

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3964375号

(P3964375)

(45) 発行日 平成19年8月22日(2007.8.22)

(24) 登録日 平成19年6月1日(2007.6.1)

(51) Int. Cl.		F I			
<b>H02P</b>	<b>7/06</b>	<b>(2006.01)</b>	<b>H02P</b>	<b>7/06</b>	<b>J</b>
<b>B60J</b>	<b>1/17</b>	<b>(2006.01)</b>	<b>H02P</b>	<b>7/06</b>	<b>G</b>
<b>E05F</b>	<b>15/16</b>	<b>(2006.01)</b>	<b>B60J</b>	<b>1/17</b>	<b>A</b>
			<b>E05F</b>	<b>15/16</b>	

請求項の数 6 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2003-341803 (P2003-341803)	(73) 特許権者	000006895
(22) 出願日	平成15年9月30日 (2003.9.30)		矢崎総業株式会社
(65) 公開番号	特開2005-110429 (P2005-110429A)		東京都港区三田1丁目4番28号
(43) 公開日	平成17年4月21日 (2005.4.21)	(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】

車両に搭載されるパワーウインドの駆動を制御するパワーウインドの駆動装置において

、  
前記駆動用モータに流れるモータ電流（ $I_D$ ）の大きさに対応したレベルとなる参照電流（ $I_r$ ）を生成する参照電流生成手段を有し、

前記参照電流生成手段は、前記モータ電流（ $I_D$ ）の変動値に対応したレベルとなる第1の電流（ $I_{r1}$ ）を生成する第1の電流生成手段と、

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、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、

前記基準電圧（ $V_c$ ）から生成した電流で、前記第1の電流（ $I_{r1}$ ）と足し合わせることで、参照電流（ $I_r$ ）に等しくなる大きさとなる第2の電流（ $I_{r3}$ ）を生成する第2の電流生成手段を備え、且つ、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（ $V_{c2}$ ）よりも大きい電圧である比較対象信号（ $V_{ins}$ ）を生成し、

前記比較対象信号（ $V_{ins}$ ）と基準電圧信号（ $V_c$ ）とを比較する比較手段（ $CMP1$ ）と、

前記比較手段による比較結果に基づき、前記駆動用モータに流れる電流に急峻な電流増加が発生したと判断された際に、前記駆動用モータを停止、或いは反転させる停止反転手段と、

前記駆動用モータを起動した際には、起動開始からの2つの所定時間を計測する第1の

タイマ ( T M 1 )、及び第 2 のタイマ ( T M 2 ) とを有し、

前記第 1 のタイマが作動している間、前記比較対象信号 ( V ins ) が前記基準電圧信号 ( V c ) よりも大きい状態で、且つ、前記比較対象信号と基準電圧の差が第 1 の所定値以上になるように保持し、

前記第 1 のタイマによる計時が終了した後、前記第 2 のタイマが作動している間には、前記比較対象信号と基準電圧信号の差が第 2 の所定値 ( V c l m p ) となるまで単調減少させることを特徴とするパワーウインドの駆動装置。

【請求項 2】

前記第 1 のタイマによる計時時間は、前記駆動用モータを起動したとき、駆動用モータの突入電流がピーク値を超えて減少過程に入るまでの時間よりも長く設定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 のタイマが作動している間に、前記比較対象信号が前記基準電圧信号より大きい状態で、前記比較対象信号と基準電圧信号との差が、前記第 1 の所定値以上になるように保持する手段は、

前記基準電圧信号とグラウンドレベルとの間に第 1 の抵抗 ( R 4 2 ) と第 1 の半導体素子 ( T 4 1 ) の直列接続からなる第 1 の回路を有し、

前記第 1 のタイマが作動している間、第 1 の半導体素子を導通させることにより実現することを特徴とする請求項 2 に記載のパワーウインドの駆動装置。

【請求項 4】

20

前記第 1 のタイマによる計時が終了した後、前記第 2 のタイマが作動している間、前記比較対象信号と前記基準電圧信号との差が第 2 の所定値となるまで単調減少させる手段は、

第 2 の半導体素子 ( T 2 4 0 ) と、第 2 の抵抗 ( R 2 4 0 ) との直列接続からなる第 2 の回路を、電源電圧と基準電圧信号との間に設置し、

第 2 の半導体素子の制御電極に比較対象信号、または比較対象信号に所定の電圧を加算または減算した電圧を印加することを特徴とする請求項 2 に記載のパワーウインドの駆動装置。

【請求項 5】

前記第 2 の半導体素子 ( T 2 4 0 ) は、N M O S トランジスタまたは N P N トランジスタで構成され、前記第 1 のタイマの作動が終了した後、前記比較対象信号と基準信号との差が単調減少して、前記第 2 の所定値 ( V c l m p ) に収束するとき、その勾配が基準電圧生成手段に含まれるコンデンサ ( C 1 ) と第 2 の抵抗 ( R 2 4 0 ) からなる時定数で設定され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。

30

【請求項 6】

前記第 1 のタイマが作動している間、前記第 1 の回路と第 2 の回路を同時に作動させることを特徴とする請求項 1 ~ 請求項 5 のいずれか 1 項に記載のパワーウインドの駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

40

【0001】

本発明は、車両に搭載されるパワーウインドを駆動制御するパワーウインドの駆動装置に係り、特に、駆動初期に障害物の挟み込みが発生した際に、これを高精度に検出する技術に関する。

【背景技術】

【0002】

車両に搭載されるパワーウインドのウインドガラスは、駆動用モータと連結され、スイッチ操作で該駆動用モータを可逆的に回転させることにより、上昇及び下降動作が成される。また、ウインドガラスを上昇させている際に、障害物を挟み込んだ場合には、駆動用モータを停止させ、更には、駆動用モータを反転させてウインドガラスを下降させること

50

により、障害物及びウインドガラス自体の損傷を防止する機能を具備したものが提案され、実用に供されている。

【0003】

このような挟み込み防止機能を有するパワーウインドでは、駆動用モータの起動直後に障害物の挟み込みが発生した場合には、即時に挟み込みを検知することができず、障害物に過大な荷重が加えられてしまう場合がある。

【0004】

即ち、モータを起動すると突入電流が流れ、突入電流が消滅するまでの期間は、挟み込み検知機能が働かない。また、ウインドガラスを下降させ、一旦停止させた後、ウインドガラスを上昇させる操作を行うと、上昇操作を行った直後に駆動用モータが無負荷となる状態が発生し、モータ電流が極度に小さくなる期間が存在する。そして、この期間を経過すると、今度は駆動用モータに負荷がかかり、駆動用モータに流れる電流は急増することになる。

10

【0005】

従来におけるパワーウインドの駆動装置では、このときの電流の急増を検知してしまい、駆動用モータを停止させ、或いは反転動作させてしまうという誤反転が発生することがあった。

【特許文献1】特開2001-20605号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

20

【0006】

上述したように、従来におけるパワーウインドの駆動装置では、ウインドガラスが障害物を挟み込んだ場合においては、この挟み込みを検知してウインドガラスを停止させ、或いは反転動作が行われるので、挟み込みによるトラブルを回避することができるが、モータ駆動後の電流低下後再度電流の上昇時に、誤停止、或いは誤反転が発生するというトラブルが発生する場合があります、何とかこのようなトラブルの発生を防止したいという要望が高まりつつあった。

【0007】

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、駆動用モータの起動直後における誤停止の発生を阻止し、且つ、挟み込みが発生した場合には、確実にこれを検知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。

30

【課題を解決するための手段】

【0008】

上記目的を達成するため、本願請求項1に記載の発明は、車両に搭載されるパワーウインドの駆動を制御するパワーウインドの駆動装置において、前記駆動用モータに流れるモータ電流( $I_D$ )の大きさに対応したレベルとなる参照電流( $I_r$ )を生成する参照電流生成手段を有し、前記参照電流生成手段は、前記モータ電流( $I_D$ )の変動値に対応したレベルとなる第1の電流( $I_{r1}$ )を生成する第1の電流生成手段と、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、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、前記基準電圧( $V_c$ )から生成した電流で、前記第1の電流( $I_{r1}$ )と足し合わせることで参照電流( $I_r$ )に等しくなる大きさとなる第2の電流( $I_{r3}$ )を生成する第2の電流生成手段を備え、且つ、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( $V_{c2}$ )よりも大きい電圧である比較対象信号( $V_{ins}$ )を生成し、前記比較対象信号( $V_{ins}$ )と基準電圧信号( $V_c$ )とを比較する比較手段( $CM_P1$ )と、前記比較手段による比較結果に基づき、前記駆動用モータに流れる電流に急峻な電流増加が発生したと判断された際に、前記駆動用モータを停止、或いは反転させる停止反転手段と、前記駆動用モータを起動した際には、起動開始からの2つの所定時間を計測する第1のタイマ( $TM1$ )、及び第2のタイマ( $TM2$ )とを有し、前記第1のタイマが作動している間、前記比較対象信号( $V_{ins}$ )が前記基準電圧信号( $V_c$ )よりも大

40

50

きい状態で、且つ、前記比較対象信号と基準電圧の差が第1の所定値以上になるように保持し、前記第1のタイマによる計時が終了した後、前記第2のタイマが作動している間には、前記比較対象信号と基準電圧信号の差が第2の所定値 ( $V_{clmp}$ ) となるまで単調減少させることを特徴とする。

【0009】

請求項2に記載の発明は、前記第1のタイマによる計時時間は、前記駆動用モータを起動したとき、駆動用モータの突入電流がピーク値を超えて減少過程に入るまでの時間よりも長く設定することを特徴とする。

【0010】

請求項3に記載の発明は、前記第1のタイマが作動している間に、前記比較対象信号が前記基準電圧信号より大きい状態で、前記比較対象信号と基準電圧信号との差が、前記第1の所定値以上になるように保持する手段は、前記基準電圧信号とグラウンドレベルとの間に第1の抵抗 ( $R_{42}$ ) と第1の半導体素子 ( $T_{41}$ ) の直列接続からなる第1の回路を有し、前記第1のタイマが作動している間、第1の半導体素子を導通させることにより実現することを特徴とする。

10

【0011】

請求項4に記載の発明は、前記第1のタイマによる計時が終了した後、前記第2のタイマが作動している間、前記比較対象信号と前記基準電圧信号との差が第2の所定値となるまで単調減少させる手段は、第2の半導体素子 ( $T_{240}$ ) と、第2の抵抗 ( $R_{240}$ ) との直列接続からなる第2の回路を、電源電圧と基準電圧信号との間に設置し、第2の半導体素子の制御電極に比較対象信号、または比較対象信号に所定の電圧を加算または減算した電圧を印加することを特徴とする。

20

【0012】

請求項5に記載の発明は、前記第2の半導体素子 ( $T_{240}$ ) は、NMOS トランジスタまたは NPN トランジスタで構成され、前記第1のタイマの作動が終了した後、前記比較対象信号と基準信号との差が単調減少して、前記第2の所定値 ( $V_{clmp}$ ) に収束するとき、その勾配が基準電圧生成手段に含まれるコンデンサ ( $C_1$ ) と第2の抵抗 ( $R_{240}$ ) からなる時定数で設定されることを特徴とする。

【0013】

請求項6に記載の発明は、前記第1のタイマが作動している間、前記第1の回路と第2の回路を同時に作動させることを特徴とする。

30

【発明の効果】

【0014】

本発明に係るパワーウインドの駆動装置では、第1のタイマが作動しているときには、比較対象信号  $V_{ins}$  が基準電圧信号  $V_c$  よりも第1の所定値以上大きくなるように設定されるので、駆動用モータの起動時に発生する突入電流による誤動作を防止することができる。

【0015】

また、第1のタイマによる計時が終了し、且つ第2のタイマが作動しているときには、比較対象信号  $V_{ins}$  が基準電圧信号  $V_c$  よりも第2の所定値以上大きくなるように設定されるので、駆動用モータを起動させた直後に発生する電流の上昇により、該駆動用モータが停止、或いは反転するというトラブルの発生を回避することができる。また、この期間にてウインドガラスが障害物を挟み込んだ場合には、確実にこれを検知して、駆動用モータを停止、或いは反転させることができるので、挟み込みによる障害物の損傷、及びウインドガラス自体の損傷を防止することができる。

40

【発明を実施するための最良の形態】

【0016】

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駆動装置の構成を示すブロック図、図2は、具体的な構成を示す回路図（一部省略している）である。図1に示すように、該パワーウインドの駆動装置 100

50

は、ウインドガラスを駆動させるための駆動用モータM1を可逆的に回転駆動させるための駆動回路1と、参照電流生成回路2と、初期制御回路3と、基準電圧生成回路5、及び比較回路4を備えている。

【0017】

更に、オア回路OR1と、フリップフロップ回路6、及び2つのアンド回路AND1, AND2を備えている。また、アンド回路AND1, AND2の出力端子は、それぞれFET(T11)、及びFET(T12)に接続されており、アンド回路AND1の出力信号が「H」レベルとなると、FET(T12)がオンとなり、アンド回路AND2の出力信号が「H」となると、FET(T11)がオンとなる。

【0018】

駆動用モータM1は、2つのリレー接点RY1、RY2を介して、バッテリー電源VB、及びFET(T1)と接続され、更に、FET(T1)は、シャント抵抗Rsを介して、グランドに接続されている。

【0019】

そして、ウインドガラスを上昇させるべくUp信号が入力されると、FET(T12)がオンとなり、リレー接点RY2がオンとなって、駆動用モータM1に順方向の電流が流れ、駆動用モータM1が順方向に回転して、ウインドガラスが上昇する。

【0020】

他方、ウインドガラスを下降させるべくDown信号が入力されると、FET(T11)がオンとなり、リレー接点RY1がオンとなって、駆動用モータM1に逆方向の電流が流れ、駆動用モータM1が逆方向に回転して、ウインドガラスが下降する。

【0021】

また、駆動回路1は、ドライバ11を備えており、該ドライバ11により、FET(T1)のオン、オフが制御される。

【0022】

図2に示すように、参照電流生成回路2は、2つのアンプAMP1, アンプAMP2と、2つのFET(T21), (T22)を備えている。アンプAMP1のマイナス側入力端子は、抵抗を介してFET(T1)とシャント抵抗Rsとの接続点(この点の電圧を、VSAとする)に接続され、プラス側入力端子は、抵抗を介して点P1(この点の電圧を、VSBとする)に接続されている。

【0023】

点P1は、抵抗R20を介してグランドに接続されている。なお、図2中、抵抗R20の下に記載した「300」とは、この抵抗R20が300であることを示し、他の素子についても同様である。

【0024】

更に、点P1は、FET(T22)のドレイン、及びFET(T21)のドレインに接続され、FET(T22)のゲートは、アンプAMP1の出力端子に接続されている。また、FET(T22)のソース(点P4)は、抵抗R27、抵抗R24を介して、バッテリー電源VBに接続されている。

【0025】

また、抵抗R24と抵抗R27との接続点P2は、コンパレータCMP1のプラス側入力端子に接続されている。なお、点P2の電圧をVins(比較対象信号)とする。更に、点P4は後述するアンプAMP3のプラス側入力端子に接続されている。

【0026】

FET(T21)のゲートは、アンプAMP2の出力端子に接続され、ソースは、抵抗R23を介してバッテリー電源VBに接続されている。アンプAMP2のマイナス側入力端子は、FET(T21)のソースに接続され、プラス側入力端子は、後述する初期制御回路3が有する抵抗R240に接続されている。

【0027】

初期制御回路3は、駆動用モータM1が起動した後、所定時間(例えば、50msec)

10

20

30

40

50

オン状態となりその後オフとなるように動作する第1のタイマT M 1と、同様に所定時間（例えば、200 msec）オン状態となりその後オフとなるように動作する第2のタイマT M 2と、F E T（T 4 1）、（T 4 2）、（T 2 4 1）、（T 2 4 0）を備えている。

【0028】

第2のタイマT M 2の出力端子は、F E T（T 4 2）のゲートに接続されており、該F E T（T 4 2）のソースは接地され、ドレインは、抵抗R 2 4 2、R 2 4 1を介して、バッテリー電源V Bに接続されている。また、抵抗R 2 4 2とR 2 4 1との接続点は、F E T（T 2 4 1）のゲートに接続され、該F E T（T 2 4 1）のソースはバッテリー電源V Bに接続されている。

【0029】

10

更に、F E T（T 2 4 1）のドレインは、抵抗R 2 4 6、R 2 4 7を介して、F E T（T 2 4 4）のソースに接続され、該F E T（T 2 4 4）のドレインは接地され、ゲートは点P 4に接続されている。また、抵抗R 2 4 7とF E T（T 2 4 4）との接続点は、コンデンサC 2 4を介して接地されている。

【0030】

更に、抵抗R 2 4 6とR 2 4 7との接続点は、F E T（T 2 4 0；第2の半導体素子）のゲート（この点の電圧をV gとする）と接続され、該F E T（T 2 4 0）のドレインは、バッテリー電圧V Bに接続され、ソースは抵抗R 2 4 0（第2の抵抗）を介してアンプA M P 2のプラス側入力端子と接続されると共に、後述する基準電圧生成回路5の、点P 3とも接続されている。ここで、F E T（T 2 4 0）と、抵抗R 2 4 0とにより、第2の回路が構成される。

20

【0031】

第1のタイマT M 1の出力端子は、F E T（T 4 1；第1の半導体素子）のゲートと接続され、該F E T（T 4 1）のソースは接地され、ドレインは、抵抗R 4 2（第1の抵抗）を介して点P 3に接続されている。ここで、F E T（T 4 1）と、抵抗R 4 2とにより、第1の回路が構成される。

【0032】

基準電圧生成回路5は、電流源I A、I Bと、アンプA M P 3とコンデンサC 1を備えている。アンプA M P 3のプラス側入力端子は、前述した点P 4と接続され、点P 4における電圧V c2が印加される。また、マイナス側入力端子（点P 3）は、コンデンサC 1を介して電源電圧V Bと接続され、且つ、この点P 3は、比較回路4が有するコンパレータC M P 1のマイナス側入力端子に接続されている。

30

【0033】

電流源I A、I Bの電流値は $I B = 2 * I A$ の関係を満足するように構成され、バッテリー電源V Bとグランドとの間に直列接続されており、その接続点が点P 3となっている。また、電流源I Bは、アンプA M P 3の出力端子が「L」レベルのときに電流を流し、「H」レベルのときに電流を停止する。

【0034】

この際、電圧V c2 > 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のマイナス側入力端子には、電流I Aが流れ込んで電圧V c（基準電圧信号）は上昇する。また、電圧V c2 < 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。

40

【0035】

なお、図2では、図1に示したコンパレータC M P 1の出力側に設けられる電流制限回路、モータ回転数低下量検出回路、モータ停止・反転回路、及びドライバーを、省略して記載している。

【0036】

次に、上述のように構成された本実施形態に係るパワーウインドの駆動装置の動作について説明する。パワーウインド起動時には、駆動用モータM 1に流れる電流が、図3の曲

50

線 S 1 により変化する。つまり、起動直後に電流値が急増し、その後、電流値が低減し、再度上昇しながら（図中 X 1 に示す部分）、定常電流に安定する。

【 0 0 3 7 】

本実施形態では、起動後 5 0 msec 程度まで発生する突入電流による誤動作、及び起動後 5 0 ~ 2 0 0 msec 程度（図中 X 1 に示す範囲）で発生する電流変動に起因する誤作動を防止し、且つ、ウインドガラスが障害物を挟み込んだ場合には、確実にこれを検知する。

【 0 0 3 8 】

まず、通常時の動作について説明する。図 1 に示す U p 信号が入力されると、アンド回路 A N D 1 の出力信号が「 H 」レベルとなり、 F E T ( T 1 2 ) がオンとなる。これにより、リレー設定 R Y 2 がオンとなり、バッテリー電源 V B 、リレー接点 R Y 2 、駆動用モータ M 1 、リレー接点 R Y 1 、 F E T ( T 1 ) 、シャント抵抗 R s の順で電流が流れ、駆動用モータ M 1 が駆動して、ウインドガラスが上昇方向に駆動する。

【 0 0 3 9 】

この際、シャント抵抗 R s の両端には、駆動用モータ M 1 のモータ電流 I D に比例した大きさの電圧が発生し、この電圧が V S A となる。また、参照電流生成回路 2 の抵抗 R 2 0 には、 F E T ( T 2 2 ) に流れる電流 I r 1 ( 第 1 の電流 ) と、 F E T ( T 2 1 ) に流れる電流 I r 3 ( 第 2 の電流 ) とを足し合わせた参照電流 I r が流れており、この抵抗 R 2 0 の両端には、参照電流 I r に比例した大きさの電圧が発生し、この電圧が V S B となる。

【 0 0 4 0 】

そして、アンプ A M P 1 の出力信号は、電圧 V S A と電圧 V S B との差分に比例した大きさとなり、この出力信号が F E T ( T 2 2 ) のゲートに供給されるので、モータ電流 I D に比例した大きさの参照電流 I r となるように、電流 I r 1 が制御される。この電流 I r 1 の大きさは、点 P 2 における電圧 V i n s に反映されるので、モータ電流 I D が正常な値であれば（急激な電流増加がなければ）、電圧 V i n s は、点 P 3 にて発生する基準電圧 V c よりも大きくなり、コンパレータ C M P 1 の出力信号が、通常状態を示す「 H 」レベルとなる。従って、比較回路 4 による駆動用モータ M 1 の停止・反転動作は行われない。

【 0 0 4 1 】

また、駆動用モータ M 1 に急激な電流増加が発生すると、これに伴って、参照電流 I r が増大し、抵抗 R 2 4 による電圧降下分が大きくなるので、点 P 2 における電圧 V i n s が低下して、基準電圧 V c を下回ることになる。すると、コンパレータ C M P 1 の出力信号が反転して「 L 」レベルとなり、ドライバ回路 1 1 により F E T ( T 1 ) がオフとされる。また、比較回路 4 がフリップフロップ回路 6 にリセット信号を出力し、アンド回路 A N D 1 , A N D 2 への出力信号を「 L 」レベルに切り換える。これにより、駆動用モータ M 1 は停止する。

【 0 0 4 2 】

これにより、ウインドガラスが上昇しているときに、障害物を挟み込み、駆動用モータ M 1 に過電流が流れた場合には、駆動用モータ M 1 を即時に停止させることができ、障害物の損傷或いはウインドガラス自体の損傷を防止することができる。

【 0 0 4 3 】

次に、駆動用モータ M 1 を駆動させた直後の動作について説明する。駆動直後においては、図 2 に示した第 1 のタイマ T M 1 、第 2 のタイマ T M 2 の出力信号が共に「 H 」レベルとなる。

【 0 0 4 4 】

また、駆動用モータ M 1 の起動直後（特に、下降動作を行った後に初めて上昇させる場合）には、駆動用モータ M 1 は一時的に無負荷状態となり、その後、負荷がかかるので、大きな電流変化が発生する。本実施形態では、この電流変化に起因する誤停止の発生を防止し、且つ、真の挟み込みが発生した場合には、これを確実に検知するように動作する。

【 0 0 4 5 】

第 1 のタイマ T M 1 がオンとなると、 F E T ( T 4 1 ) のゲートに「 H 」レベルの信号

10

20

30

40

50

が供給されて、該 F E T ( T 4 1 ) がオンとなる。

【 0 0 4 6 】

第 2 のタイマ T M 2 がオンの場合には、 F E T ( T 4 2 ) のゲートに第 2 のタイマ T M 2 の出力信号が供給され、該 F E T ( T 4 2 ) がオンとなる。これにより、 F E T ( T 2 4 1 ) がオンとなり、 F E T ( T 2 4 0 ) 及び抵抗 R 2 4 0 からなる第 2 の回路を作動させる。

【 0 0 4 7 】

F E T ( T 2 4 0 ) のゲートには、点 P 2 における電圧 V ins から派生した電圧 V g が印加される。この電圧 V g は、 F E T ( T 2 4 4 )、抵抗 R 2 4 6、R 2 4 7、及びコンデンサ C 2 4 からなる回路により、以下に示すように生成される。

10

【 0 0 4 8 】

抵抗 R 2 4 6、R 2 4 7、F E T ( T 2 4 4 ) が直列に接続され、抵抗 R 2 4 6 の一方の端子が F E T ( T 2 4 1 ) のドレインに接続され、抵抗 R 2 4 6 と R 2 4 7 との結合点が、F E T ( T 2 4 0 ) のゲートに接続されている。

【 0 0 4 9 】

F E T ( T 2 4 4 ) のドレインを接地し、このゲートに、参照電流生成手段 2 で生成された、点 P 4 の電圧 V c2 を印加する。

【 0 0 5 0 】

F E T ( T 2 4 1 ) がオンしているとき（即ち、タイマ T M 2 がオンのとき）、F E T ( T 2 4 4 ) と抵抗 ( R 2 4 6 + R 2 4 7 ) はソースフォロアとして動作する。F E T ( T 2 4 0 ) のゲート電圧を V g とし、F E T ( T 2 4 4 ) のスレッシュホールド電圧を V th244 とすると、以下に示す ( 1 ) 式が成立する。

20

【 0 0 5 1 】

$$V_g = V_{c2} + V_{th244}$$

$$+ (V_B - V_{th244} - V_{c2}) \times R_{247} / (R_{246} + R_{247}) \dots (1)$$

一方、比較対象信号 V ins を電圧 V B、及び V c2 を用いて表すと、以下に示す ( 2 ) 式が得られる。

【 0 0 5 2 】

$$V_{ins} = V_{c2} + (V_B - V_{c2}) \times R_{27} / (R_{24} + R_{27}) \dots (2)$$

V ins と V g の電位差を、V insg とし、( 2 ) 式の両辺から ( 1 ) 式の両辺を減じると、以下の ( 3 ) 式が得られる。

30

【 0 0 5 3 】

$$V_{insg} = V_{ins} - V_g$$

$$= (V_B - V_{c2}) \times \{ R_{27} / (R_{24} + R_{27})$$

$$- R_{247} / (R_{246} + R_{247}) \}$$

$$- V_{th244} \times \{ 1 - R_{247} / (R_{246} + R_{247}) \} \dots (3)$$

F E T ( T 2 4 0 ) のスレッシュホールド電圧を V th240 とし、比較対象信号 V ins と F E T ( T 2 4 0 ) ソース間の電位差を V clmp とすると、以下の ( 4 ) 式が得られる。

【 0 0 5 4 】

$$V_{clmp} = V_{insg} + V_{th240}$$

$$= (V_B - V_{c2}) \times \{ R_{27} / (R_{24} + R_{27})$$

$$- R_{247} / (R_{246} + R_{247}) \}$$

$$- V_{th244} \times \{ 1 - R_{247} / (R_{246} + R_{247}) \}$$

$$+ V_{th240} \dots (4)$$

40

ここで、V th240 = V th244 となるように F E T ( T 2 4 0 )、F E T ( T 2 4 4 ) のスレッシュホールド電圧を選定すると、以下の ( 5 ) 式が得られる。

【 0 0 5 5 】

$$V_{clmp} = (V_B - V_{c2}) \times \{ R_{27} / (R_{24} + R_{27})$$

$$- R_{247} / (R_{246} + R_{247}) \}$$

$$+ V_{th240} \times R_{247} / (R_{246} + R_{247}) \dots (5)$$

50



図 2 に示した例では、 $R_{24} = 14\text{ K}$ 、 $R_{27} = 8.5\text{ K}$ 、 $R_{246} = 560\text{ K}$ 、 $R_{247} = 270\text{ K}$ 、 $V_{th} = 0.85\text{ V}$  に設定しているので、以下の (6) 式が得られる。

【0056】

$$V_{clmp} = 0.052 * (V_B - V_{c2}) + 0.276 (V) \dots (6)$$

ここで、FET (T244) のソースとグランド間にコンデンサ C24 を設置している。コンデンサ C24 の放電は、FET (T244) を通して行われるので、放電抵抗は非常に小さい。一方、コンデンサ C24 の充電は抵抗値の大きい抵抗 ( $R_{246} + R_{247}$ ) を通して行われるので、その時定数は大きくなる。

【0057】

図 2 に示す回路では、 $R_{246} = 560\text{ K}$ 、 $R_{247} = 270\text{ K}$ 、 $C_{24} = 0.01\text{ }\mu\text{ F}$  としているので、充電時定数は  $8.3\text{ msec}$  となる。従って、 $V_{c2}$  が脈動成分により変動したとき、その最小値に対応した電圧レベルに、FET (T244) のソースが保持される。

【0058】

電圧  $V_{ins}$  も、電圧  $V_{c2}$  に同期して脈動するので、電圧  $V_{ins}$  の最小値に対して、 $V_c$  をクランプしていることになる。挟み込み検出の閾値電圧 (これを、 $V_{jth}$  とする) は、電圧  $V_{ins}$  の最小値と  $V_c$  との電位差になるので、閾値電圧  $V_{jth}$  に対応したクランプ電圧が実現していることになる。

【0059】

次に、上記の内容を踏まえて、駆動用モータ M1 の起動直後の動作について説明する。駆動用モータ M1 を起動すると、第 1 のタイマ T M 1、及び第 2 のタイマ T M 2 が共にスタートする。第 1 のタイマ T M 1 の出力信号が「H」レベルとなることにより、FET (T41)、FET (T42) が共にオンとなり、第 1 の回路 (T41, R42 からなる回路)、及び第 2 の回路 (T240, R240 からなる回路) が同時に作動する。その結果、抵抗  $R_{240}$ 、及び  $R_{42}$  に電流  $I_{r4}$  が流れ、点 P3 における電圧  $V_c$  は ( $V_{ins} - V_{clmp}$ ) を、抵抗  $R_{240}$  と  $R_{42}$  で分圧した電圧、即ち、 $(V_{ins} - V_{clmp}) * R_{42} / (R_{42} + R_{240})$  に保持される。このときの比較対象信号  $V_{ins}$  は、基準電圧信号  $V_c$  よりも大きく、比較対象信号  $V_{ins}$  と基準電圧信号  $V_c$  の差は、以下の (7) 式にて示すことができる。

【0060】

$$V_{ins} - V_c = (V_{ins} - V_{clmp}) * R_{240} / (R_{240} + R_{42}) + V_{clmp} \dots (7)$$

その結果、2 つの電圧の間には、一定値以上の電圧差が確保される。(7) 式で示した電圧「 $V_{ins} - V_c$ 」が、第 1 の所定値である。

【0061】

従って、駆動用モータ M1 を駆動開始した後、タイマ T M 1 の出力信号がオフとなるまで (例えば、 $50\text{ msec}$  が経過するまで) の間は、第 1 の所定値 ((7) 式に示す電圧) により、電圧  $V_{ins}$  が基準電圧  $V_c$  を下回ることを防止することができ、駆動開始時における突入電流により、駆動用モータ M1 の回転動作が停止するというトラブルを回避することができる。

【0062】

その後、第 1 のタイマ T M 1 がオフとなると ( $50\text{ msec}$  が経過すると)、FET (T41) がオフとなり、電流  $I_{r4}$  は、コンデンサ C1 を充電する電流のみとなるので、該電流  $I_{r4}$  は急速に減少し、電圧  $V_{ins}$  と電圧  $V_c$  との間の電位差は単調減少することになる。そのときの減少勾配は、「 $C1 * R_{240}$ 」の大きさに規制されることになる。

【0063】

コンデンサ C1 の充電が終了して、電流  $I_{r4}$  が零となると、電圧  $V_{ins}$  と電圧  $V_c$  との間の電位差は、 $V_{clmp}$  に収束する。 $V_{clmp}$  が第 2 の所定値である。

【0064】

従って、図 3 の符号 X1 に示した領域では、電圧  $V_{ins}$  と電圧  $V_c$  との間に電圧  $V_{clmp}$

10

20

30

40

50

が生じるので、通常動作による電流の増加（領域 X 1 に示す電流増加）では、コンパレータ C M P 1 の出力が反転することなく、「H」レベルを維持する。また、障害物の挟み込みにより、駆動用モータ M 1 に流れるモータ電流 I D が増加し、電圧 V ins が基準電圧 V c を下回ると、コンパレータ C M P 1 の出力信号が反転して、「L」レベルとなるので、図 1 に示したドライバ 1 1 の制御により、F E T ( T 1 ) をオフとし、駆動用モータ M 1 を停止させる。但し、第 2 の所定値 V c l m p を大きく設定すると誤反転防止効果は強まるが、挟み込み発生時の反転荷重は増大する。逆に、第 2 の所定値を小さくすると反転荷重は低下するが、図 3 の符号 X 1 に示す電流変化に対する誤反転防止効果も低下するので、これらを考慮して、T M 1、T M 2、時定数 C 1 \* R 2 4 0 を設定する必要がある。

【 0 0 6 5 】

10

こうして、駆動用モータ M 1 の起動開始後、一旦低下して再度上昇する電流による誤停止を防止することができ、且つ、この時間帯で挟み込みが発生した場合には確実にこれを検知し、駆動用モータ M 1 を停止させることができるのである。

【 0 0 6 6 】

このようにして、本実施形態に係るパワーウインドの駆動装置 1 0 0 では、駆動用モータ M 1 の駆動を開始した際に、駆動開始後第 1 のタイマ T M 1 で計時される時間が経過するまでの間（例えば、5 0 msec）は、第 1 の所定値で設定される電位差が、電圧 V ins と電圧 V c との間に発生するので、駆動時に発生する突入電流により、駆動用モータ M 1 が停止するというトラブルを回避することができる。

【 0 0 6 7 】

20

また、第 1 のタイマ T M 1 による計時が終了し、第 2 のタイマ T M 2 による計時が継続している間（例えば、駆動開始後 5 0 ~ 2 0 0 msec の間）は、第 2 の所定値（V c l m p）で設定される電位差が、電圧 V ins と電圧 V c との間に発生するので、駆動初期に生じる電流の上昇（図 3 の符号 X 1 に示す電流上昇）が発生した場合に、駆動用モータ M 1 が誤停止するというトラブルを回避することができ、且つ、挟み込みが発生した場合には、確実にこれを検知して駆動用モータ M 1 を停止させることができる。

【 0 0 6 8 】

以上、本発明のパワーウインドの駆動装置を図示の実施形態に基づいて説明したが、本発明はこれに限定されるものではなく、各部の構成は、同様の機能を有する任意の構成のものに置き換えることができる。例えば、上記した実施形態では、第 1 のタイマ T M 1 の計時時間を 5 0 msec、第 2 のタイマ T M 2 の計時時間を 2 0 0 msec に設定する例を挙げたが、本発明はこれに限定されるものではなく、駆動用モータ M 1 の特性に応じて、適切な時間を設定することができる。

30

【産業上の利用可能性】

【 0 0 6 9 】

パワーウインドの挟み込みを防止する上で、極めて有用である。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 7 0 】

【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ブロック図である。

40

【図 2】図 1 に示したパワーウインドの駆動装置の具体的な構成を示す回路図である。

【図 3】駆動用モータを駆動させたときの電流の変化を示す特性図である。

【符号の説明】

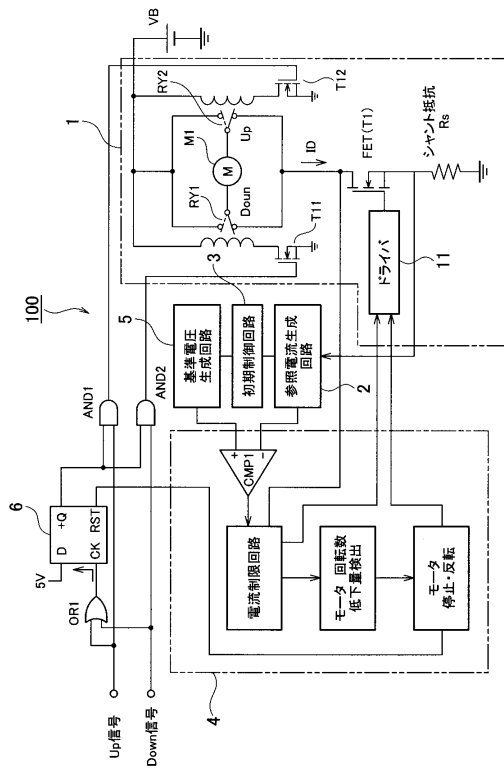
【 0 0 7 1 】

- 1 駆動回路
- 2 参照電流生成回路
- 3 初期制御回路
- 4 比較回路
- 5 基準電圧生成回路
- 6 フリップフロップ回路

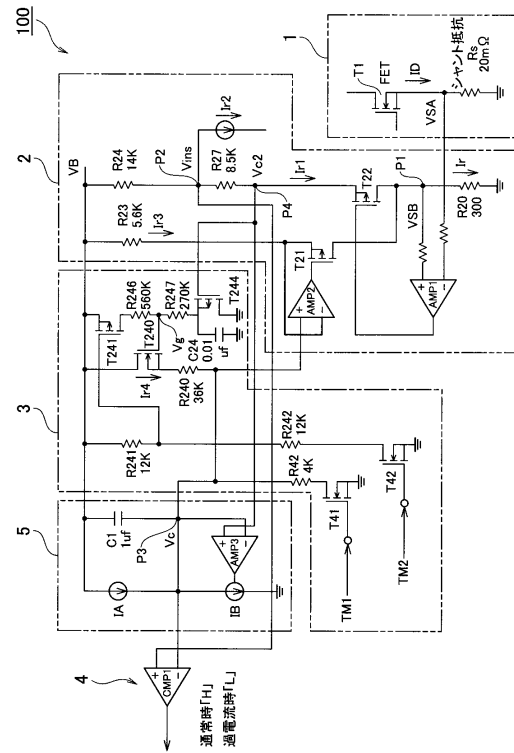
50

1 1 ドライバ  
 1 0 0 パワーウィンドの駆動装置  
 M 1 駆動用モータ

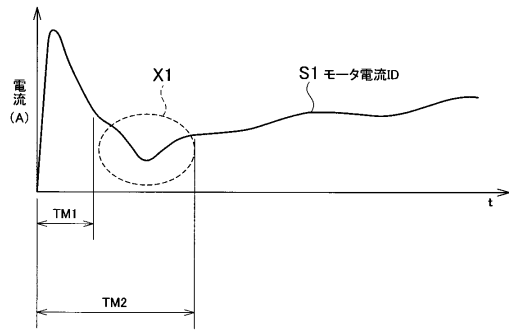
【図 1】



【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 安食 泰秀

(56)参考文献 特開2003-176664(JP,A)  
特開平09-125815(JP,A)  
特開2003-154854(JP,A)  
特開2001-020605(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H02P 7/06  
B60J 1/17  
E05F 15/16