータ M 1 に電流が流れる。

【 0 0 7 4 】

ここで、ウインドガラスに挟み込みが発生して、駆動用モータ M 1 に過電流が流れると、モータ電流  $I_D$  が増加し、これに伴って、電流  $I_{r1}$  が増加する。すると、抵抗  $R_{24}$  における電圧降下が増大するので、点 P 2 における電圧  $V_{ins}$  は、低下することになり、この電圧  $V_{ins}$  が基準電圧  $V_c$  を下回ると、コンパレータ CMP 1 の出力信号が H レベルから L レベルに転じる。このとき、CMP 3 の出力信号は「L」レベルである。

20

【 0 0 7 5 】

その結果、ノア回路 NOR 1 の出力信号は H レベルとなり、FET (T 3 4) はオンとなり、FET (T 3 1), (T 3 2) のゲートが共にグラウンドレベルとなるので、FET (T 3 2) のソースは、グラウンドレベルよりもスレッシュホールド電圧分だけ高い電圧となり、FET (T 1) がオフとなる。つまり、駆動用モータ M 1 に流れる電流が遮断される。なお、このとき FET (T 2 3) がオフとなるので、電流  $I_{r2}$  が流れ、電圧  $V_{ins}$  はより一層低下する。この動作については、後述する。

30

【 0 0 7 6 】

FET (T 1) がオフとなると、該 FET (T 1) のドレイン側の電圧が上昇するので、コンパレータ CMP 3 のプラス側入力端子の電圧が上昇し、該コンパレータ CMP 3 の出力信号は、L レベルから H レベルに転じる。すると、ノア回路 NOR 1 の出力が L レベルとなり、FET (T 1) がオンとなるので、再度モータ電流  $I_D$  が流れる。この状態で未だ過電流が低減していない場合には、上記と同様の動作手順により、FET (T 1) のオン、オフの動作が繰り返されることになる。そして、この繰り返しの回数は、カウンタ回路 1 1 により計数され、繰り返し回数が所定回数 (この例では 8 回) となった場合には、アンド回路 AND 1, AND 2 の一方の入力端子にそれぞれ L レベル信号を出力することにより、アンド回路 AND 1, AND 2 の出力信号を強制的に L レベルとし、リレー回路 RY 1 を停止させる。つまり、駆動用モータ M 1 が停止する。

40

【 0 0 7 7 】

他方、繰り返し回数が 8 回となる前に過電流が収まり、定常電流となった場合には、そのまま駆動用モータ M 1 の駆動が継続される。

【 0 0 7 8 】

そして、このような構成を有するパワーウインドの駆動装置 1 0 0 において、電源  $V_B$  と制御回路電源  $V_{B1}$  との間にダイオード D 1 が設けられているので、作業者が誤って、この駆動装置に接続するバッテリー電源の極性を反対に接続した場合、即ち、プラス側とマイナス側を反対に接続した場合であっても、ダイオード D 1 が存在することにより、回路全

50

体を保護することができる。

【 0 0 7 9 】

また、シャント抵抗  $R_s$  が F E T ( T 1 ) とグランドとの間に設けられているので、モータ電流  $I_D$  に比例した大きさの電流  $I_r$  を高精度に発生させることができるようになる。よって、モータ電流の増加を確実に検出することができ、高精度な挟み込みの検出ができるようになる。

【 0 0 8 0 】

次に、比較回路 4 における閾値電圧  $V_{jth} (= V_{ins} - V_c)$  の設定方法について説明する。

10

【 0 0 8 1 】

基準電圧  $V_c$  がモータ電流  $I_D$  に追従しているときには、 $V_{c2}(Av) = V_c$  である。但し、“ $V_{c2}(Av)$ ” は、電圧  $V_{c2}$  の平均値を示す。また、他の変数と “ $(Av)$ ” を組み合わせた場合においても同様に、その変数の平均値を示す。

【 0 0 8 2 】

いま、 $V_c = V_{c3}$  (  $R_{23}$  マイナス側端子電圧 ) であるから、 $V_{c2}(Av) = V_{c3}$  (  $R_{23}$  のマイナス側端子電圧 ) となる。従って、以下の ( 1 ) 式が成立する。

【 0 0 8 3 】

$$R_{23} * I_{r3} = V_{B1} - V_{c2}(Av) = ( R_{24} + R_{27} ) * I_{r1}(Av)$$

$$I_{r1}(Av) = R_{23} / ( R_{24} + R_{27} ) * I_{r3}$$

$$= R_{23} / ( R_{24} + R_{27} ) * ( I_r(Av) - I_{r1}(Av) )$$

20

よって、

$$I_{r1}(Av) = R_{23} / ( R_{23} + R_{24} + R_{27} ) * I_r(Av)$$

$$= b * I_r(Av) \quad \dots ( 1 )$$

但し、 $b = R_{23} / ( R_{23} + R_{24} + R_{27} )$

である。

【 0 0 8 4 】

上述の  $b$  は一定であるので、( 1 ) 式より電流  $I_{r1}$  の平均値  $I_{r1}(Av)$  は参照電流  $I_r$  の平均値  $I_r(Av)$  に比例する。

【 0 0 8 5 】

図 1 では、 $R_{23} = 5.6 [ K ]$ 、 $R_{24} = 1.4 [ K ]$ 、 $R_{27} = 8.5 [ K ]$  であるので、 $b = 0.2$  となり、電流  $I_{r1}(Av) = 0.2 * I_r(Av)$  となる。また、 $I_r(Av)$  は、モータ電流  $I_D$  の平均値に比例するので、 $I_{r1}(Av)$  は電流  $I_D$  の平均値に比例することになる。

30

【 0 0 8 6 】

いま、モータ電流  $I_D$  に脈動成分が存在しないものと仮定すると、閾値  $V_{jth}$  は、以下の ( 2 ) 式で示すことができる。

【 0 0 8 7 】

$$V_{jth} = V_{ins} - V_c = R_{27} * I_{r1}(Av) \quad \dots ( 2 )$$

従って、閾値電圧  $V_{jth}$  はモータ電流  $I_D$  に比例し、モータ電流  $I_D$  が大きくなるにつれて大きくなり、一定値でないことが理解される。実際には、モータ電流  $I_D$  には、脈動成分が含まれているので、以下にこれを考慮したときの閾値電圧  $V_{jth}$  を求める。

40

【 0 0 8 8 】

挟まれが発生したときに、電圧  $V_c$  は変動せず、電圧  $V_{ins}$  が低下して、 $V_c$  を下回ると電流制限動作に入る。電圧  $V_{ins}$  には脈動成分が含まれ、脈動成分のピーク値に対応する電圧  $V_{ins}$  が最初に電圧  $V_c$  を下回る。即ち、脈動成分が閾値  $V_{jth}$  に関係してくることがわかる。

【 0 0 8 9 】

モータ電流の脈動成分は整流子セグメントとブラシの相対位置の変化により、巻線構成が変化し、電機子抵抗値が変化することから生じる。

50

## 【 0 0 9 0 】

10 セグメント整流子付き 2 極 DC モータの場合を考えると、各セグメントに 1 個の線輪が対応しているから、ブラシが 1 個のセグメントにのみ接触しているときの巻線構成は、5 線輪直列 2 並列となり、ブラシが 2 個のセグメントに接触しているときの巻線構成は 4 線輪直列 2 並列となる。それぞれの場合の巻線抵抗値 (= 電機子抵抗値) を  $R_{a5}$ 、 $R_{a4}$  とし、そのときのモータ電流値を  $I_{D5}$ 、 $I_{D4}$  とすると、以下の式が成立する。

## 【 0 0 9 1 】

$$R_{a5} = 5 / 4 * R_{a4}$$

$$I_{D5} (\text{Min}) = 4 / 5 * I_{D4} (\text{Max})$$

但し、 $I_{D5} (\text{Min})$  は  $I_{D5}$  の最小値、 $I_{D4} (\text{Max})$  は  $I_{D4}$  の最大値を表す。

10

## 【 0 0 9 2 】

$$\begin{aligned} \text{モータ電流 } I_D \text{ の平均値 } I_D(\text{Av}) &= \{ I_{D5} (\text{Min}) + I_{D4} (\text{Max}) \} / 2 \\ &= 9 / 8 * I_{D5} (\text{Min}) \end{aligned}$$

となり、

$$\text{脈動成分の振幅} = I_{D4} (\text{Max}) - I_{D5} (\text{Min}) = 1 / 4 * I_{D5} (\text{Min})$$

となる。即ち、脈動成分の振幅 (Peak to Peak) は、モータ電流平均値  $I_D(\text{Av})$  に比例する。脈動電流成分が無いと仮定して求めた (2) 式の  $V_{jth}$  がモータ電流平均値  $I_D(\text{Av})$  に比例したことは、モータ電流の大きさに関わらず、 $V_{jth}$  を適正に設定するための必要条件であることが判る。モータ電流平均値  $I_D(\text{Av})$  に対する脈動成分の振幅の比例定数を  $a$  とすると、

20

$$\begin{aligned} a &= \{ 1 / 4 * I_{D5} (\text{Min}) \} / \{ 9 / 8 * I_{D5} (\text{Min}) \} \\ &= 2 / 9 = 0.22 \end{aligned}$$

である。但し、この比例定数  $a$  は、巻線のインダクタンスの影響が無いとした場合のもので、モータ回転速度が速くなり、脈動周期が短くなって、巻線インダクタンスの影響が強くなると、 $a$  は小さくなる。0.22 は、 $a$  の最大値で、通常のモータでは  $a = 0.1 \sim 0.15$  である。

## 【 0 0 9 3 】

比例定数  $a$ 、及び  $b$  を用いて  $V_{jth}$  を表すと、以下の (3)、(4) 式ようになる。

## 【 0 0 9 4 】

$$\begin{aligned} V_{jth} &= V_{ins} - V_c = (V_{B1} - V_c) - (V_{B1} - V_{ins}) \\ &= (V_{B1} - V_{c2}(\text{Av})) - (V_{B1} - V_{ins}) \\ &= (R_{24} + R_{27}) * I_{r1}(\text{Av}) - R_{24} * I_{r1} \\ &= (R_{24} + R_{27}) * I_{r1}(\text{Av}) - R_{24} * (I_{r1}(\text{Av}) + a / 2 * I_r(\text{Av})) \\ &= R_{27} * I_{r1}(\text{Av}) - R_{24} * a / 2 * I_r(\text{Av}) \\ &= R_{27} * b * I_r(\text{Av}) - R_{24} * a / 2 * I_r(\text{Av}) \\ &= (R_{27} * b - R_{24} * a / 2) * I_r(\text{Av}) \quad \dots (3) \end{aligned}$$

30

$b = R_{23} / (R_{23} + R_{24} + R_{27})$  を上式に代入すると、

$$V_{jth} = \{ R_{27} * R_{23} / (R_{23} + R_{24} + R_{27}) - R_{24} * a / 2 \} * I_r(\text{Av}) \quad \dots (4)$$

閾値電圧  $V_{jth}$  は、参照電流平均値  $I_r(\text{Av})$  に比例し、従って、モータ電流  $I_D$  の平均値  $I_D(\text{Av})$  に比例する。その比例定数は、 $R_{23}$ 、 $R_{24}$ 、 $R_{27}$ 、 $a$  に依存することが判る。本実施形態のパワーウィンドの駆動装置 100 では、閾値電圧  $V_{jth}$  がモータ脈動電流振幅に依存することを避けられないが、脈動振幅の大きさがモータ電流平均値に比例することを利用することにより、モータ電流平均値に比例した  $V_{jth}$  の設定が可能となる。

40

## 【 0 0 9 5 】

$V_{jth}$  は、挟み込みが発生してから、モータが反転動作するまでの時間に影響し、 $V_{jth}$  が大きくなるにつれて、この時間が長くなり、その結果反転荷重 (駆動用モータ M1 が停止、或いは反転するときの挟み込み荷重) が増大する。

## 【 0 0 9 6 】

反転荷重を小さくするには、 $V_{jth}$  を小さくする必要がある。その意味では、モータ電

50

流平均値が増加するにつれて、 $V_{jth}$ が大きくなることは好ましくないように思われるが、モータ電流平均値が大きくなることは、モータ回転速度が低下することであるので、このとき、挟み込みが発生してから停止或いは反転するまでの時間が長くなっても、反転荷重は増加しない。従って、(4)式のように、 $V_{jth}$ をモータ電流平均値に比例させることは、脈動成分の影響を回避して、且つ、適切な反転荷重を確保するために、良い方法であることが判る。

【0097】

(4)式の比例定数は、抵抗 $R_{23}$ 、 $R_{24}$ 、 $R_{27}$ の組み合わせで任意に設定することができる。図1に示す回路では、 $R_{23} = 5.6\text{ K}$ 、 $R_{24} = 14\text{ K}$ 、 $R_{27} = 8.5\text{ K}$ 、 $R_{20} = 300$ 、 $R_s = 20\text{ m}$ であるから、

$$V_{jth} = (1.7 - 7a) * I_r(Av) * 10^3 \\ = (0.113 - 0.467 * a) * I_D(Av)$$

となり、 $I_D(Av) = 5\text{ A}$ 、 $a = 0.1$ とすると、 $V_{jth} = 0.33\text{ V}$ となる。

【0098】

こうして、所望の閾値電圧 $V_{jth}$ 、ひいては、所望の反転荷重を設定することができるのである。

【0099】

次に、電流制限動作時の電流制限幅設定手段5の動作について説明する。比較手段(CMP1)が挟み込みを検知すると、電流制限動作に入る。電流制限動作は電流制御手段6で制御され、その構成及び動作はシャント抵抗 $R_s$ をバッテリー電源VBのプラス側に配置したときと同一とすることができる。それは、シャント抵抗 $R_s$ をバッテリー電源VBのプラス側に配置した場合も、モータ電流を制御する半導体素子は、バッテリー電源VBのマイナス端子側に接続されており、本実施形態の構成もシャント抵抗 $R_s$ が電流制御する半導体素子T1とバッテリー電源VBのマイナス端子間に介在するものの、シャント抵抗 $R_s$ の電圧降下は $0.1 \sim 0.6\text{ V}$ と小さいので、電流制御手段6及び半導体素子T1はシャント抵抗 $R_s$ をバッテリー電源VBのプラス側に配置したときと同一の構成、及び同一の動作のものを使用することができる。

【0100】

次に、電流制限幅設定手段5の動作について説明する。電流制限幅設定手段5は、FET(T14)、(T15)、(T23)と抵抗 $R_{64}$ からなり、図1では、半導体素子を何れもNMOS素子で表示している。FET(T14)、及び(T15)は同一の特性のNMOSで、T14のドレインは比較対象信号 $V_{ins}$ の点P2に接続され、T14のゲートはT15のゲート及びドレインに接続され、T14及びT15のソースは接地され、T23のゲートはCMP1出力に接続され、ソースは接地される。

【0101】

T14とT15でカレントミラー回路を構成し、CMP1出力がLレベルとなると、T23がオフとなり、T14のドレイン電流 $I_{r2}$ が点P2から引き出される。電流 $I_{r2}$ が第3の電流となり、その大きさは抵抗 $R_{64}$ とバッテリー電源VBの電圧に依存し、電圧VBが大きくなるにつれて大きくなる。

【0102】

挟み込みが発生する前のCMP1の出力信号がHレベルのときには、電流 $I_{r2}$ は流れない。挟み込みが発生し、CMP1の出力信号がLレベルとなると、オン/オフ動作が始まり、同時に $I_{r2}$ が流れ始める。電流 $I_{r2}$ は、抵抗 $R_{24}$ を通して $I_{r1}$ に重畳して流れるので、電圧 $V_{ins}$ を $R_{24} * I_{r2}$ だけ低下させる。このため、 $V_c > V_{ins} + R_{24} * I_{r2}$ となり、CMP1の出力信号は安定してLレベルとなる。

【0103】

FET(T1)のオン、オフ動作により、モータ電流が減少し、電流 $I_{r1}$ が減少し、減少量が $I_{r2}$ を超えると、再び $V_c < V_{ins}$ となる。これにより、CMP1の出力信号はHレベルとなり、T23がオンとなり、電流 $I_{r2}$ が遮断される。このため、 $V_c < V_{ins} - R_{24} * I_{r2}$ となり、CMP1の出力信号は安定してHレベルになり、NMOS-FET(T

10

20

30

40

50

1) が連続オンとなり、モータ電流が増加に転じる。これにより、電圧  $V_{ins}$  が低下し始める。

【0104】

電流制限動作に入った以降、 $V_c$  はほとんど変化しないので、モータ電流は  $V_c$  に対応した値を上限とし、それより電流  $I_{r2}$  に対応した電流量だけ減少した値を下限とする範囲で、増減を繰り返すことになる。即ち、電流  $I_{r2}$  の大きさが電流制限幅を決める。更に、電流  $I_{r2}$  は  $CMP1$  入力に対してヒステリシス効果をもたらしている。

【0105】

上述のように電流  $I_{r2}$  は挟み込みが発生するまでは流れない。即ち、 $V_c$  がモータ電流の変化に追従する制御に  $I_{r2}$  は関係しない。これは追従制御におけるばらつき要素を減らし、制御をシンプルにする効果があり、更に電流制限幅を追従制御と独立に設定することができるという効果がある。

【産業上の利用可能性】

【0106】

パワーウインドの誤停止を防止することができるので、車両用のパワーウインドに用いる場合に、極めて有用である。

【図面の簡単な説明】

【0107】

【図1】本発明の一実施形態に係るパワーウインドの駆動装置の構成を示す回路図である。

【図2】電圧  $V_c$  と電圧  $V_{c2}$  との比較結果に伴うコンデンサ  $C1$  の充電、放電を示すタイミングチャートである。

【図3】従来におけるパワーウインドの駆動装置の構成を示す回路図である。

【符号の説明】

【0108】

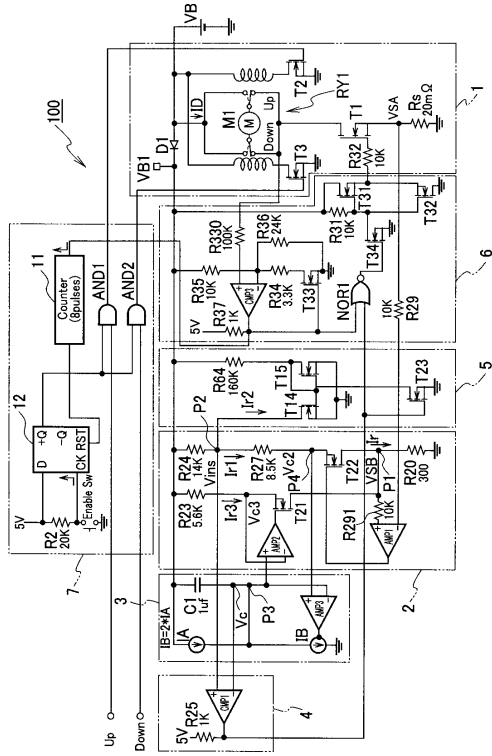
- 1 モータ駆動回路
- 2 参照電流生成回路
- 3 基準電圧生成回路
- 4 比較回路
- 5 電流制限幅設定回路
- 6 電流制限回路
- 7 ロジック回路
- 11 カウンタ回路
- 12 フリップフロップ回路
- 100 パワーウインドの駆動装置

10

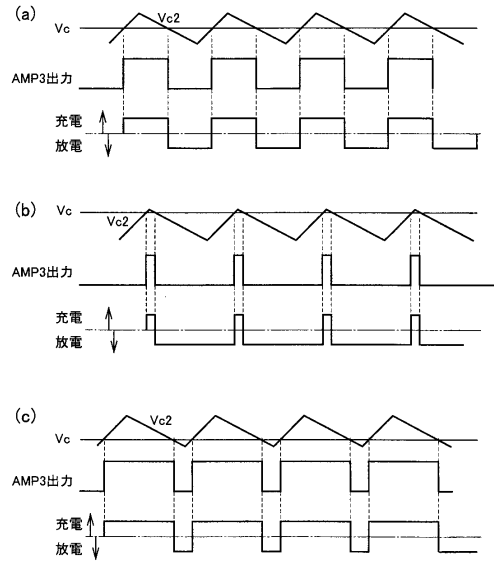
20

30

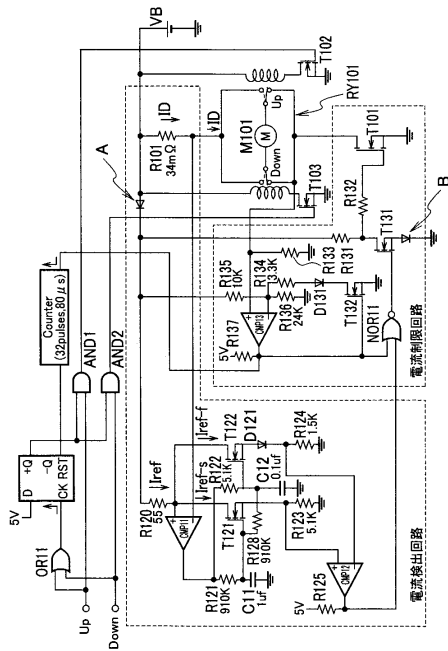
【図1】



【図2】



【図3】





---

フロントページの続き

(72)発明者 大島 俊藏  
愛知県豊田市福受町上ノ切159-1 矢崎部品株式会社内

審査官 大山 広人

(56)参考文献 特開2003-174795(JP,A)  
特開2002-295129(JP,A)  
特開2003-219686(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P	3/00 - 3/26
B60J	1/00
B60J	1/17
E05F	15/16