

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3907196号

(P3907196)

(45) 発行日 平成19年4月18日(2007.4.18)

(24) 登録日 平成19年1月26日(2007.1.26)

(51) Int. Cl.

F I

E O 5 F 15/16 (2006.01)

E O 5 F 15/16

B 6 0 J 1/00 (2006.01)

B 6 0 J 1/00

C

B 6 0 J 1/17 (2006.01)

B 6 0 J 1/17

A

H O 2 P 3/08 (2006.01)

H O 2 P 3/08

A

請求項の数 2 (全 28 頁)

(21) 出願番号 特願2003-312588 (P2003-312588)
 (22) 出願日 平成15年9月4日(2003.9.4)
 (65) 公開番号 特開2005-82969 (P2005-82969A)
 (43) 公開日 平成17年3月31日(2005.3.31)
 審査請求日 平成17年12月22日(2005.12.22)

(73) 特許権者 000006895
 矢崎総業株式会社
 東京都港区三田1丁目4番28号
 (74) 代理人 100105647
 弁理士 小栗 昌平
 (74) 代理人 100105474
 弁理士 本多 弘徳
 (74) 代理人 100108589
 弁理士 市川 利光
 (74) 代理人 100115107
 弁理士 高松 猛
 (72) 発明者 望月 靖之
 静岡県榛原郡榛原町布引原206-1 矢
 崎部品株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 パワーウインド挟み込み防止装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

ウインドガラスによる異物の挟み込みをモーター電流の変化から検出するパワーウインド挟み込み防止装置であって、

パワーウインドモーターに流れるモーター電流を検出する電流検出回路と、前記モーター電流の増加量が所定値を超えた際に前記電流検出回路から出力される電流制限制御信号に従って前記モーター電流を所定の範囲で減少および増加させる電流制限回路と、前記モーター電流の増加から挟まれを判定し、前記パワーウインドモーターを反転させる挟み込み判定回路と、を備え、

前記電流検出回路が、前記パワーウインドモーターおよび前記電流制限回路に直列に接続され、前記モーター電流が流されるシャント抵抗と、当該シャント抵抗の n 倍の抵抗値を有するリファレンス抵抗と、前記シャント抵抗に掛かる電圧に基づいて、前記リファレンス抵抗に流す前記モーター電流の n 分の1のリファレンス電流を増減させる電流追従回路と、を含み、

前記電流追従回路が、前記リファレンス電流の増減を制御し且つ、前記モーター電流の増加に伴い低下する第1基準電圧および当該第1基準電圧よりも高い所定の電圧値を示す第2基準電圧を前記リファレンス電流を基に生成するリファレンス電流制御回路と、前記第1基準電圧が一方の入力端子に印加される第1のコンパレータと、当該第1のコンパレータの出力に従って前記第1基準電圧の平均値を示す第3基準電圧を生成しながら当該第3基準電圧を前記第1のコンパレータの他方の入力端子に印可する充放電回路と、を含み

10

20

、そして、

前記電流検出回路ならびに前記パワーウインドモーターに供給される電源電圧を監視し且つ当該電源電圧が低いときに前記第3基準電圧をクランプして常に一定電圧降下させ、それにより前記第2基準電圧と前記第3基準電圧との電位差が所定電圧以下にならないようにする電位差発生回路を更に備えていることを特徴とするパワーウインド挟み込み防止装置。

【請求項2】

前記電位差発生回路は、前記電源電圧を監視して当該電源電圧が低いかな否かを判定し且つ、その判定結果を示すクランプ回路制御信号を出力する電源電圧監視回路と、前記充電回路に設けられ且つ、前記電源電圧が低いことを示す前記クランプ回路制御信号に従って電圧降下回路により前記第3基準電圧をクランプするクランプ回路と、を含むことを特徴とする請求項1に記載したパワーウインド挟み込み防止装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、車両のパワーウインドによる異物（例えば、人の手指、首、等）の挟み込みを防止する装置に関し、特に、異物の挟まれを誤認無く迅速に判定するパワーウインド挟み込み防止装置の改良に関する。

【背景技術】

【0002】

車両のウインドガラスを自動開閉する装置は、一般にパワーウインドと呼ばれ、モーターによりウインドガラスを開閉させる装置である。パワーウインドにはウインドガラスによる異物の挟まれを防止する対策としてジャミング・プロテクション（即ち、Jamming protection）を備えるためにパワーウインド挟み込み防止装置が採用されているが、一般的なパワーウインド挟み込み防止装置では、ウインドガラスの上昇中に異物の挟まれが発生した際、挟まれた異物に掛かる荷重がモーター電流の増加により著しく増大してしまうため、このモーター電流の増加を抑制するようにモーター電流を制限する必要があった。

【0003】

そこで、上記事情に鑑みて改良されたパワーウインド挟み込み防止装置が提案されている（例えば、特許文献1参照）。

【特許文献1】特開2002-295129号公報

【0004】

以下の図面の記載において、同一または機能的に類似する部分には同一または類似の符号を付している。

【0005】

特許文献1で提案されているパワーウインド挟み込み防止装置について添付図面を参照して詳細に説明する。

（パワーウインド挟み込み防止装置の概要）

図3は、特許文献1で提案されているパワーウインド挟み込み防止装置の一例のブロック図である。このパワーウインド挟み込み防止装置は、挟まれ等による異常電流検出回路2と、正転・反転回路を備えたパワーウインドモーター5と、挟み込み判定回路6と、モーター電流制限回路7と、を有している。尚、正転・反転回路を備えたパワーウインドモーター5は、パワーウインドモーターを含んだ正転・反転回路5と考えてもよい。電流検出回路2と、正転・反転回路5と、電流制限回路7の三つの回路は、モーター電流IDの流れる電線1に直列に接続されて電源供給装置VBに接続される。

（挟まれ等による異常電流検出回路2の概要）

電流検出回路2は、モーター電流IDの挟まれ等による異常電流を検出して、信号線9を介して異常電流検出信号（電流制限制御信号）を電流制限回路7に出力する。電流検出回路2は、マルチソース電界効果トランジスタ（FET）またはマルチ抵抗と、電流追従回路3と、スタート回路4と、を有している。

【 0 0 0 6 】

マルチソース F E T は、メイン F E T とリファレンス (Reference) F E T で構成される。また、マルチ抵抗は、シャント抵抗とリファレンス (Reference) 抵抗で構成される。マルチソース F E T またはマルチ抵抗のカレントセンシングレシオ (n : Current Sensing Ratio) すなわち、例えばメイン抵抗に対するリファレンス抵抗の抵抗成分の比を 1 を超えて好ましくは 1 0 0 以上に設定する。モーター電流 I D をメイン F E T またはシャント抵抗に流す。そして、 $ID=n \cdot I_{ref}$ の条件を満たすリファレンス電流 I ref がリファレンス F E T またはリファレンス抵抗に流れるように、リファレンス電流 I ref を制御する。

【 0 0 0 7 】

メイン FET またはシャント抵抗がモーターのハイサイド (High side : モーターに対して電源側) に有る場合には、メイン FET のソース電位またはシャント抵抗のモーター側電位 VSA と、リファレンス FET のソース電位またはリファレンス抵抗の接地側電位 VSB とは、上記 $ID=n \cdot I_{ref}$ の条件を満足するために、 $VSA=VSB$ の条件を満足する必要がある。モーターが正常回転しているとき、ウインドガラスの駆動力の変動によりモーター電流 I D が変化するとメイン FET のソース電位等 VSA も変化するが、リファレンス電流 I ref を制御して $VSA=VSB$ の条件を維持する。

【 0 0 0 8 】

次に、挟まれ (Jamming) 等によって発生する異常電流を検出する方法について説明する。リファレンス電流 I ref を追従速度の異なる 2 つの電流成分に分ける。リファレンス電流 I ref は、追従速度の遅い電流成分 I ref-s と、追従速度の速い成分 I ref-f とに分けられて流れる。追従速度の遅い電流成分 I ref-s はモーターが正常に回転しているときのモーター電流 I D の変化には追従するが、挟まれが発生したときのモーター電流 I D の急激な変化には追従できないように設定する。一方、追従速度の速い電流成分 I ref-f は挟まれが発生したときの電流変化のみならず、モーター電流 I D の中に含まれる脈動成分にも追従できるように設定する。追従速度の速い電流成分 I ref-f の追従性を良くすればするほど、追従速度の遅い電流成分 I ref-s は変化する必要がなくなり安定してくる。このような条件を満足させるため、追従速度の速い電流成分 I ref-f の追従速度は、追従速度の遅い電流成分 I ref-s の 8 0 0 ~ 1 0 0 0 倍の速さに設定する。

【 0 0 0 9 】

このように設定すると、半導体スイッチング素子の On/Off 動作時を除けば追従速度の速い電流成分 I ref-f はモーター電流 I D の変化を正確に反映する。追従速度の速い電流成分 I ref-f を、リファレンス抵抗より抵抗値の大きい抵抗に流すことによりモーター電流 I D の変化を電圧に変換する。この電圧の変換により、モーター電流 I D の変化をシャント抵抗またはメイン F E T のオン抵抗で電圧に変換して得られる微小変動を増幅した変動を検出できる。

【 0 0 1 0 】

挟まれが発生すると追従速度の速い電流成分 I ref-f はモーター電流 I D に追従して増加するが、追従速度の遅い電流成分 I ref-s はほとんど変化しない。そのため追従速度の速い電流成分 I ref-f の平均値と追従速度の遅い電流成分 I ref-s の間には差が生じ、 $(I_{ref-f} \text{の平均値}) > (I_{ref-s})$ の大小関係となる。この大小の差があらかじめ設定した値を超えたら、異常電流検出信号を発生させ、モーターのハイサイド (High side) にあるマルチソース FET またはモーターのロウサイド (Low side : 接地側) にある電流制限回路 7 の半導体スイッチング素子 (FET またはバイポーラ (Bipolar) トランジスタ) をオフする。

【 0 0 1 1 】

その後、挟み込みが発生している間、マルチソース FET またはモーターのロウサイドにある半導体スイッチング素子が On/Off 動作と連続 On 動作を繰り返す動作を行なう。この On/Off 動作と連続 On 動作を繰り返す動作により、以下に説明するがモーター電流 I D の増加を制限することができる。

(モーター電流制限回路 7 の概要)

電流制限回路 7 は、異常電流検出信号を入力されて、モーター電流 I D が増加してい

10

20

30

40

50

ないように制限する。この制限は、マルチソースFETまたはモーターのロウサイドにある半導体スイッチング素子がOn/Off動作と連続On動作を交互に繰り返すことにより行なわれ、このOn/Off動作と連続On動作を繰り返す動作の信号が信号線10を介して挟み込み判定回路6に出力される。電流制限回路7は、モーター電流IDをOnOffすることが可能なFET等の半導体スイッチング素子と、この半導体スイッチング素子のOnの基準電圧とOffの基準電圧を生成する基準電圧回路8と、を有している。

【0012】

モーター電流IDが、On/Off動作と連続Onを繰り返す動作に入ると、モーター電流IDは電流制限されて、その平均値は挟まれ発生直前より若干大きい値に維持される。モータートルクはモーター電流に比例するので、これによりモータートルクはウインドガラスの駆動に要するトルクより若干大きいトルクに保持される。このような必要最小限のトルクを確保することで、悪路等によるガラス駆動力の瞬間的変動があっても誤反転しないという条件下での、最小の挟まれ荷重を実現することが可能となる。

(挟み込み判定回路6の概要)

挟み込み判定回路6は、入力したOn/Off動作と連続On動作を繰り返す動作の信号に基づいて挟み込みか否かを判定する。挟み込みと判定した場合は、信号線11を介してウインドガラスを開ける旨のウインドダウン信号を正転・反転回路5に出力する。

【0013】

挟み込みの判定には、挟まれによりモーター回転数が低下するに連れて、半導体スイッチング素子のOn/Off動作の期間が長くなり、半導体スイッチング素子の連続On動作の期間が短くなることを利用する。例えば、On/Off動作の期間が一定の長さに達したときに、挟み込みと判定する。挟み込みと判定すると、マルチソースFETまたは半導体スイッチング素子を遮断して、モーターを停止させ、一定時間経過後、モーター5を反転駆動させる。このことにより、ウインドガラスが開き、挟まれた異物の挟み込みを防止することができる。

(正転・反転回路を備えたパワーウインドモーター5の概要)

正転・反転回路5は、ウインドアップの信号を入力することにより、ウインドガラスを閉める方向にモーターを回転させ、ウインドダウンの信号を入力することにより、ウインドガラスを開ける方向にモーターを回転させる。さらに、信号線11を介してウインドダウン信号を入力した場合は、ウインドガラスを閉める方向から開ける方向にモーターの回転を反転させる。正転・反転回路5は、Hブリッジ回路またはリレー回路を有している。Hブリッジ回路を用いる場合、Hブリッジ回路を構成、あるいは接続する4個のFETを用いる。4個のFETのうちハイサイドのトランジスタを用いて電流検出回路2および電流制限回路7を構成してもよいし、ハイサイドのトランジスタを用いて電流検出回路2を構成し、ロウサイドのトランジスタを用いて電流制限回路7を構成してもよい。

【0014】

図4(a)～図4(c)は、パワーウインド挟み込み防止装置のブロック図の変形例を示している。すなわち、電流検出回路2は、電源供給装置VBのプラス端子またはマイナス端子と等価なグランドに接続し、正転・反転回路5および電流制限回路7についてはモーター電流IDを流す順番は構わない。具体的には、図4(a)に示されるように電流検出回路2 電流制限回路7 正転・反転回路5といった順番、図4(b)に示されるように電流検出回路2 正転・反転回路5 電流制限回路7といった順番(即ち、図3に示される順番と同じ順番)、図4(c)に示されるように正転・反転回路5 電流制限回路7 電流検出回路2といった順番、等でもよく、これらのような順番の違いによりパワーウインド挟み込み防止装置の作用や効果に大きな違いは生じないものと考えて良い。

【0015】

図5は、パワーウインド挟み込み防止装置の回路図の一例を示している。パワーウインド挟み込み防止装置における電流検出回路2、電流制限回路7および挟み込み判定回路6の回路構成と回路の動作について、ここで詳細に説明する。

1. 電流検出回路2の説明

10

20

30

40

50

1 - 1 . 電流検出回路 2 の回路構成

シャント抵抗とリファレンス抵抗を用い、リファレンス電流 I_{ref} を 2 つの追従速度の異なる電流成分 I_{ref-s} と I_{ref-f} に分けて異常電流を検出する回路について説明する。

【 0 0 1 6 】

図 5 の電流検出回路 2 は、電源供給装置 V_B のプラス端子に接続するシャント抵抗 R_1 とリファレンス抵抗 R_{20} と、その抵抗 R_1 と R_{20} に接続する電流追従回路 3 と、電流追従回路 3 にプラス入力端子とマイナス入力端子が接続し出力端子が電流制限回路 7 に接続するコンパレータ CMP_2 と、5 V 電源と CMP_2 の出力端子間に接続する抵抗 R_{25} と、を有している。

【 0 0 1 7 】

電流追従回路 3 は、プラス入力端子がリファレンス抵抗 R_{20} に接続し、マイナス入力端子がシャント抵抗 R_1 に接続するコンパレータ CMP_1 と、 CMP_1 の出力端子に接続し、抵抗 R_{21} と接地するコンデンサ C_1 を直列接続して構成される第 1 の充放電回路と、 CMP_1 の出力端子に接続し、抵抗 R_{22} と接地するコンデンサ C_2 を直列接続して構成される第 2 の充放電回路と、コンデンサ C_1 と C_2 の間に接続される抵抗 R_{28} と、ドレイン端子が CMP_1 のプラス入力端子に接続されゲート端子がコンデンサ C_1 に接続される $nMOSFET$ (T_{21}) と、一端が FET (T_{21}) のソース端子と CMP_2 のプラス入力端子に接続し他端が接地する抵抗 R_{23} とで構成される第 1 のソースフォロア回路と、ドレイン端子が CMP_1 のプラス入力端子に接続されゲート端子がコンデンサ C_2 に接続される $nMOSFET$ (T_{22}) と、アノード端子が FET (T_{22}) のソース端子と接続するダイオード D_{21} と、一端がダイオード D_{21} のカソード端子と CMP_2 のマイナス入力端子に接続し他端が接地する抵抗 R_{24} とで構成される第 2 のソースフォロア回路と、を有している。

【 0 0 1 8 】

尚、図 5 中の抵抗 R_{21} 等に添えられた $910K$ は、抵抗 R_{21} の抵抗値が $910K$ であることを表している。同様に、コンデンサ C_2 等に添えられた $0.1\mu f$ は、コンデンサ C_2 の容量が $0.1\mu F$ であることを表している。

1 - 2 . 電流検出回路 2 の動作説明

図 5 ではシャント抵抗 R_1 、正転・反転リレー回路 5 と On/Off 動作を行なう半導体スイッチング素子 (FET) T_1 が、モーター電流 I_D の流れる電線 1 に対して直列に接続され、電源供給装置 (例えば、バッテリー) V_B のプラス端子およびマイナス端子に接続されている。正転・反転リレー回路 5 の正転・反転リレーはトランジスタ T_2 および T_3 により駆動され、正転 (アップ (Up) 動作) では T_2 がオンし、反転 (ダウン ($Down$) 動作) では T_3 がオンする。マルチ抵抗はシャント抵抗 R_1 とリファレンス抵抗 R_{20} で構成される。図 5 の回路例では R_1 の抵抗値は $34m$ 、 R_{20} の抵抗値は 55 に設定されている。モーター電流 I_D はシャント抵抗 R_1 を流れ、リファレンス電流 I_{ref} はリファレンス抵抗 R_{20} を流れる。抵抗 R_1 及びコンデンサ C_2 等の抵抗値及び容量を便宜上抵抗 R_1 等の符号 R_1 と同じ R_1 等と表記する。そこで、 $R_1 * I_D = R_{20} * I_{ref}$ の条件を満足するときの電流比 n は式 1 のようになる。

【 0 0 1 9 】

$$n = I_D / I_{ref} = R_{20} / R_1 = 55 / 0.034 = 1618 \quad \dots \text{式 1}$$

コンパレータ CMP_1 はオペアンプからなり、 CMP_1 のマイナス入力端子にはシャント抵抗 R_1 のモーター側電位が入力され、 CMP_1 のプラス入力端子にはリファレンス抵抗 R_{20} の接地側電位が入力される。 CMP_1 の出力と接地電位レベル (GND) 間には抵抗 R_{21} とコンデンサ C_1 を直列接続した第 1 の充放電回路が接続され、コンデンサ C_1 は CMP_1 の出力 (充放電制御信号 CMP_1_OUT) により、抵抗 R_{21} を介して充放電される。コンデンサ C_1 の非接地側は FET T_{21} のゲート端子に接続され、 FET T_{21} のドレイン端子はリファレンス抵抗 R_{20} に接続され、 T_{21} のソース端子は抵抗 R_{23} を通して接地されている。 FET T_{21} と抵抗 R_{23} は第 1 のソースフォロア回路を構成するので、 FET T_{21} および抵抗 R_{23} にはコンデンサ C_1 の電位に比例した電流が流れる。この電流がリファ

10

20

30

40

50

レンス電流 I_{ref} の追従速度の遅い電流成分 I_{ref-s} になる。一方、コンパレータ CMP1 の出力と接地電位レベル (GND) 間には抵抗 R_{22} とコンデンサ C_2 を直列接続した第 2 の充放電回路が接続され、コンデンサ C_2 は CMP1 の出力により、抵抗 R_{22} を介して充放電される。コンデンサ C_2 の非接地側は FET T_{22} のゲート端子に抵抗 R_{28} を介して接続され、FET T_{22} のドレイン端子はリファレンス抵抗 R_{20} に接続され、 T_{22} のソース端子はダイオード D_{21} と抵抗 R_{24} を通して接地されている。FET T_{22} とダイオード D_{21} および抵抗 R_{24} は第 2 のソースフォロア回路を構成するので、FET T_{22} 、ダイオード D_{21} 、および抵抗 R_{24} にはコンデンサ C_2 の電位に比例した電流が流れる。これがリファレンス電流 I_{ref} における追従速度の速い電流成分 I_{ref-f} になる。コンデンサ C_1 と C_2 の非接地側は抵抗 R_{28} で接続され、モーター電流 I_D が変化しないときは C_1 および C_2 の電位が等しくなるようになっている。すなわち、コンパレータ CMP1 の出力にはコンデンサ C_1 、 C_2 と抵抗 R_{21} 、 R_{22} からなる 2 つの充放電回路が並列に接続され、それぞれのコンデンサ C_1 、 C_2 の電位に比例した電流を流す 2 つのソースフォロア回路がリファレンス抵抗 R_{20} と接地間に並列接続されることになる。第 1 の充放電回路の時定数は第 2 の充放電回路の時定数より大きく設定される。この回路例では第 1 の充放電回路の時定数は式 2 のようになり、第 2 の充放電回路の時定数は式 3 のようになり、その比は 1 : 894 となる。

【0020】

$$\begin{aligned} (\text{第 1 の充放電回路の時定数}) &= R_{21} * (R_{22} + R_{28}) / (R_{21} + R_{22} + R_{28}) * C_1 \\ &= 910K * (5.1K + 910K) / (910K + 5.1K + 910K) * 1 \mu f = 456ms \quad \dots \text{式 2} \end{aligned}$$

$$(\text{第 2 の充放電回路の時定数}) = R_{22} * C_2 = 5.1K * 0.1 \mu f = 0.51ms \quad \dots \text{式 3}$$

挟み込みの検出はコンパレータ CMP2 で行なう。CMP2 のプラス入力端子には T_{21} のソース電位が入力され、マイナス入力端子には T_{22} のソース電位よりダイオード D_{21} の順方向電圧降下約 0.7V だけ低下した電位が入力される。 T_{21} と T_{22} のゲート～ソース間電位はほぼ等しいので、 D_{21} の電圧降下分が挟み込みにより増加する異常電流の検出値となる。挟み込みが発生して I_{ref-f} が増加すると CMP2 の出力 (電流制限制御信号 CPOUT_B) が H レベルから L レベルに変化する。そして、電流制限回路 7 の NOR1 の出力が H レベルになり、トランジスタ T_{31} がオンし、半導体スイッチング素子であるトランジスタ T_1 がオフする。このときの挟み込みによる異常電流の検出は次のようにしてなされる。

【0021】

(a) まず、リファレンス電流 I_{ref} を図 5 のように追従速度の遅い成分 I_{ref-s} と速い成分 I_{ref-f} に分けて構成する。モーター電流 I_D の変化は脈動成分まで含めて I_{ref-f} に現れ、 T_{22} のソース電位、すなわち CMP2 のマイナス入力端子電圧 (V_{ins}) に正確に反映される。その結果、 I_{ref-s} 側の T_{21} のソース電位、すなわち CMP2 のプラス入力端子電圧 (V_c) はモーター電流 I_D の速い変動の影響を受けなくなり、長い期間の平均値のみが反映される。このため挟み込みが発生して電流制限を行なう間はほぼ一定の電位を保ち、理想的な基準電圧を実現することができる。

【0022】

(b) 追従速度の速い成分 I_{ref-f} にはモーター電流の脈動成分による変動分が含まれている。脈動電流の振幅を I_{D-rip} 、 I_{ref-f} の脈動成分を $I_{ref-f-rip}$ とすると $I_{ref-f-rip} = I_{D-rip} / n$ となる。 $I_{ref-f-rip}$ により抵抗 R_{24} に発生する電圧変動分 V_{rip} は、式 4 のように $R_{24} = 1.5K$ 、 $I_{D-rip} = 0.5A$ の場合は、0.46V となる。

【0023】

$$\begin{aligned} V_{rip} &= I_{ref-f-rip} * R_{24} \\ &= I_{D-rip} / n * R_{24} = 0.5A / 1618 * 1.5K = 0.46V \quad \dots \text{式 4} \end{aligned}$$

すなわち、CMP2 のマイナス入力端子電圧は脈動成分により、振幅 $\pm 0.23V$ ($\pm V_{rip} / 2$) で振動している。従って I_{ref-f} の平均値が 0.47V ($= 0.7V - 0.23V$) 増加すると CMP2 の出力は H レベルから L レベルに反転することになる。

【0024】

10

20

30

40

50

この0.47Vをモーター電流 I_D に換算すると0.51A ($= 0.47V / R_{24} \cdot n = 0.47V / 1.5K \cdot 1618$) となる。すなわち、図5の回路例では挟み込みによりモーター電流 I_D の平均値が0.51A増加するとCMP2出力はLレベルとなり、T31がオンしT1はオフ状態に向かう。

【0025】

(c) 図6に示すように、CMP2の出力がLレベルに反転する前(時間 t_1 の前)はモーター電流 I_D が増加しているので、CMP1の出力はHレベルになっている。T31がオンするとT1のゲートに過充電された電荷が放電する時間だけ遅れてモーター電流 I_D は減少し始める。この時点でCMP1の出力はH→Lレベルに遷移し始めるが、CMP1はオペアンプで構成されているので、オペアンプの応答遅れのため、出力がHからLに変化するのに遅れ時間が発生する。

10

【0026】

CMP2の出力がLレベルに反転してからCMP1出力がHレベルから低下してコンデンサC2の電位に等しくなるまでの時間 t_1 の間はC2が充電されるので、 I_{ref-f} は増加し、CMP2のマイナス入力端子電圧は増大する。その後、CMP1の出力がC2電位より低くなるとC2は放電され始め、時間 t_1 の間に充電された電荷量が放電し終わるまでの時間 t_2 の後にCMP2のマイナス入力端子電圧は元の電圧、すなわちCMP2出力がH→Lに遷移し始めたときの電圧に戻る。この間プラス入力端子電圧は変化しない。

【0027】

時間 t_2 を過ぎるとCMP2出力はHレベルに反転し、FET T1はオンする。すなわち、モーター電流 I_D が増加してCMP2の出力がLレベルに反転してから時間 $t_1 + t_2$ の間はCMP2出力はLレベルを維持する。C2の電位がCMP1の出力のHレベルとLレベルの間にあると $t_1 \sim t_2$ の関係となる。時間 $t_1 + t_2$ はT1のターンオフ遅れ時間、オペアンプの応答速度およびモーター電流 I_D の減少速度により決まるが、T1のターンオフ遅れ時間とオペアンプの応答速度は一定であるので、時間 $t_1 + t_2$ はモーター電流 I_D の減少速度に依存し、減少速度が遅くなるに連れて長くなる。

20

【0028】

CMP2出力が再度L→Hになり、T1がオンするとモーター電流 I_D が増加し始める。このため、CMP1の出力はLからHに向かうが、CMP1の出力がC2の電位より低い間、C2は放電され続ける。CMP2の出力がHレベルに反転してからCMP1出力がコンデンサC2の電位に等しくなるまでの時間を時間 t_3 とする。CMP1の出力がC2電位を超えるとC2は充電され始める。時間 t_3 に放電した電荷量と同量の電荷が充電されるまでの時間 t_4 を経過するとCMP2の出力は反転してLになり、T1はオフする。すなわち、時間 $t_3 + t_4$ の間はCMP2の出力がHレベルを維持する。時間 $t_3 + t_4$ はオペアンプの応答速度およびモーター電流 I_D の増加速度により決まるが、オペアンプの応答速度は一定であるので、時間 $t_1 + t_2$ はモーター電流 I_D の増加速度に依存し、増加速度が速くなるに連れて短くなる。

30

【0029】

(d) 挟み込み検出値の設定にダイオードD21の順方向電圧降下を用いたのはモーター電流 I_D が変化して、 I_{ref-f} の平均値が変化しても挟み込み検出値を一定にするためである。しかし、この方法では挟み込み検出値を変更する必要がある場合はダイオードD21の順方向電圧降下を変更できないので、抵抗R24の値を調整して行なうことになる。上述の(b)項の説明から判るようにR24の値を大きくすると挟み込み検出値は小さくなり、逆にR24の値を小さくすると挟み込み検出値が大きくなる。

40

【0030】

(e) 挟み込み検出値の設定をダイオードD21に代えて抵抗を用いて行なうことも可能である。この場合、モーター電流 I_D が増加するとそれに比例して挟み込み検出値が大きくなる。

2. 電流制限回路7の説明

2-1. 電流制限回路7の回路構成

図5の電流制限回路7は、入力端子がCMP2の出力端子に接続するNORゲートNO

50

R 1 と、出力端子が N O R 1 の入力端子に接続するコンパレータ C M P 3 と、C M P 3 のマイナス入力端子に接続する基準電圧回路 8 と、ドレイン端子が C M P 3 のプラス入力端子に接続し、ソース端子が接地された半導体スイッチング素子 T 1 と、スイッチング素子 T 1 のゲート端子に接続された可変抵抗 R 3 2 と、ゲート端子が N O R 1 の出力端子に接続し、ドレイン端子が抵抗 R 3 2 に接続し、ソースが接地された F E T (T 3 1) と、電源供給装置 V B のプラス端子と T 3 1 のドレイン端子間に接続された抵抗 R 3 1 と、C M P 3 のプラス入力端子と接地間に接続された抵抗 R 3 3 と、C M P 3 の出力端子と 5 V 電源間に接続された抵抗 R 3 7 と、を有している。

【 0 0 3 1 】

基準電圧回路 8 は、C M P 3 のマイナス入力端子と電源供給装置 V B 間に接続された抵抗 R 3 5 と、C M P 3 のマイナス入力端子と接地間に接続された抵抗 R 3 6 と、C M P 3 のマイナス入力端子に接続された抵抗 R 3 4 と、アノード端子が抵抗 R 3 4 に接続されたダイオード D 3 1 と、ドレイン端子がダイオード D 3 1 のカソード端子に接続し、ソース端子が接地され、ゲート端子が C M P 3 の出力端子に接続された F E T (T 3 2) と、を有している。

2 - 2 . 電流制限回路 7 の動作説明

モーター電流 I D の制限は図 5 の電流検出回路 2 と電流制限回路 7 を組み合わせて行なう。

【 0 0 3 2 】

始めに電流制限回路 7 の動作について説明する。電流検出回路 2 のコンパレータ C M P 2 の出力が H レベルのときは N O R ゲート N O R 1 の出力が L レベルとなり、トランジスタ T 3 1 はオフとなり、スイッチング素子 (トランジスタ) T 1 がオンする。T 1 が F E T の場合について説明すると、このときコンパレータ C M P 3 のプラス入力端子電圧は T 1 のドレイン端子に接続しているなので、ほぼ接地電位レベルが入力される。一方、C M P 3 のマイナス入力端子電圧は、R 3 4、R 3 5、R 3 6、ダイオード D 3 1 とトランジスタ T 3 2 で構成される基準電圧回路 8 で決まり、 $R 3 4 = 3.3 K$ 、 $R 3 5 = 10 K$ 、 $R 3 6 = 24 K$ に設定すると電源電圧 V B が 12.5 V のとき、T 3 2 がオフであれば 8.82 V となり、T 3 2 がオンであれば 3.03 V になる。いずれにせよ 3.03 V 以下には低下しないので、C M P 3 出力は L レベルとなる。従って、T 3 2 はオフになっている。挟まれが発生してコンパレータ C M P 2 の出力が L レベルになると N O R 1 の出力が H レベルになり、T 3 1 がオンし、T 1 がオフする。T 1 のドレイン電圧 V D S は接地電位レベルから上昇を始める。T 3 2 がオフになっているので、C M P 3 のマイナス入力端子電圧は 8.82 V であり、T 1 のドレイン電圧 V D S が 8.82 V 以上になると C M P 3 の出力は H レベルに反転し、N O R 1 の出力が L レベルになり、T 3 1 がオフし、T 1 がオンする。このとき同時に T 3 2 もオンするので、C M P 3 のマイナス入力電圧は 3.03 V に低下する。従って T 1 は一旦オンするとドレイン電圧 V D S が 3.03 V 以下に低下するまでオン状態を維持する。T 1 のドレイン電圧 V D S が 3.03 V 以下になると C M P 3 の出力は再度 L レベルになり、T 1 がオフし、同時に T 3 2 がオフして、C M P 3 のマイナス端子入力電圧は 8.82 V に上昇する。T 1 のドレイン電圧 V D S が 8.82 V を超えるまで T 1 はオフを続ける。これが On/Off 動作の 1 周期で、この状態は C M P 2 の出力が L レベルである限り継続する。

On/Off 動作におけるモーター電流 I D の不変性について

次に上記 On/Off 動作を行なうとき、On/Off 動作の 1 周期ではモーター電流 I D がほとんど変化しないことを説明する。図 7 に F E T T 1 の負荷線を付加した静特性曲線を示す。挟まれが発生する以前のモーターが正常に回転しているとき、T 1 は A 点で動作している。モーター負荷電流 I D が変化すると動作点はオーミック領域の例えば A 点と B 点の間で上下する。挟まれが発生するとモーター負荷電流 I D は増加し、T 1 の動作点は上方に移動して、B 点に達すると T 1 はオフする。B 点と A 点の電流差が挟み込み検出値である。T 1 がオフするとドレイン～ソース間電圧 V D S は拡大するが、そのときの T 1 の動作点は B 点を通る水平線上を右側に向かって移動する。言い換えれば、ドレイン電流 I D (= モーター負荷電流) は T 1 がオフしたときの値を維持したまま T 1 のドレイン～ソース間電圧 V D S は

10

20

30

40

50

拡大する。これはT 1のドレイン～ソース間電圧VDSが接地電位レベルと電源電圧の間を移動しているときはT 1のゲート～ドレイン間容量がミラー（Miller）効果により、見かけ上大きくなり、ゲート～ソース間電圧VGSがほとんど変化しなくなるからである。

ミラー効果について

図8は、スイッチング素子T 1の等価回路図である。ゲートドライバーによる充電で、ゲート～ソース間電圧VGSが微小電圧 VGS上昇したとする。これによりモーター電流IDがID増加し、モーターのインダクタンスLにより逆起電力 $E_c (=L \cdot dI_D/dt)$ が発生する。ゲート～ドレイン間容量CGDに充電される電荷 Qは、式5で表される。

【0033】

$$Q = CGD \cdot (VGS + ID \cdot Ra + Ec) \quad \dots \text{式 5}$$

10

ここでRaは電機子抵抗である。また、ゲート端子から見たCGDの容量Cmは式6で表される。

【0034】

$$Cm = Q / VGS = CGD \cdot (1 + ID \cdot Ra / VGS + Ec / VGS) \quad \dots \text{式 6}$$

容量Cmが“Miller容量”で、容量CGDの両端の電圧変化が VGSよりはるかに大きいことから生じる見かけ上の容量である。ゲートドライバーがゲート抵抗RGを介してFETのゲート電荷を充放電するときドライバー側から見える容量はCGDではなくてCmとなる。モーターのインダクタンスLが大きいと容量CmはCGDに比べて大きな値になり、On/Off動作時、ゲートドライバーがT 1のゲートを充放電してもゲート～ソース間電圧VGSはほとんど変化しなくなる。但しMiller効果が有効なのはメインFET（T 1）のドレイン電位VDSが接地電位レベル（GND）と電源電圧（VB）の間にあって自由に变化できるときだけある。このときT 1はピンチオフ領域にあるので、T 1の伝達コンダクタンスをGmとすると $ID = Gm \cdot VGS$ が成立する。この式からVGSがほぼ一定となればIDも変化せず、ほぼ一定になることが判る。

20

【0035】

図5においてトランジスタT 3 2がオンおよびオフしているときのコンパレータCMP3のマイナス入力端子電圧を図7においてそれぞれVLおよびVHとする。この回路例ではVL = 3.03V、VH = 8.82Vとなる。T 1の動作点が図7のB点を通る水平線上を右側に移動して電圧VHよりドレイン電圧VDSが大きくなるとCMP3出力がHレベルになり、T 1はオンする。実際の回路では回路の遅れによりVHを超えてしばらくしてから、オンする。図7ではVDSが10Vを超えたC点でオンし、VDSは接地電位レベルに向かって低下していく。VDSが電圧VLより小さくなるとCMP3の出力はLレベルになり、T 1は再びオフする。このようにしてT 1はCMP2の出力がLレベルである限り、On/Off動作を継続する。

30

On/Off動作によるIDの減少について

次にOn/Off動作を継続している間にドレイン電流IDが徐々に減少することを説明する。On/Off動作を開始したとき、T 1のドレイン電圧VDSは基準電圧VLおよびVHで規制されるので、T 1の動作点は、図7のC点～D点間で振動する。このときのVDSの平均値はG点であり、ほぼC点～D点間の中央になる。G点はT 1のDC的動作点である。これに対して線分CDはAC動作曲線となる。図7において直線aは、電源供給装置VBが12.5Vの場合のモーターが停止しているときのT 1の負荷直線であり、その勾配は電機子抵抗Raで決まる。直線b～gは直線aに平行で、それらの横軸上への投影はドレイン電流ID（=モーター電流）がモーターに流れたときの電圧降下量を表わすことができる。

40

【0036】

まず、挟まれが発生する直前について考察する。このときのT 1の動作点はA点である。モーター逆起電力をEmotor-A、ドレイン～ソース間電圧をVDSonとすると、式7が成立する。

【0037】

$$VB = VDSon + Ra \cdot ID + Emotor-A \quad \dots \text{式 7}$$

次に、挟まれが発生し、On/Off動作を開始した直後について考察する。IDはOn/Off動作に同期して変動するAC成分IDAとそれ以外のDC的成分IDDからなる。すなわちIDは、

50

$ID = IDA + IDD$ の関係を有する。 IDD が変化するとモーターインダクタンス L により逆起電力 E_{onoff} が発生する。その大きさは式 8 から求まる。

【 0 0 3 8 】

$$E_{onoff} = L * d(IDD)/dt \quad \dots \text{式 8}$$

On/Off動作時における T_1 のドレイン～ソース間電圧 V_{DS} の平均値を $V_{DSonoff}$ とするとこれは図 7 おける G 点に相当する。On/Off動作 1 周期の間はモーターの回転数が変化しないと仮定する。一方 ID も変化しないから式 9 が成立する。

【 0 0 3 9 】

$$V_B = V_{DSonoff} + R_a * ID + E_{motor-A} + E_{onoff} \quad \dots \text{式 9}$$

式 7 の両辺から式 9 の両辺を引くことにより、式 10 を得ることができる。

10

【 0 0 4 0 】

$$0 = V_{DSon} - V_{DSonoff} - E_{onoff}$$

$$E_{onoff} = V_{DSon} - V_{DSonoff} \quad \dots \text{式 10}$$

ここで、 V_{DSon} は連続 On 時のドレイン～ソース間電圧で約 0.3V である。 $V_{DSonoff}$ は G 点の電圧で、おおよそ 6.5V である。これにより E_{onoff} は式 10 より - 6.2V のマイナスの値となる。そして、 E_{onoff} がマイナスの値になるので、式 8 より IDD が減少することがわかる。

最小の反転荷重の実現（悪路等による誤作動防止）について

ID の DC 的成分 IDD が On/Off動作を行ないながら動作点 G から動作点 H に向かって減少すると、 I_{ref-f} が IDD に追従して減少し、 ID が図 7 の H 点に達すると CMP2 が L レベルから H レベルに反転し、FET T_1 の動作点は H 点から F 点に移動して、 T_1 は連続 On の状態になる。連続 On 状態になると ID は増加し、A 点を經由して B 点に至り、 T_1 は再び On/Off動作に入る。この間 I_{ref-s} は変化しないから、CMP2 のプラス入力端子電圧は変化しないので、A 点が固定され、それに伴い B～F 点も変化しない。従って On/Off動作と連続 On の状態を繰り返す間は電流 ID の電流値が一定範囲に制限される。

20

【 0 0 4 1 】

この一定範囲に制限された電流 ID の平均値は、電流制限動作に入る直前の ID の電流値よりわずかに大きい値に維持される。このことは 2 つの重要な意味を持つ。

【 0 0 4 2 】

1 つ目は、モータートルクは電流に比例するから、モータートルクを一定範囲に制限できることである。これにより、挟み込み荷重を制限することができる。

30

【 0 0 4 3 】

2 つ目は、悪路等を走行して挟み込みが発生しないにも関わらず反転するという誤作動を防止できることである。悪路等を走行中にパワーウインドを動作させたとき、車体の上下動により、ウインドガラスの駆動力が変化し、瞬間的に駆動力が増加して、それに伴いモーター回転数が低下して、 ID が増加し、 T_1 がオフし、電流制限モードに入る可能性がある。しかし、電流制限モードに入ってもその直前のガラス駆動力を維持しているので、上下動による荷重増加が無くなったときモーター回転数を元に回復させ、誤反転を回避することができる。但し、ガラス駆動力はこの間変化しないということが前提となる。そして、この前提は大部分のケースで成立する。以上の特徴により、悪路等による瞬間的駆動力の増加では誤反転を起さないという条件下で最小の反転荷重を実現することができる。

40

モーター回転数の低下に伴う On/Off動作期間と連続 On 期間の変化について

次に式 7 と式 9 を一般化した場合を考える。挟まれが発生してしばらく経過すると、モーター回転数は低下する。モーター逆起電力はモーター回転数に比例するから、そのときのモーター逆起電力を図 7 に示す $E_{motor-B}$ とすると、 $E_{motor-B} < E_{motor-A}$ の関係となる。この低下した回転数すなわち $E_{motor-B}$ の大きさの逆起電力で、 T_1 が連続 On の状態になると ID の増加スピードは以前と違って速くなり、モーターのインダクタンス L により、逆起電力 E_{on} が発生する。 $E_{on} = L * dID / dt$ となる。 E_{on} は式 7 にはなかったもので、これを用いて式 7 を書きなおすと式 11 のようになる。

【 0 0 4 4 】

$$V_B = V_{DSon} + R_a * ID + E_{motor-B} + E_{on} \quad \dots \text{式 11}$$

50

式 1 1 に対応する On/Off 動作の式は連続 On と On/Off 動作でモーター回転数が変わらないと仮定すると式 9 の Emotor-A を Emotor-B に置き換えることにより、式 1 2 となる。

【 0 0 4 5 】

$$VB = VDS_{onoff} + Ra * ID + Emotor-B + Eonoff \quad \dots \text{式 1 2}$$

式 1 1 と式 1 2 から式 1 3 が得られる。

【 0 0 4 6 】

$$Eon - Eonoff = VDS_{onoff} - VDS_{on} = 6.5V - 0.3V = 6.2V \quad \dots \text{式 1 3}$$

Eon の符号はプラス、Eonoff の符号はマイナスであるから、式 1 3 の意味することは連続 On 時の逆起電力 Eon と On/Off 動作時の逆起電力 Eonoff は符号が反対でその絶対値の和は一定となり、それぞれの VDS の差 $VDS_{onoff} - VDS_{on}$ に等しいということである。VDS の差はモーター回転数には関係なく一定である。モーター回転数が低下するに連れて、Emotor-B が小さくなるので、Eonoff の絶対値は小さくなり、Eon の絶対値は大きくなる。すなわち、モーター回転数が低下すると On/Off 動作時の ID の減少速度は低下し、連続 On 時の ID の増加速度は速くなることが判る。

10

【 0 0 4 7 】

更に、図 7 から判るように、On/Off 動作に入った直後 (G 点) の Eonoff (図 7 の Eonoff -D) より、On/Off 動作を抜け出すとき (H 点) の Eonoff (図 7 の Eonoff -C) の方が小さくなる。これは On/Off 動作期間中に電流の減少率が段々小さくなることを表わしている。また図 7 で Eon -F より、Eon -E の方が小さいことは連続 On 期間中に電流の増加率が段々小さくなることを表わしている。

20

On/Off 動作の周期について

T 3 1 がオンすると T 1 のゲート電荷は R 3 2 を通して放電され、T 1 のゲート～ソース間電圧 VGS が低下し始める。ID = $G_m * VGS$ であるから、ID が減少し始める。ID の減少によりモーターのインダクタンス L による逆起電力 E_c が発生し、且つ電機子抵抗 R_a による電圧降下もわずかではあるが縮小する。すなわち、モーターの電圧降下が降下分 $VM (= E_c + Ra * ID)$ だけ縮小する。ここで ID は ID の減少分を表わす。また、逆起電力 E_c は $E_c = L * ID / t$ で求まる。尚、On/Off 動作 1 周期の間にモーター回転数は変化しないと仮定している。

【 0 0 4 8 】

モーターの電圧降下の縮小分 VM により T 1 のドレイン電圧 VDS (ソースが接地されているので、ドレイン～ソース間電圧に等しい) は上昇し始める。T 1 のゲート～ドレイン間電圧が VM だけ拡大し、ゲート～ドレイン間容量 CGD が VM だけ充電される。この充電によりゲートに電荷が供給されるので、R 3 2 を通して電荷が放電されてもゲート電荷は減少しない。従って、ゲート～ソース間電圧 VGS は実質的にほとんど減少しない。これが Miller 効果である。

30

【 0 0 4 9 】

R 3 2 を通しての放電が続くと VDS は増加し、基準電圧 V_H を超えると T 3 1 がオフし、T 1 のゲートには電源電圧 VB から抵抗 R31 と R32 を経由して電流が流れ、ゲートは充電され始める。ゲートの充電によりゲート～ソース間電圧 VGS が増加し始めると ID が増加し、ゲート電荷放電の場合と同じように Miller 効果により、ゲート電荷が吸収される。このためゲート～ソース間電圧 VGS は実質的にほとんど変化しない。すなわち、R31 と R32 を経由して充電される電荷は Miller 効果によりキャンセルされる。ゲートの充電が進むと VDS が低下し、基準電圧 V_L を下回ると CMP3 出力が L になり、T 1 はオフ状態に入る。

40

【 0 0 5 0 】

Miller 効果により T 1 のゲートに電荷を供給するまたはキャンセルする電荷量は基準電圧 V_L と V_H で決まり、一定量である。この電荷量をゲート回路が充電し、その後放電するに要する時間が On/off 動作の 1 周期になる。ゲートの充電時間は電源電圧とゲート抵抗 R31 + R32 で決まり、放電時間はゲート抵抗 R32 で決まる。すなわち On/Off 動作の周期は基準電圧 V_L と V_H 、電源電圧 VB、およびゲート抵抗 R31 と R32 により決まる。従って、On/Off 動作の周期はゲート抵抗、より具体的には抵抗 R 3 2 を変えることにより変更できる。

50

3. 挟み込み判定回路 6 の説明

3 - 1. 挟み込み判定回路 6 の回路構成

図 5 の挟み込み判定回路 6 は、入力端子が電流制限回路 7 の CMP 3 の出力端子に接続され、80 μ 秒間カウントしないとリセットする 16 パルスカウンタで構成できる。

3 - 2. 挟み込み判定回路 6 の動作説明

パワーウィンド挟み込み防止装置は、電流検出回路 2 で挟み込みを検知し、電流制限回路 7 で電流制限してモーター電流 I_D を一定範囲に保った後、挟み込み判定回路 6 で挟み込みか否かを判定する。その判定方法について説明する。挟み込みによりモーター回転数が低下してくると T 1 の On/Off 動作期間が長くなり、T 1 の連続 On 期間が短くなる。この特性を利用して、挟み込みか否かを判定する。具体的な判定方法は下記の 3 通りがある。 10

【 0 0 5 1 】

(a) 連続 On 期間と On/Off 動作期間の比を検出して一定値に達したら挟み込みと判定する。連続 On 期間、および On/Off 期間は CMP2 出力で判る。CMP2 の出力が H レベルであれば連続 On で、L レベルであれば On/Off 動作である。従って CMP2 の出力をアナログ信号として平均化すれば目的とする比を検出できる。

【 0 0 5 2 】

(b) 連続 On 期間または On/Off 動作期間を計時して、一定値に達したら挟み込みと判定する。CMP2 の出力の H 期間または L 期間を計時して判定する。

【 0 0 5 3 】

(c) On/Off 動作期間内の On/Off 回数をカウントして、一定値に達したら挟み込みと判定する。図 5 に示すように、CMP3 の出力レベルの立ち上がり回数をカウントし、図 5 の例では 16 パルスに達すると挟み込みと判定する。このとき連続 On の期間を含んでカウントしないように、パルスが一定期間途切れたら、カウンタをリセットするようにしている。図 5 の例では 80 μ s 間、CMP3 出力が変化しないとカウンタをリセットする。挟み込みと判定するときの回転数は、挟み込み発生以前の回転数より約 60 % 低下した状態に設定している。この設定値は悪路等で発生する衝撃的負荷変動による回転数の落ち込みでは発生しないレベルの値である。 20

挟み込み判定値の設定方法について

挟み込み判定値の設定方法についてまとめると次のようになる。

【 0 0 5 4 】

(i) 悪路等で生じる衝撃的負荷変動によるモーター回転数の落ち込みでは発生しないレベルに判定値を設定する。 30

【 0 0 5 5 】

(ii) On/Off 動作の継続期間は T 1 のオフ遅れ時間と CMP1 に用いるオペアンプの応答性に依存するので、これらの特性の標準値を前提にして上記判定値に相当する On/Off 回数を決め、カウンタ値を設定する。

【 0 0 5 6 】

(iii) T 1 のオフ遅れ時間とオペアンプ応答性がばらついて判定値を調整する必要があるときは T 1 のゲート直列抵抗を変更して On/Off 動作の周期を変化させることにより、これらのばらつきに対処する。T 1 のオフ遅れ時間とオペアンプの応答性がばらついて、これによりカウンタ値を固定することが可能になる。カウンタ値の固定は IC 化する場合に好都合である。 40

On/Off 動作時におけるモーター回転数の変化について

モーター回転数の低下により On/Off 動作期間が長くなり、連続 On 期間が短くなると説明してきたが、これには仮定があった。すなわち、On/Off 動作 1 周期でモーター回転数がほとんど変化しないという仮定である。これは On/Off 動作時でもモーターは一定の力でガスを押しつづけているという方法で実現させている。On/Off 動作時のモーター端子間電圧は $V_B - V_{DSonoff}$ あるので、モーター出力を P_m とすると式 14 のようになる。

【 0 0 5 7 】

$$P_m = (V_B - V_{DSonoff}) * I_D - R_a * I_D^2$$

$$= (V_B - V_{D\text{Sonoff}} - R_a * I_D) * I_D$$

$$= (E_{\text{motor}} - E_{\text{onoff}}) * I_D \quad \dots \text{式 1 4}$$

式 1 4 より次のことが判る。

【 0 0 5 8 】

(i) On/Off動作中、モーターは回転数に関わらずほぼ一定の出力を出している。

【 0 0 5 9 】

(ii) On/Off動作では連続On時より $V_{D\text{Sonoff}} * I_D$ だけ出力が低下する。

【 0 0 6 0 】

すなわち、On/Off動作中もモーターは一定の出力を出し、ウインドガラスを駆動している。これはウインドガラスを押し続けていることを意味し、モーター回転数は常にウインドガラスの速度とリンクしている。ウインドガラスの動きはゆっくりしているので、On/Off 1 周期ではほとんど変化しない。従ってOn/Off 1 周期ではモーター回転数もほとんど変化しないことになり、仮定は成立する。

10

【 0 0 6 1 】

図 9 は、図 5 のパワーウインド挟み込み防止装置の変形例を示す回路図である。図 9 に示されるパワーウインド挟み込み防止装置は、図 5 のパワーウインド挟み込み防止装置と比較して、電流追従回路 3 と 1 3 とが異なっている。電流追従回路 1 3 は、電流追従回路 3 から、第 2 の充放電回路 R 2 2、C 2 を除去し、C 1 と C 2 の非接地側を結合する抵抗 R 2 8 を除去し、この変更に伴い第 1 の充電回路の時定数を維持するため、抵抗 R 2 1 の抵抗値を変更したものである。

20

【 0 0 6 2 】

この変更は、図 5 の第 2 の充放電回路の時定数をゼロにして、リファレンス電流 I_{ref} の追従速度の速い成分 $I_{\text{ref}} - f$ の追従速度を無限大にしたケースとなる。従って、図 9 のパワーウインド挟み込み防止装置の動作は図 5 の回路と基本的には同じであるが、特に、この回路 1 3 の動作は次のようにも解釈できる。

【 0 0 6 3 】

第 2 の充放電回路が無くなって、第 2 のソースフォロア回路を流れる電流 $I_{\text{ref}} - f$ は On/Off 動作時も含めて、常にモーター電流 I_D の n 分の 1 になり、抵抗 R 2 4 の両端に発生する電圧は、シャント抵抗 R 1 の両端に発生する電圧に比べると式 1 5 のようになる。

【 0 0 6 4 】

$$I_{\text{ref}} * R_{24} / (I_D * R_1) = R_{24} / (n * R_1)$$

$$= 1.5K / (1618 * 0.034) = 27.3 \quad \dots \text{式 1 5}$$

30

すなわち、モーター電流 I_D に比例したシャント抵抗 R 1 の電圧降下が 27.3 倍増幅された電圧が抵抗 R 2 4 の両端に発生し、この電圧を R 2 1 と C 1 からなる積分回路で平均化した電圧が抵抗 R 2 3 の両端に発生する。発生させたそれぞれの電圧を CMP2 で比較するという動作になる。

【 0 0 6 5 】

図 1 0 は、図 9 のパワーウインド挟み込み防止装置の変形例を示す回路図である。図 1 0 に示されるパワーウインド挟み込み防止装置は、図 9 のパワーウインド挟み込み防止装置と比較して、電流追従回路 1 3 と 1 4 とが異なっている。これらの回路の相違点は次の 2 点である。

40

【 0 0 6 6 】

(a) トランジスタ T 2 1 のドレイン端子がリファレンス抵抗 R 2 0 ではなくて、電源 V_B に直接接続されている点。

【 0 0 6 7 】

(b) C M P 1 のプラス入力端子に接続される抵抗 R 2 6 と、ドレイン端子が抵抗 R 2 6 に接続されソース端子が接地されゲート端子が C M P 2 の出力端子に接続されたトランジスタ T 2 3 とが追加されている点。

動作説明

モーター電流 I_D はシャント抵抗 R 1 により電圧に変換される。CMP1 はそのプラス入力端

50

子電圧とマイナス入力端子電圧が常に等しくなるように制御するから、リファレンス抵抗 R_{20} を流れる電流 I_{ref} は ID に比例し、 $I_{ref} \cdot n = ID$ となる。従って、モータ電流 ID が ID だけ変化したときの I_{ref} の変化量を I_{ref} とすると、 $I_{ref} \cdot n = ID$ となる。

【0068】

挟まれが発生していないとき、トランジスタ T_{23} はオンしているので、 R_{26} と T_{23} を経由して I_{ref} の電流成分 I_{ref-2} が流れる。すなわち、 $I_{ref} = I_{ref-f} + I_{ref-2}$ となる。 I_{ref-2} は変化できないので、 I_{ref} の変化 I_{ref} はすべて I_{ref-f} に反映され、 I_{ref-f} が流れる抵抗 R_{24} には式 16 で表される電圧変化 VR_{24} が発生する。

【0069】

$$VR_{24} = I_{ref} \cdot R_{24} = (ID / n) \cdot R_{24} \quad \dots \text{式 16}$$

10

シャント抵抗 R_1 に発生する電圧変化 $VR_1 (= ID \cdot R_1)$ との比をとると、式 17 に示すように、シャント抵抗 R_1 両端の電圧変化が 27.3 倍に増幅されて、抵抗 R_{24} の両端に発生することがわかる。

【0070】

$$VR_{24} / VR_1 = (R_{24} / R_1) / n = (1.5K / 34m) / 1618 = 27.3 \quad \dots \text{式 17}$$

一方、CMP1 の出力電圧と R_{24} の非接地側電位の間にはダイオード D_{21} の順方向電圧降下および、 T_{22} のゲート～ソース間電圧を足し合わせた電圧差があるが、この電圧差は一定値と見なせるから、CMP1 の出力変化は R_{24} の非接地側電位の変化と等しい。従って、コンデンサ C_1 の非接地側電位の変化分は R_{24} の非接地側電位の変化分 VR_{24} を時定数 $R_{21} \cdot C_1$ で平均化したものとなる。コンデンサ C_1 の非接地側電位は直流電圧の差を除けばトランジスタ T_{21} のソース端子、すなわち CMP2 のプラス入力端子に反映される。一方、 R_{24} の非接地側電位は CMP2 のマイナス入力端子に入力される。但し、プラス入力端子とマイナス入力端子間にはダイオード D_{21} の順方向電圧降下分 0.7V の直流電位差が加えられている。

20

【0071】

以上を整理すると ID の変化分 ID はシャント抵抗 R_1 により、電圧変換され VR_1 となる。 VR_1 は 27.3 倍増幅されて VR_{24} となり、CMP2 マイナス入力端子に加えられる。そのときの電圧変換率 (VR_{24} / ID) は式 18 で表される。

【0072】

$$\begin{aligned} VR_{24} / ID &= 27.3 \cdot R_1 \cdot ID / ID \\ &= 27.3 \cdot 34m = 928mV / A \quad \dots \text{式 18} \end{aligned}$$

30

一方、CMP2 のプラス入力端子には VR_{24} の平均値が加えられ、プラス入力端子とマイナス入力端子間には 0.7V の直流電圧差が加えられている。

【0073】

モータ電流 ID には脈動電流成分が含まれている。脈動電流の全振幅を 0.5A とすると VR_{24} には $928mV \cdot 0.5A = 464mV$ の電圧変動分が含まれる。すなわち、片振幅 $\pm 232mV$ の変動があるので、 $0.7V - 0.232V = 0.468V$ の電圧増加が発生すると CMP2 出力は H レベルから L レベルに反転する。すなわち 0.468V が挟み込み検出値となる。0.468V を ID に変換すると $0.5A (= 0.468V / R_{24} \cdot n)$ となる。 ID が 0.5A 増加すると CMP2 出力は反転する。

【0074】

40

CMP2 出力が L レベルになるとトランジスタ T_{23} がオフし、 R_{26} および T_{23} を流れていた電流 I_{ref-2} が消滅する。このとき ID は変化しないので、リファレンス電流 I_{ref} は変化しない。そのため、 I_{ref-f} が消滅した I_{ref-2} 分だけ増加する。これにより、 R_{24} の電圧降下が増加し、CMP2 のマイナス入力端子電圧が上昇する。その上昇量は $I_{ref-2} \cdot R_{24}$ となる。CMP2 出力が L レベルになると On/Off 動作が始まり、 ID は減少する。 ID の減少による I_{ref} の減少量が I_{ref-2} を超えると CMP2 は再び H レベルに反転し、 ID は連続オンの状態になり増加を始める。CMP2 出力が H レベルになると T_{23} がオンし I_{ref-2} が流れ、その分だけ I_{ref-f} が減少し、CMP2 マイナス端子電圧が $I_{ref-2} \cdot R_{24}$ だけ低下する。 ID の増加による I_{ref} の増加量が I_{ref-2} を超えると CMP2 は L レベルに反転する。CMP2 出力が L レベルになったとき FET T_1 にオフ遅れがあるので、この遅れの間に ID は増加する。従って、CMP2 出力

50

がL期間中にIDはIref-2だけではなく、遅れによるID増加分も含めて減少しなければならない。

【0075】

On/Off動作と連続Onを繰り返す電流制限期間中のモーター電流IDの最大値は挟み込み前のID平均値に挟み込み検出値0.5A(0.468V)加えたものとなり、最小電流値はIref-2の大きさで決まる。従って、電流制限動作時のID平均値はIref-2の値を調整することにより、任意に設定できる。

【0076】

以上が図10の回路の動作であるが、図5の回路との違いを下記にまとめる。

【0077】

(i) 図5のIref-fはIDの変化そのものではない。Iref-f * n IDである。抵抗R22の両端に発生する電位差はIDとIref間にずれのあることを表わしている。従ってIref-fによって抵抗R24に発生する電圧降下VR24はIDを正確に現していない。IDより大きいときもあり、小さいときもあることになる。すなわち、VR24の振幅はIDに対応した分より大きくなる。このため、挟み込み判定値は実質的に小さくなり、On/Off動作を開始し易くなる。これは悪路等による衝撃的負荷変動により誤作動する機会が増えることを意味する。

【0078】

一方、図10ではVR24は正確にIDを表わしており、IDからのずれによる影響は発生しない。

【0079】

(ii) 図5の回路ではOn/Off動作時、CMP1出力の変動は大きくなりHレベルおよびLレベルで飽和する。CMP2マイナス入力端子電圧はIDからのずれが大きくなり、IDの変化と異なってくる。CMP2プラス入力端子電圧は変化せず、マイナス入力端子電圧はプラス入力端子電圧と比較して制御してもIDはCMP2マイナス入力端子電圧の変化と一致しないため、モーター回転数が低下してくるとIDは増加する。

【0080】

これに対して、図10ではモーター電流の変化がCMP2マイナス端子電圧に反映されているので、電流制御時のピーク値は一定に保たれる。

【0081】

(iii) 図5ではOn/Off動作の継続期間はT1のオフ遅れ、CMP1の応答遅れ、およびモーター回転数で決まる。このうちCMP1の応答遅れ時間の影響が大きい。図10のようにIref-2を用いる制御も可能だが、Iref-2=0Aでも十分なOn/Off動作期間があり、Iref-2を用いるとOn/Off動作期間が長くなり過ぎて、制御上では好ましくない。すなわち、On/Off動作時間を外部から制御することは出来ない。(但し、Iref-fの追従速度を無限大にした図9の方式ではIref-2を用いる制御が可能である。) 一方、図10では、T1の遅れとモーターの回転数がOn/Off動作期間を決める要因となるのは図5と同じであるが、CMP1の応答遅れは影響しない。更にIref-2を用いることにより、On/Off動作期間を実質的に任意の値に制御できる。Iref-2を大きくするとOn/Off動作期間が長くなり、従ってIDの最小値を下げられる。電流制限時のIDの最大値は一定に維持され、最小値は制御できるので、電流制限時のIDの平均電流値を希望する値に設定可能である。

【0082】

(iv) 図5および図9ではC1に連動してIrefの一部であるIref-sが流れている。挟み込みが発生して、IDが増加したとき、C1の電位はほとんど増加しないが、それでもゼロではない。C1電位の増加量に対応してIref-sが増加し、その分だけ、Iref-fの増加量が減る。すなわち、検出感度がその分だけ鈍くなる。一方、図10では挟み込みが発生したときのC1電位の増加は同じであるが、C1の増加はIrefには関係しないから、C1の増加によりIref-fの増加が抑制されることはない。従って、C1電位の増加による検出感度の低下は無くなり、より正確な制御を実現できる。

【0083】

10

20

30

40

50

以上の事実から判るように、図 5 の方式より、図 10 の回路のほうが挟み込み防止の制御としては優れている。

【0084】

図 11 は、図 5 のパワーウィンド挟み込み防止装置の変形例を示す回路図である。図 11 に示されるパワーウィンド挟み込み防止装置は、図 5 のパワーウィンド挟み込み防止装置と比較して、電流検出回路 2 が異なっている。電流制限回路 7、正転・反転回路 5 と挟み込み判定回路 6 は簡略化、あるいは省略されているが同一である。電流検出回路 2 の相違点は次の 2 点である。

【0085】

(a) 電流追従回路 3 と 16 で異なっている点。電流追従回路 16 は、電流追従回路 3 に対して、CMP1 のプラス入力端子に接続される抵抗 R29 と、ドレイン端子が抵抗 R29 に接続されソース端子が接地されゲート端子が起動タイマー 15 の出力端子に接続されたトランジスタ T24 と、アノード端子がコンデンサ C1 に接続されカソード端子がコンデンサ C2 に接続されたダイオード D22 とが追加されている。

【0086】

(b) 入力端子がウインドアップ (Up) の入力端子に接続された起動タイマー 15 と、起動タイマー 15 の出力端子と電流追従回路 16 に接続されたスタート回路 4 とが追加されている点。

【0087】

スタート回路 4 は、
ゲート端子が起動タイマー 15 に接続しソース端子が接地された nMOSFET (T42) と、
T42 のドレイン端子に接続された抵抗 R43 と、
ゲート端子が抵抗 R43 に接続しドレイン端子が電源 VB のプラス端子に接続された pMOSFET (T41) と、
T41 のゲート端子とドレイン端子間に接続される抵抗 R41 と、
T41 のソース端子に接続される抵抗 R42 と、
アノード端子が抵抗 R42 に接続されカソード端子が T21 のゲート端子に接続されるダイオード D41 とを有している。

動作説明

ウインドアップ (Up) またはウインドダウン (Down) 信号でモーターを起動したとき、モーター起動電流 ID の立ち上がり (突入電流) で On/Off 動作を行なわないように突入電流マスク期間を設けている。安全装置としての観点から、モーター起動直後から挟み込み防止機能を働かせるのが好ましい。パルスセンサーを用いる方式ではパルスの分解能が悪いこととパルスが安定するまでの時間が必要のため、モーター起動直後から挟み込み防止機能を働かせることは難しい。一方、本回路に用いられている電流検出方式では応答性が速いので、立ち上がり直後からの挟み込み防止機能の稼働が可能となり、安全装置としてパルスセンサー方式より優れた機能を実現できる。図 11 に起動直後の挟み込み防止 (Jamming protection) を実現するための回路を示す。

起動マスク時間中にモーターが回転する場合

アップまたはダウン信号が入ると起動タイマーが動作し、電流検出回路の中のトランジスタ T24 がオンし、リファレンス電流 Iref-1 が起動タイマー動作期間だけ流れる。Iref-1 の大きさは電源電圧と抵抗 R29 により決まる。また、一方ではスタート回路のトランジスタ T42 がオンし、T41 がオンする。これによりコンデンサ C1 および C2 は R42 と R22 で決まる電圧近くまで充電される。このときの全リファレンス電流を n 倍した値がモーター突入電流より大きくなるように Iref-1 を設定する。すなわち、式 19 の関係式が成立するように Iref-1 を設定する。

【0088】

$$ID \text{ 突入電流最大値} < n * (I_{\text{ref-s}} + I_{\text{ref-f}} + I_{\text{ref-1}}) \quad \dots \text{式 19}$$

これにより、起動タイマー期間中は CMP1 出力が L レベルになるので、電源電圧 VB

10

20

30

40

50

ンジスタ T 4 1 抵抗 R 4 2 ダイオード D 4 1 ダイオード D 2 2 抵抗 R 2 2 CMP1 出力の経路で電流が流れ、コンデンサ C 1 および C 2 の電位は式 2 0 と式 2 1 のようになる。

【 0 0 8 9 】

$C1\text{電位} = (VB - 2 * 0.7V - \text{CMP1出力}) * R22 / (R42 + R22) + 0.7V + \text{CMP1出力} \dots \text{式 2 0}$

$C2\text{電位} = (VB - 2 * 0.7V - \text{CMP1出力}) * R22 / (R42 + R22) + \text{CMP1出力} \dots \text{式 2 1}$

ダイオードの順方向の電圧降下を 0.7V としている。この回路例では電源電圧 $VB = 12.5V$ 、CMP 出力 L レベル = 2V、 $R42 = 3K$ 、 $R22 = 5.1K$ としているので、C1 の電位 = 8.3V、C2 の電位 = 7.7V となる。起動タイマーが終了すると T 4 3、T 4 1 はオフする。このときモーター電流が低下して CMP1 出力が L レベルのままであれば、C1 および C 2 の電荷はダイオード D 2 2 抵抗 R 2 2 CMP1 出力の経路で放電し、直ちに追随動作に入る。従って、この状態で挟み込みが発生すると直ちに挟み込みを検出してモーターを止めることが出来る。

起動（ウインドアップ信号を入れた）後、モーターが回転しない場合

この場合は起動タイマーが終了した時点で、モーターロック電流が流れているので、CMP1 出力が H レベルになり、C 2 電位は抵抗 R 2 2 = 5.1K を通して CMP1 の H レベル出力まで直ちに充電される。一方 C 1 は長い時定数で充電されるためほとんど電位は上昇しない。そのため、CMP2 のプラス入力端子電圧よりマイナス入力端子電圧が高くなり、CMP2 出力は L レベルになる。T 1 が On/Off 動作を行なっても連続 On にはならないので、ただちに挟み込み判定がなされて反転動作が行なわれる。

【 0 0 9 0 】

起動後モーターが回転しても、起動タイマーが終了した時点で CMP1 出力が H レベルになっている場合は、即 On/Off 動作を始める。On/Off 動作と連続 On を継続している間にモーター電流 ID が低下してくれば、正常動作に入って、モーターは回転を続けるし、挟み込みでモーター電流が上昇すれば、挟み込み判定をして、モーターを反転動作させる。挟み込みが発生していないにもかかわらず、反転することがないように抵抗値に $R41$ 、 $R22$ を設定することが必要である。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 9 1 】

上述のパワーウインド挟み込み防止装置ならびに特許文献 1 に開示されている他の実施形態および変形例によれば、異物の挟まれを誤認無く迅速に判定してモーター電流を制限できるが、特に、低電圧時（即ち、電源供給装置から供給される電源電圧が低いとき）におけるパワーウインドモーターの誤反転防止性能を向上させると更に好ましい。

【 0 0 9 2 】

本発明は、上記事情に鑑みてなされたものであり、その目的は、ウインドガラスによる異物の挟み込みをモーター電流の変化から検出するパワーウインド挟み込み防止装置において、異物の挟まれからモーター電流に生じる異常電流を誤認無く確実に検出してモーター電流を制限する改良されたパワーウインド挟み込み防止装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 9 3 】

前述した目的を達成するために、本発明のパワーウインド挟み込み防止装置は、請求項 1 に記載したように、

ウインドガラスによる異物の挟み込みをモーター電流の変化から検出するパワーウインド挟み込み防止装置であって、

パワーウインドモーターに流れるモーター電流を検出する電流検出回路と、前記モーター電流の増加量が所定値を超えた際に前記電流検出回路から出力される電流制限制御信号に従って前記モーター電流を所定の範囲で減少および増加させる電流制限回路と、前記モーター電流の増加から挟まれを判定し、前記パワーウインドモーターを反転させる挟み込み判定回路と、を備え、

前記電流検出回路が、前記パワーウインドモーターおよび前記電流制限回路に直列に接

10

20

30

40

50

続され、前記モーター電流が流されるシャント抵抗と、当該シャント抵抗の n 倍の抵抗値を有するリファレンス抵抗と、前記シャント抵抗に掛かる電圧に基づいて、前記リファレンス抵抗に流す前記モーター電流の n 分の 1 のリファレンス電流を増減させる電流追従回路と、を含み、

前記電流追従回路が、前記リファレンス電流の増減を制御し且つ、前記モーター電流の増加に伴い低下する第 1 基準電圧および当該第 1 基準電圧よりも高い所定の電圧値を示す第 2 基準電圧を前記リファレンス電流を基に生成するリファレンス電流制御回路と、前記第 1 基準電圧が一方の入力端子に印加される第 1 のコンパレータと、当該第 1 のコンパレータの出力に従って前記第 1 基準電圧の平均値を示す第 3 基準電圧を生成しながら当該第 3 基準電圧を前記第 1 のコンパレータの他方の入力端子に印可する充放電回路と、を含み、そして、

10

前記電流検出回路ならびに前記パワーウインドモーターに供給される電源電圧を監視し且つ当該電源電圧が低いときに前記第 3 基準電圧をクランプして常に一定電圧降下させ、それにより前記第 2 基準電圧と前記第 3 基準電圧との電位差が所定電圧以下にならないようにする電位差発生回路を更に備えていることを特徴としている。

【0094】

請求項 1 に記載の発明によれば、パワーウインド挟み込み防止装置の電位差発生回路が、電流検出回路ならびにパワーウインドモーターに供給される電源電圧を監視し且つ当該電源電圧が低いときに第 3 基準電圧をクランプして常に一定電圧降下させ、それにより第 2 基準電圧と第 3 基準電圧との電位差が所定電圧以下にならないようにするので、従来のパワーウインド挟み込み防止装置と比較して、電源電圧が低電圧時におけるパワーウインドモーターの誤反転防止性能が向上する。尚、電位差発生回路による第 3 基準電圧の電圧降下の値は、挟まれが発生した際に第 2 基準電圧が第 3 基準電圧以下となるように設定されるべきであり、このように設定することで、パワーウインドモーター起動直後でも、挟まれが発生してモーター電流の増加量が所定値を超えた際には、迅速且つ確実に電流制限回路にモーター電流を減少させ且つ挟み込み判定回路にモーター電流の増加から挟まれを誤認無く判定させてパワーウインドモーターを迅速且つ確実に反転させることができる。

20

【0095】

また、本発明のパワーウインド挟み込み防止装置は、請求項 2 に記載したように、請求項 1 に記載のパワーウインド挟み込み防止装置において、

30

前記電位差発生回路は、前記電源電圧を監視して当該電源電圧が低いかな否かを判定し且つ、その判定結果を示すクランプ回路制御信号を出力する電源電圧監視回路と、前記充放電回路に設けられ且つ、前記電源電圧が低いことを示す前記クランプ回路制御信号に従って電圧降下回路により前記第 3 基準電圧をクランプするクランプ回路と、を含むことを特徴としている。

【0096】

本発明に係るパワーウインド挟み込み防止装置は請求項 2 に記載したように構成してもよく、当該構成によって、電源電圧が低電圧時におけるパワーウインドモーターの誤反転防止性能が向上する。

40

【発明の効果】

【0097】

本発明によれば、パワーウインド挟み込み防止装置の電位差発生回路が、電流検出回路ならびにパワーウインドモーターに供給される電源電圧を監視し且つ当該電源電圧が低いときに第 3 基準電圧をクランプして常に一定電圧降下させ、それにより第 2 基準電圧と第 3 基準電圧との電位差が所定電圧以下にならないようにするので、従来のパワーウインド挟み込み防止装置と比較して、電源電圧が低電圧時におけるパワーウインドモーターの誤反転防止性能が向上する。

【0098】

以上、本発明について簡潔に説明した。更に、以下に説明される発明を実施するための

50

最良の形態を添付の図面を参照して通読することにより、本発明の詳細は更に明確化されるであろう。

【発明を実施するための最良の形態】

【0099】

以下、本発明に係る好適な実施形態を添付図面に基づき詳細に説明する。図1は本発明に係る一実施形態であるパワーウインド挟み込み防止装置を模式的に示す回路図、図2(A)はパワーウインドの動作中における挟まれ発生から図1のパワーウインド挟み込み防止装置により挟まれが検出されるまでに至るモーター電流 I_D 、第2基準電圧 V_{ins} 、第3基準電圧 V_c 、およびコンパレータCMP2の出力(CPOUT__B)それぞれの推移を示す特性図(タイミングチャート)、そして図2(B)は図1のパワーウインド挟み込み防止装置において $V_{ins} - V_c$ 電位差発生回路16bを動作させた場合と該 $V_{ins} - V_c$ 電位差発生回路16bを動作させない場合におけるパワーウインドモーター5の起動後のモーター電流 I_D 、第2基準電圧 V_{ins} 、および第3基準電圧 V_c 、それぞれの推移を示す特性図(タイミングチャート)である。

10

【0100】

図1に示される本発明のパワーウインド挟み込み防止装置は、図5のパワーウインド挟み込み防止装置を既に説明したように図4(c)および図11の如く変形し且つ電流検出回路2のダイオードD21に代えて抵抗を用いて変形した回路の一例を備える。具体的に、本発明のパワーウインド挟み込み防止装置では、電流検出回路のシャント抵抗 R_1 とリファレンス抵抗 R_{20} がパワーウインドモーター5のロウサイド(即ち、接地側)に配置され、これに応じて電流検出回路の電流追従回路の回路構成が変更されている。

20

【0101】

図1に示されるように、本発明のパワーウインド挟み込み防止装置は、正転・反転回路を備えたパワーウインドモーター5に流れるモーター電流 I_D の増加を検出する電流検出回路2aと、モーター電流 I_D の増加量が所定値を超えた際に電流検出回路2aから出力される電流制限制御信号CPOUT__Bに従ってモーター電流 I_D を所定の範囲で減少および増加させる電流制限回路7と、当該電流制限回路7とパワーウインドモーター5とに接続され、モーター電流 I_D の増加から挟まれを判定してパワーウインドモーター5を反転させる挟み込み判定回路6と、を備えている。尚、パワーウインドモーター5、挟み込み判定回路6ならびに電流制限回路7の構成は図5のパワーウインド挟み込み防止装置の回路構成と実質的に同じである。

30

【0102】

電流検出回路2aは、パワーウインドモーター5および電流制限回路7に直列に接続され且つ一端が電源供給装置VBのマイナス端子(即ち、接地端子; グランド)に接続されてモーター電流 I_D が電源供給装置VBから流されるシャント抵抗 R_1 と、該シャント抵抗 R_1 の n 倍の抵抗値を有し、一端が電源供給装置VBのマイナス端子に接続されたリファレンス抵抗 R_{20} と、該リファレンス抵抗 R_{20} およびシャント抵抗 R_1 それぞれの他端に接続され、該シャント抵抗 R_1 に掛かる電圧に基づいて、リファレンス抵抗 R_{20} に流すリファレンス電流 I_{ref} を増減させる電流追従回路16aと、電流追従回路16aにプラス入力端子とマイナス入力端子が接続し且つ出力端子が電流制限回路7のNOR1(図5参照)に接続するコンパレータ(第2のコンパレータ)CMP2と、5V電源とCMP2の出力端子間に接続されて電流制限制御信号CPOUT__Bをプルアップする抵抗 R_{25} と、電流追従回路16aに接続され、パワーウインドモーター5の起動時のモーター電流 I_D の立ち上がり電流(即ち、突入電流)でOn/Off動作が行なわれないように突入電流マスク期間を設けるスタート回路4aと、当該スタート回路4aに接続され且つ、ウインドガラスの開閉を指示するウインドダウン信号(Down)とウインドアップ信号(Up)とのH/Lレベルの論理和演算を行なうOR回路OR1の出力端子に接続された起動タイマー15aと、を有している。尚、起動タイマー15aは電流検出回路2aの一構成要素として設けなくてもよい。

40

【0103】

50

電流追従回路 16a は、モーター電流 I_D の n 分の 1 となるリファレンス電流の増減を制御するリファレンス電流制御回路を有する。当該リファレンス電流制御回路は、電線 1 に一端が接続された抵抗 R_{24} と、当該抵抗 R_{24} の他端に一端が接続され且つその抵抗 R_{24} との接続線に C M P 2 のプラス入力端子が接続された抵抗 R_{27} と、当該抵抗 R_{27} の他端にドレイン端子が接続され且つソース端子がリファレンス抵抗 R_{20} の他端に接続されるように抵抗 R_{27} とリファレンス抵抗 R_{20} との間に設けられた p M O S F E T T 22 と、当該 T 22 のソース端子にプラス入力端子が接続され且つ出力端子が T 22 のゲート端子に接続されたオペアンプ A M P 1 と、当該オペアンプ A M P 1 のマイナス入力端子に一端が接続され且つ他端がシャント抵抗 R_1 の他端に接続された抵抗 R_{30} と、電線 1 に一端が接続された抵抗 R_{23} と、当該抵抗 R_{23} の他端にエミッタ端子が接続され且つコレクタ端子が T 22 のソース端子に接続された P N P 型のバイポーラトランジスタ T 23 と、当該 T 23 のエミッタ端子にマイナス入力端子が接続され、出力端子が T 23 のベース端子に接続され、そしてプラス入力端子が C M P 2 のマイナス入力端子に接続されたオペアンプ A M P 2 と、を含む。

10

【0104】

オペアンプ A M P 1 は、シャント抵抗 R_1 に流れるモーター電流 I_D の増減に応じて T 22 からリファレンス抵抗 R_{20} に電流 I_{ref-f} が流されるように、出力端子から T 22 のゲート端子に適宜な電圧を印可して制御する。この制御では、モーター電流 I_D が増加すると瞬時に A M P 1 の入力端子電圧が高くなるので A M P 1 から T 22 のゲート端子に印加される電圧が高くなって電流 I_{ref-f} が多く流され、そして逆にモーター電流 I_D が減少すると A M P 1 の入力端子電圧が瞬時に低くなるので A M P 1 から T 22 のゲート端子に印加される電圧が低くなって電流 I_{ref-f} が少なくなる。尚、A M P 1 のマイナス入力端子とシャント抵抗 R_1 との間には抵抗 R_{30} が設けられているが、この抵抗 R_{30} は A M P 1 の入力インピーダンス調整用抵抗であり、設けなくてもよい。抵抗 R_{30} を設けない場合、シャント抵抗 R_1 とリファレンス抵抗 R_{20} それぞれに掛かる電圧が常に等しくなるようにリファレンス電流 I_{ref} がリファレンス抵抗 R_{20} に流されることとなる。

20

【0105】

電流追従回路 16a は、更に、オペアンプ A M P 2 のプラス入力端子にマイナス入力端子が接続され且つプラス入力端子が T 22 のドレイン端子（即ち、抵抗 R_{27} の他端）に接続された第 1 のコンパレータ C M P 1、および充放電回路を有する。当該充放電回路は、一端が電線 1 に接続され且つ他端が C M P 1 のマイナス入力端子に接続されたコンデンサ C 1 と、一端が電線 1 に接続された抵抗 R_{390} と、当該抵抗 R_{390} の他端にエミッタ端子が接続された P N P 型のバイポーラトランジスタ T 65 と、当該 T 65 のコレクタ端子に接続された $V_{ins} - V_c$ 電位差発生回路 16b と、当該 $V_{ins} - V_c$ 電位差発生回路 16b および C M P 1 のマイナス入力端子（その他、C 1 の他端、等）にコレクタ端子が接続された N P N 型のバイポーラトランジスタ T 66 と、当該 T 66 のベース端子と電源供給装置 V B のマイナス端子との間に接続され且つ C M P 1 の出力端子に接続されて当該 C M P 1 の出力（C M P 1 _ O U T）に従い O n / O f f 動作する第 1 の半導体スイッチ S S W 1 と、T 66 のエミッタ端子に一端が接続され且つ他端が電源供給装置 V B のマイナス端子に接続された抵抗 R_{420} と、一端が電線 1 に接続された抵抗 R_{281} と、当該抵抗 R_{281} の他端にエミッタ端子が接続され且つ T 65 のベース端子にベース端子が接続された P N P 型のバイポーラトランジスタ T 67 と、当該 T 67 のコレクタ端子および T 66 のベース端子にコレクタ端子およびベース端子が接続された N P N 型のバイポーラトランジスタ T 68 と、当該 T 68 のエミッタ端子に一端が接続され且つ他端が電源供給装置 V B のマイナス端子に接続された抵抗 R_{282} と、一端が電線 1 に接続された抵抗 R_{121} と、当該抵抗 R_{121} の他端にエミッタ端子が接続され且つ T 67 のベース端子にベース端子とコレクタ端子が接続された P N P 型のバイポーラトランジスタ T 69 と、当該 T 69 のコレクタ端子に一端が接続され且つ制御装置（不図示）から出力される充放電許可 / 禁止信号に従い O n / O f f 動作する第 3 の半導体スイッチ S S W 3 と、当該 S S W 3 の他端に一端が接続され且つ他端が電源供給装置 V B のマイナス端子に接続さ

30

40

50

れた抵抗 R_{122} と、を含む。尚、半導体スイッチ SSW_3 は通常状態では（即ち、コンデンサ C_1 の充放電を許可する際には）充放電許可／禁止信号に従って On 状態となって回路をショートさせ、これにより T_{69} のベース端子電圧が降下して抵抗 R_{121} （電線 1）から抵抗 R_{122} （電源供給装置 V_B のマイナス端子）へ向かって電流が流れる。

【0106】

$V_{ins} - V_c$ 電位差発生回路 16b は、電線 1 に接続され且つ電源電圧 V_B を監視する電源電圧監視回路 16ba と、 T_{65} のコレクタ端子と T_{66} のコレクタ端子との間に接続されたクランプ回路 16bb と、を有する。電源電圧監視回路 16ba は、一端が電線 1 に接続された抵抗 R_{520} と、当該抵抗 R_{520} の他端に一端が接続され且つ他端が電源供給装置 V_B のマイナス端子に接続された抵抗 R_{521} と、 R_{520} と R_{521} との接続線にマイナス入力端子が接続された第 3 のコンパレータ CMP_4 と、当該 CMP_4 のプラス入力端子と電源供給装置 V_B のマイナス端子との間に接続され且つ CMP_4 のプラス入力端子に基準電圧を印加する基準電圧源 RV_1 と、を有する。尚、電源電圧監視回路 16ba は電流追従回路 16a の一構成要素として設けなくてもよい。一方、クランプ回路 16bb は、 T_{65} のコレクタ端子と T_{66} のコレクタ端子との間に接続され且つ CMP_4 の出力端子に接続されて当該 CMP_4 の出力（ CC ）に従い On/Off 動作する第 2 の半導体スイッチ SSW_2 と、当該 SSW_2 と並列に接続された 3 連のダイオード D_{621} 、 D_{622} 、 D_{623} と、を有する。3 連のダイオード D_{621} 、 D_{622} 、 D_{623} は、より詳細には、 D_{621} のアノード端子が T_{65} のコレクタ端子に接続され、 D_{622} のアノード端子が D_{621} のカソード端子に接続され、 D_{623} のアノード端子が D_{622} のカソード端子に接続され、そして D_{623} のカソード端子が T_{66} のコレクタ端子に接続される。このように直列接続されたダイオード D_{621} 、 D_{622} 、 D_{623} は、 SSW_2 が回路をオープンにした際に、それらによる順方向電圧降下により T_{65} のコレクタ端子と T_{66} のコレクタ端子との間に所望の電位差（1 つのダイオードによる順方向電圧降下が例えば 0.7V であれば電位差 2.1V）を生じさせるためのものである。このように、本実施形態では電圧降下回路として 3 つ（即ち、 D_{621} 、 D_{622} 、および D_{623} ）設けられているが、それらの数は所望の電位差に応じて適宜選定される。尚、これらのダイオード D_{621} 、 D_{622} 、 D_{623} の代わりに、抵抗等を電圧降下回路として用いてもよいことは言うまでもない。

【0107】

電流追従回路 16a では、 T_{22} のドレイン端子（即ち、抵抗 R_{27} の他端）の電位である第 1 基準電圧 V_{c2} がコンパレータ CMP_1 のプラス入力端子に印加される。また、 CMP_2 のプラス入力端子に印加される第 2 基準電圧 V_{ins} は抵抗 R_{27} の分だけ V_{c2} よりも高い電圧値を示す。また、 V_{c2} の平均値となるように制御されて第 3 基準電圧 V_c がコンデンサ C_1 の充放電により生成され、 CMP_1 のマイナス入力端子ならびに CMP_2 のマイナス入力端子に印加される。 V_{c2} 、 V_{ins} ならびに V_c は、リファレンス電流 I_{ref} がリファレンス電流制御回路を通ることによって生成され、 V_c と V_{c2} との差は V_c と V_{ins} との差に比例するようになっている。

【0108】

オペアンプ AMP_2 は、電流 I_{ref-s} の電流値が、抵抗 R_{23} の両端に掛かる電圧（即ち、電線 1 の電位と V_c との差分電圧）を R_{23} の抵抗値で割ったものである。その出力端子から T_{23} のベース端子に適宜な電圧を印可して抵抗 R_{23} に電流 I_{ref-s} が流れるように T_{23} を制御する。この制御では、モーター電流 I_D が増加すると AMP_2 の入力端子電圧（ V_c ）が主にコンデンサ C_1 の充放電によって遅れて低くなるので AMP_2 から T_{23} のベース端子に印加される電圧がゆっくりと低くなって電流 I_{ref-s} が多く流され、そして逆にモーター電流 I_D が減少すると AMP_2 の入力端子電圧（ V_c ）が主にコンデンサ C_1 の充放電によって遅れて高くなるので AMP_2 から T_{23} のベース端子に印加される電圧がゆっくりと高くなって電流 I_{ref-s} が少なくなる。

【0109】

尚、リファレンス抵抗 R_{20} に流れるリファレンス電流 I_{ref} は、抵抗 R_{24} および抵抗

R 2 7 に流れる電流 I_{ref-f} と抵抗 R 2 3 に流れる電流 I_{ref-s} の合計であり、図 1 1 の回路構成の場合と同様にモーター電流 I_D の数千～数万分の 1 に相当する電流であって、モーター電流 I_D と同様に脈動している。V i n s は抵抗 R 2 4 と抵抗 R 2 7 との間の電位を示すものであり、この V i n s から抵抗 R 2 7 により或る値だけ電圧降下した電位が V c 2 であるので、この V c 2 も V i n s と同様に脈動する。但し、V i n s と V c 2 の脈動波形が、モーター電流 I_D の脈動波形に対して反転されることは言うまでもない。

【 0 1 1 0 】

上述のように充放電回路では S S W 3 が O n 状態にされるとコンデンサ C 1 の充放電動作が許可される。具体的には、先ず、S S W 3 により回路がショートされると T 6 9 のベース端子電圧が降下して T 6 9 が O n 状態となる。そして T 6 7 のベース端子電圧は T 6 9 のベース（コレクタ）端子電圧と同じなので T 6 7 が O n 状態となり、これにより T 6 8 のベース端子電圧が（S S W 1 が O f f 状態であって回路がオープンにされていれば）上昇して T 6 8 が O n 状態となって、抵抗 R 2 8 1（電線 1）から R 2 8 2（電源供給装置 V B のマイナス端子）へ向かって電流が流れる。一方、T 6 5 のベース端子電圧は T 6 7 および T 6 9 それぞれのベース端子電圧と同じなので T 6 5 も O n 状態となり、また T 6 6 のベース端子電圧は T 6 8 のベース（コレクタ）端子電圧と同じなので（S S W 1 が O f f 状態であって回路がオープンにされていれば）T 6 6 も O n 状態となる。電源電圧監視回路 1 6 b a では、電源電圧 V B（電源供給装置 V B により電線 1 に掛けられる電圧）を抵抗 R 5 2 0 と抵抗 R 5 2 1 とにより分圧した値の電圧が C M P 4 のマイナス入力端子に印加され、この電圧が、C M P 4 のプラス入力端子に印加されている（基準電圧源 R V 1 から出力されている）基準電圧と、C M P 4 において比較されて、当該基準電圧以上であれば C M P 4 の出力端子から H レベルのクランプ回路制御信号（C C）が出力されて S S W 2 が O n 状態となって回路がショートされ、そして当該基準電圧以下であれば C M P 4 の出力端子から L レベルのクランプ回路制御信号（C C）が出力されて S S W 2 が O f f 状態となって回路がオープンされる。

【 0 1 1 1 】

C M P 1 は、V c 2 の脈動電圧が V c 以上になると H レベルの充放電制御信号（C M P 1 __ O U T）を出力し、そして V c 2 が V c 以下になると L レベルの充放電制御信号（C M P 1 __ O U T）を出力する。このように C M P 1 は H レベルと L レベルといった 2 つの電圧レベルを交互に推移させる充放電制御信号（C M P 1 __ O U T）を出力する。C M P 1 から H レベルの C M P 1 __ O U T を半導体スイッチ S S W 1 が受けると、回路がショートされて T 6 6 が O f f 状態となり、電線 1 から R 3 9 0、T 6 5 およびクランプ回路 1 6 b b を介して電流 I がコンデンサ C 1 に流れ込んで当該コンデンサ C 1 が充電される。このとき、S S W 2 が O n 状態であれば T 6 5（T 6 6）のコレクタ端子電圧の値に V c が等しくなり、そして S S W 2 が O f f 状態であれば T 6 5 のコレクタ端子電圧から 3 連のダイオード D 6 2 1、D 6 2 2、D 6 2 3（本実施形態の場合）によって電圧降下した T 6 6 のコレクタ端子電圧の値に V c が等しくなる。一方、C M P 1 から L レベルの C M P 1 __ O U T を半導体スイッチ S S W 1 が受けると、回路がオープンされて T 6 6 が O n 状態となって、T 6 6 および抵抗 R 4 2 0 からグランドへ前記電流 I の 2 倍の電流 $2I$ が流れる（即ち、電線 1 から R 3 9 0、T 6 5 およびクランプ回路 1 6 b b を介して電流 I が流れ且つコンデンサ C 1 から電流 I が流れる）こととなり、コンデンサ C 1 が放電させられる。このようにして充放電回路において安定した基準電圧 V c がコンデンサ C 1 の充放電により生成され V i n s に追従するように制御される。

【 0 1 1 2 】

図 1 のパワーウインド挟み込み防止装置では、図 2（A）に示されるように、ウインドガラスのアップ動作中に挟まれが発生してモーター電流 I_D が急増すると、モーター電流 I_D の瞬時値を示す C M P 2 のプラス入力端子電圧（V i n s）が下がり、コンデンサ C 1 の充放電のため V i n s の低下に遅れながらも追従して C M P 2 のマイナス入力端子電圧（V c）もゆっくりと下がっていく。そして V i n s と V c とがクロスし（即ち、V i n s の電位が V c の電位以下となり）、このクロスしている間 C M P 2 の出力（C P O U

10

20

30

40

50

T_{__}B)がHレベルからLレベルへと推移する。そしてC P O U T_{__}BがLレベルとなったとき、電流制限回路7において半導体スイッチング素子T₁(図5参照)がOn/Off制御され、このOn/Off動作期間内のOn/Off回数を挟み込み判定回路6が電流制限回路7のCMP3(図5参照)の出力レベルの立ち上がり回数を基にカウントして、一定値(例えば、16パルス)に達したら挟まれと判定する。

図1のパワーウインド挟み込み防止装置では、低電圧時(電源電圧V_Bが低いとき)V_{i n s}の脈動電圧のピーク値が高くなるためV_{i n s}とV_cとの間隔(即ち、電位差)が小さくなる。尚、このV_{i n s}とV_cとの電位差特性は、特に低温では、モーター電流I_Dの脈動電流のピーク値が高くなるため、顕著にあらわれる。そこで、低電圧時にV_{i n s}とV_cとの電位差が或る所定電圧以下にならないように、V_cを電圧降下回路(ダイオード(本実施形態の場合)、抵抗、等)でクランプしてV_{i n s}との電位差を積極的に設けるV_{i n s}-V_c電位差発生回路16bが図1のパワーウインド挟み込み防止装置には設けられている。ここで、低電圧時にV_{i n s}-V_c電位差発生回路16bを動作させた場合と該V_{i n s}-V_c電位差発生回路16bを動作させない(つまりS S W 2が常にOn状態にされている)場合におけるパワーウインドモーター5の起動後のモーター電流I_D、第2基準電圧V_{i n s}、および第3基準電圧V_c、それぞれの推移を示す図2(B)を参照して説明する。

図2(B)に示されるように、先ずパワーウインドモーター5の起動時には突入電流(モーター電流I_D)が生じるが、このようなモーター電流I_Dの急激な変化から影響を受けないように、スタート回路4aは起動タイマー15aからの制御信号に従ってV_cのマスク処理を行なってV_cを安定させている。このとき、AMP1からT22のゲート端子に印加される電圧は低い状態のままであり(つまり、そのようにAMP1の閾値が設定されていてT22がOffし続け)、V_{i n s}(ならびにV_c2)は一定の値に維持されるので、同じく一定の値に維持されているV_cとV_{i n s}とがクロスすることはない。そして、スタート回路4aによりマスク処理が行なわれるマスク期間の終了時からV_cは急速に上昇してV_{i n s}に近づき、通常であればV_{i n s}に追従する。ところが、電源電圧V_Bが低いとき、V_{i n s}の脈動電圧のピーク値が高くなるため、V_{i n s}とV_cとの適宜な電位差が得られなくなり、V_{i n s}-V_c電位差発生回路16bを動作させていない場合には図2(B)に点線で示されるように、挟まれが発生していないにも拘わらずV_cがV_{i n s}とクロスして、その結果、パワーウインドモーター5の誤反転が生じてしまう。一方、V_{i n s}-V_c電位差発生回路16bを動作させている場合では、電源電圧V_Bが所定電圧よりも低ければ、クランプ回路16bbのS S W 2をOff状態にしてダイオードD621, D622, D623(本実施形態の場合)によりV_cを常に一定電圧降下させるクランプ回路制御信号(CC)が電源電圧監視回路16baのCMP4から出力されるので、図2(B)に実線で示されるように、V_cがV_{i n s}との適宜な電位差を持って追従している。尚、このクランプ回路16bbによるV_cのクランプ動作は電源電圧監視回路16baが電源電圧V_Bを低電圧と判定している間継続される。また、このクランプ動作中に挟まれが発生した場合には図2(A)に示されるようにV_{i n s}とV_cとがクロスして挟まれ検出に至る。よって、クランプ回路16bbによるV_cのクランプ電圧、換言すれば、ダイオードD621, D622, D623(本実施形態の場合)による順方向電圧降下は、挟まれが発生した際にV_{i n s}とV_cとがクロスできるような値に設定されるべきである。

【0113】

このように本発明のパワーウインド挟み込み防止装置によれば、低電圧時(即ち、電源供給装置V_Bから供給される電源電圧が低いとき)、それを電源電圧監視回路16baが判定し且つクランプ回路16bbにV_cをクランプさせてV_cとV_{i n s}の電位差が或る所定電圧以下にならないように(換言すれば、挟まれが発生していないにも拘わらずV_{i n s}がV_c以下にならないように)制御するので、パワーウインドモーター5の誤反転防止性能が従来のパワーウインド挟み込み防止装置と比較して向上する。

【0114】

10

20

30

40

50

尚、本発明は、前述した実施形態に限定されるものではなく、適宜、変形、改良、等が可能である。その他、前述した実施形態における各構成要素の形態、数、配置個所、等および数値、波形、等は本発明を達成できるものであれば任意であり、限定されない。

【図面の簡単な説明】

【0115】

【図1】本発明に係る一実施形態であるパワーウインド挟み込み防止装置を模式的に示す回路図である。

【図2】(A)はパワーウインドの動作中における挟まれ発生から図1のパワーウインド挟み込み防止装置により挟まれが検出されるまでに至るモーター電流、第2基準電圧、第3基準電圧、およびコンパレータCMP2の出力、それぞれの推移を示す特性図(タイミングチャート)、そして(B)は図1のパワーウインド挟み込み防止装置においてVins-Vc電位差発生回路を動作させた場合と該Vins-Vc電位差発生回路を動作させない場合におけるパワーウインドモーターの起動後のモーター電流、第2基準電圧、および第3基準電圧、それぞれの推移を示す特性図(タイミングチャート)である。

10

【図3】従来のパワーウインド挟み込み防止装置のブロック図である。

【図4】従来のパワーウインド挟み込み防止装置の変形例を説明するためのブロック図である。

【図5】従来のパワーウインド挟み込み防止装置の回路図である。

【図6】従来のパワーウインド挟み込み防止装置の電流検出回路のOnoff動作を説明するための図である。

20

【図7】従来のパワーウインド挟み込み防止装置の電流制限回路の半導体スイッチング素子の動作を説明するための負荷線を付加した静特性曲線図である。

【図8】従来のパワーウインド挟み込み防止装置の電流制限回路の半導体スイッチング素子の動作を説明するための等価回路図である。

【図9】図5のパワーウインド挟み込み防止装置の変形例を示す回路図である。

【図10】図9のパワーウインド挟み込み防止装置の変形例を示す回路図である。

【図11】図5のパワーウインド挟み込み防止装置の変形例を示す回路図である。

【符号の説明】

【0116】

5: パワーウインドモーター

30

ID: モーター電流

2a: 電流検出回路

CPOUT_B: 電流制限制御信号

7: 電流制限回路

6: 挟み込み判定回路

VB: 電源供給装置(電源電圧)

R1: シャント抵抗

R20: リファレンス抵抗

16a: 電流追従回路

Vc2: 第1基準電圧

40

Vins: 第2基準電圧

Vc: 第3基準電圧

CMP1: 第1のコンパレータ

CMP1_OUT: 充放電制御信号

C1: コンデンサ

SSW1: 半導体スイッチ

CMP2: 第2のコンパレータ

16b: Vins-Vc電位差発生回路

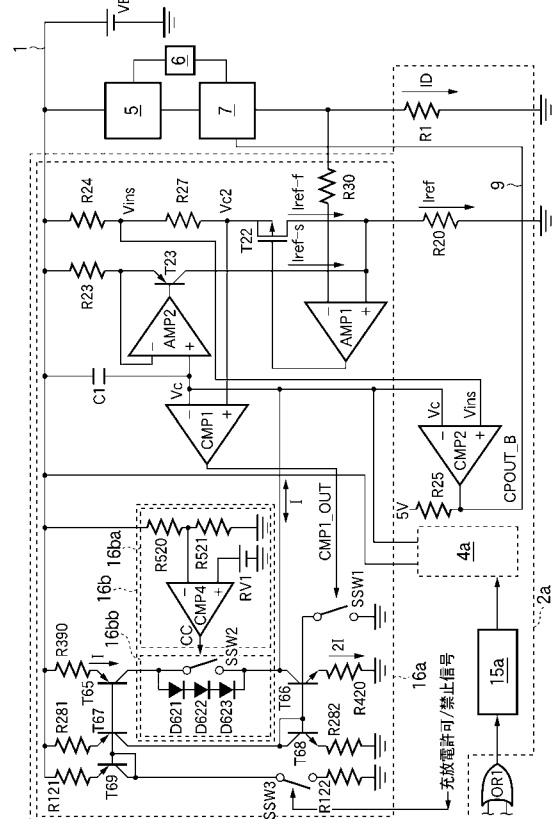
16ba: 電源電圧監視回路

16bb: クランプ回路

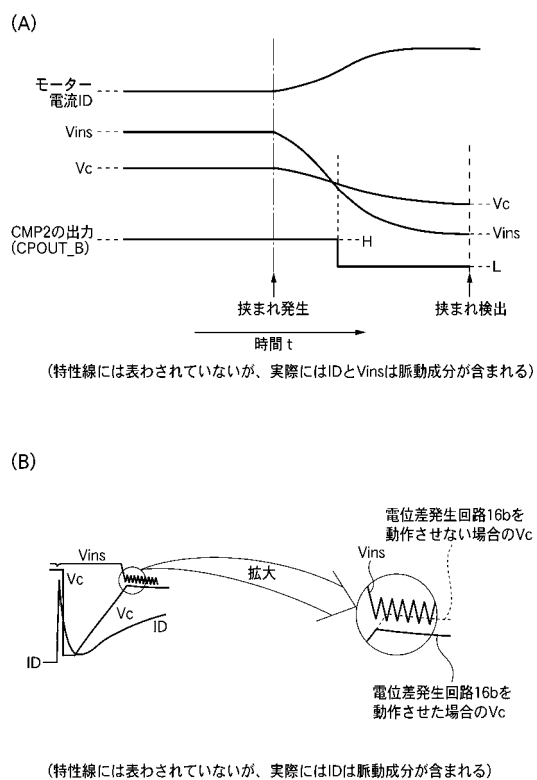
50

CC : クランプ回路制御信号

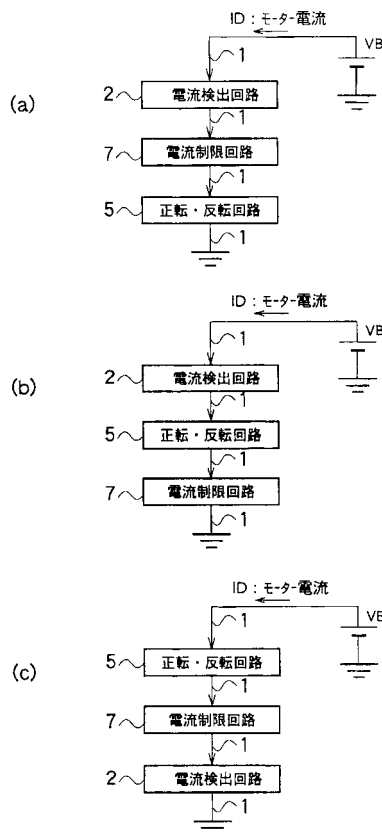
【 図 1 】



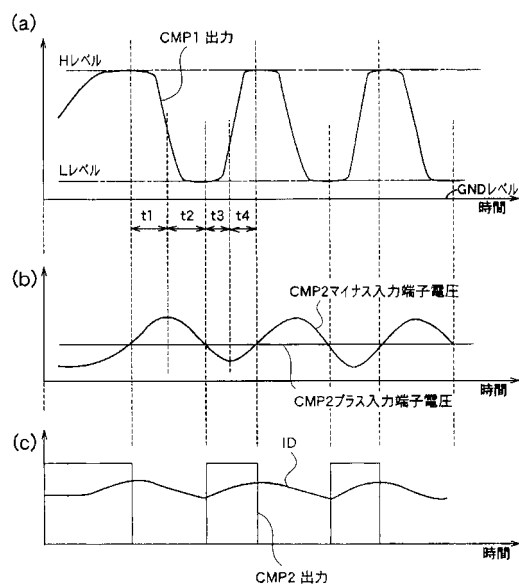
【圖 2】



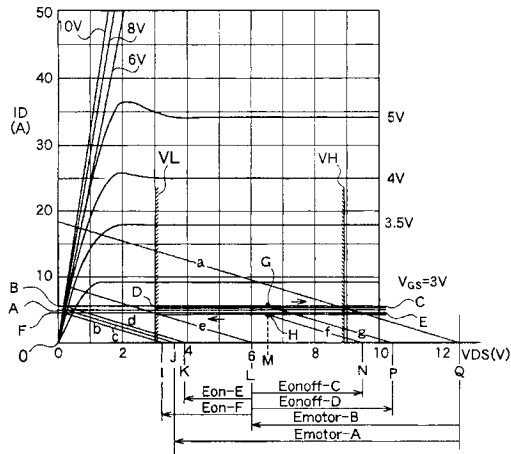
【图 4】



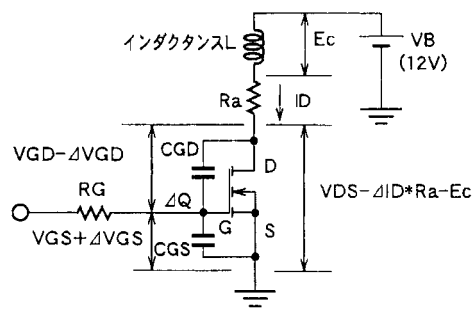
【 図 6 】



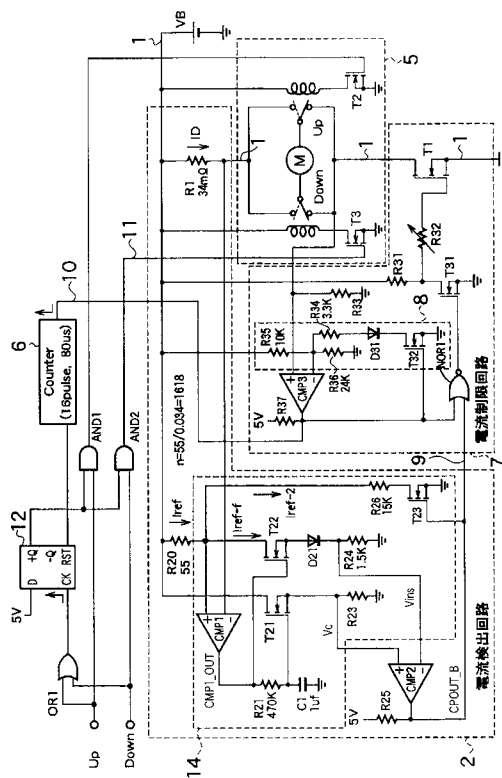
【図 7】



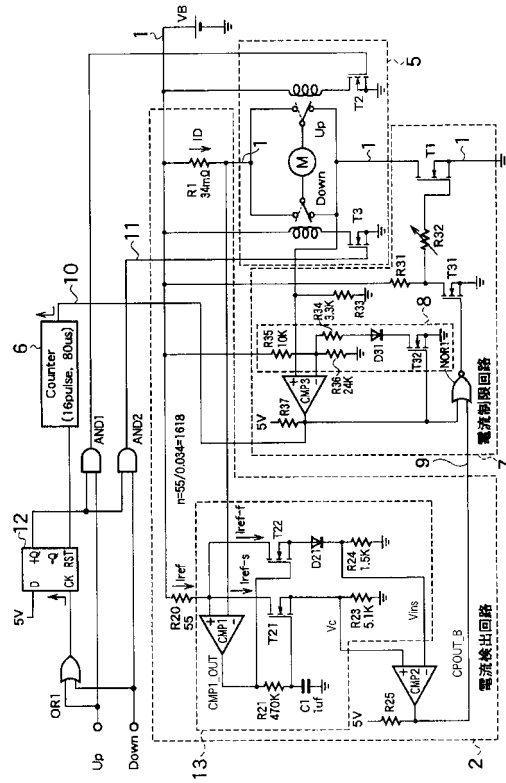
【図 8】



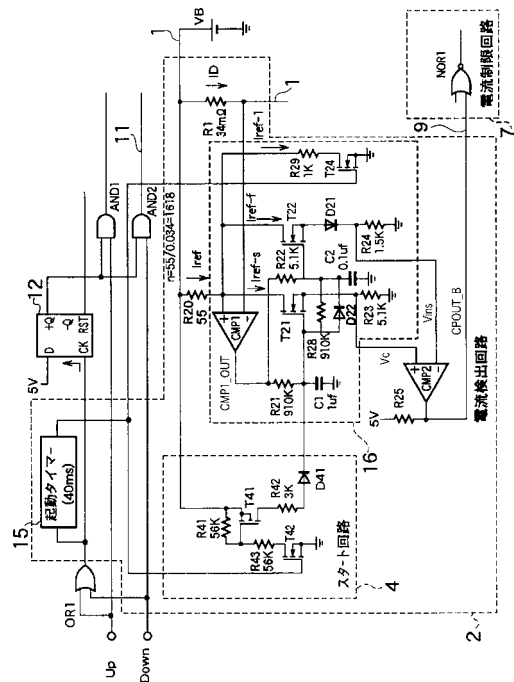
【図 10】



【図 9】



【図 11】



フロントページの続き

- (72)発明者 中澤 勇一
静岡県榛原郡榛原町布引原 2 0 6 - 1 矢崎部品株式会社内
- (72)発明者 山本 晋
静岡県榛原郡榛原町布引原 2 0 6 - 1 矢崎部品株式会社内

審査官 神 悦彦

- (56)参考文献 特開 2 0 0 2 - 8 4 7 8 2 (J P , A)
特開 2 0 0 3 - 1 7 6 6 6 4 (J P , A)
特開 2 0 0 2 - 4 7 1 7 (J P , A)
特開平 1 0 - 2 5 7 7 9 1 (J P , A)
特開平 6 - 5 8 0 4 4 (J P , A)
特開平 9 - 2 0 9 6 5 0 (J P , A)
特開平 7 - 3 0 5 5 6 3 (J P , A)

- (58)調査した分野(Int.Cl. , DB名)
- | | |
|---------|-----------|
| E 0 5 F | 1 5 / 1 6 |
| B 6 0 J | 1 / 0 0 |
| B 6 0 J | 1 / 1 7 |
| H 0 2 P | 3 / 0 8 |