

(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.C1.

F 1

E05F	15/16	(2006.01)	E 05 F	15/16	
B60J	1/00	(2006.01)	B 60 J	1/00	C
B60J	1/17	(2006.01)	B 60 J	1/17	A
H02P	3/08	(2006.01)	H 02 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】パワーウィ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ィンド挟み込み防止装置であって、

パワーウィ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、前記パワーウィ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、前記パワーウィ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随回路と、を含み、

前記電流追随回路が、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ィ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ィ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つ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ィンド挟み込み防止装置。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、車両のパワーウィンドによる異物（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ィンド挟み込み防止装置の改良に関する。

【背景技術】

【0002】

20

車両のウィンドガラスを自動開閉する装置は、一般にパワーウィンドと呼ばれ、モーターによりウィンドガラスを開閉させる装置である。パワーウィンドにはウィ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ィンド挟み込み防止装置が採用されているが、一般的なパワーウィンド挟み込み防止装置では、ウィ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ィ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）。

30

【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ィ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。

（パワーウィ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ィンド挟み込み防止装置の一例のプロック図である。このパワーウィ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ィンドモーター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ィンドモーター5は、パワーウィ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。

40

（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、電流追随回路3と、スタート回路4と、を有している。

50

【0006】

マルチソースFETは、メインFETとリファレンス(Reference)FET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FET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100以上に設定する。モーター電流IDをメインFETまたはシャント抵抗に流す。そして、 $ID=n \times I_{ref}$ の条件を満たすリファレンス電流 I_{ref} がリファレンスFET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。

【0007】

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 $ID=n \times I_{ref}$ 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ID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。

【0008】

次に、挾まれ(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} を追隨速度の異なる2つの電流成分に分ける。リファレンス電流 I_{ref} は、追隨速度の遅い電流成分 I_{ref-s} と、追隨速度の速い成分 I_{ref-f} とに分けられて流れる。追隨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IDの変化には追隨するが、挾まれが発生したときのモーター電流IDの急激な変化には追隨できないように設定する。一方、追隨速度の速い電流成分 I_{ref-f} は挾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IDの中に含まれる脈動成分にも追隨できるように設定する。追隨速度の速い電流成分 I_{ref-f} の追隨性を良くすればするほど、追隨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、追隨速度の速い電流成分 I_{ref-f} の追隨速度は、追隨速度の遅い電流成分 I_{ref-s} の800~1000倍の速さに設定する。

【0009】

このように設定すると、半導体スイッチング素子のOn/Off動作時を除けば追隨速度の速い電流成分 I_{ref-f} はモーター電流IDの変化を正確に反映する。追隨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ID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IDの変化をシャント抵抗またはメインFET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が検出できる。

【0010】

挾まれが発生すると追隨速度の速い電流成分 I_{ref-f} はモーター電流IDに追隨して増加するが、追隨速度の遅い電流成分 I_{ref-s} はほとんど変化しない。そのため追隨速度の速い電流成分 I_{ref-f} の平均値と追隨速度の遅い電流成分 I_{ref-s} の間には差が生じ、(I_{ref-f} 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。

【0011】

その後、挾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ID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IDが増加していくか

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ィンドモーター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、パワーウィ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ィ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、パワーウィンド挟み込み防止装置の回路図の一例を示している。パワーウィ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 の追隨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 2 0 と、その抵抗 R 1 と R 2 0 に接続する電流追隨回路 3 と、電流追隨回路 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 C M P 2 と、5 V 電源と C M P 2 の出力端子間に接続する抵抗 R 2 5 と、を有している。

【 0 0 1 7 】

電流追隨回路 3 は、プラス入力端子がリファレンス抵抗 R 2 0 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 C M P 1 と、C M P 1 の出力端子に接続し、抵抗 R 2 1 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、C M P 1 の出力端子に接続し、抵抗 R 2 2 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 2 8 と、ドレン端子が C M P 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 n M O S F E T (T 2 1) と、一端が F E T (T 2 1) のソース端子と C M P 2 のプラス入力端子に接続し他端が接地する抵抗 R 2 3 とで構成される第 1 のソースフォロア回路と、ドレン端子が C M P 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 n M O S F E T (T 2 2) と、アノード端子が F E T (T 2 2) のソース端子と接続するダイオード D 2 1 と、一端がダイオード D 2 1 のカソード端子と C M P 2 のマイナス入力端子に接続し他端が接地する抵抗 R 2 4 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 2 1 等に添えられた 9 1 0 K は、抵抗 R 2 1 の抵抗値が 9 1 0 K 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 u f は、コンデンサ C 2 の容量が 0 . 1 μ 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 (例えは、バッテリ) 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 (U p) 動作) では T 2 がオンし、反転 (ダウン (D o w n) 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 2 0 で構成される。図 5 の回路例では R 1 の抵抗値は 3 4 m 、 R 2 0 の抵抗値は 5 5 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 2 0 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、 $R 1 * I D = R 2 0 * I_{ref}$ 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 】

$$n = I D / I_{ref} = R 2 0 / R 1 = 55 / 0.034 = 1618 \dots \text{式 1}$$

コンパレータ C M P 1 はオペアンプからなり、 C M P 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、 C M P 1 のプラス入力端子にはリファレンス抵抗 R 2 0 の接地側電位が入力される。 C M P 1 の出力と接地電位レベル (G N D) 間には抵抗 R 2 1 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 C M P 1 の出力 (充放電制御信号 C M P 1 _ O U T) により、抵抗 R 2 1 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 2 1 のゲート端子に接続され、 FET T 2 1 のドレン端子はリファレンス抵抗 R 2 0 に接続され、 T 2 1 のソース端子は抵抗 R 2 3 を通して接地されている。 FET T 2 1 と抵抗 R 2 3 は第 1 のソースフォロア回路を構成するので、 FET T 2 1 および抵抗 R 2 3 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} の追随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 T22 のゲート端子に抵抗 R_{28} を介して接続され、FET T22 のドレイン端子はリファレンス抵抗 R_{20} に接続され、T22 のソース端子はダイオード D21 と抵抗 R_{24} を通して接地されている。FET T22 とダイオード D21 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 T22、ダイオード D21、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} における追随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】

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

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

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 T21 のソース電位が入力され、マイナス入力端子には T22 のソース電位よりダイオード D21 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。T21 と T22 のゲート～ソース間電位はほぼ等しいので、D21 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 T31 がオンし、半導体スイッチング素子であるトランジスタ T1 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 のように追随速度の遅い成分 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、T22 のソース電位、すなわち CMP2 のマイナス入力端子電圧 (V_{in-s}) に正確に反映される。その結果、 I_{ref-s} 側の T21 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) 追隨速度の速い成分 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 ID_{-rip} 、 I_{ref-f} の脈動成分を $I_{ref-f-rip}$ とすると $I_{ref-f-rip} = ID_{-rip} / n$ 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 $R_{24} = 1.5K$ 、 $ID_{-rip} = 0.5A$ の場合は、 $0.46V$ となる。

【0023】

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

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IDに換算すると0.51A ($= 0.47V / R_{24} * n = 0.47V / 1.5K * 1618$) となる。すなわち、図5の回路例では挿み込みによりモーター電流ID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t1の前)はモーター電流ID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ID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。

【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t1の間はC2が充電されるので、Iref-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t1の間に充電された電荷量が放電し終わるまでの時間t2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t2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IDが増加してCMP2の出力がLレベルに反転してから時間t1+t2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レベルの中間にあるとt1-t2の関係となる。時間t1+t2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ID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t1+t2はモーター電流ID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。

【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ID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t3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t3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t4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t3+t4の間はCMP2の出力がHレベルを維持する。時間t3+t4はオペアンプの応答速度およびモーター電流ID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t1+t2はモーター電流ID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。

【0029】

(d) 挿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IDが変化して、Iref-fの平均値が変化しても挿み込み検出値を一定にするためである。しかし、この方法では挿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挿み込み検出値は小さくなり、逆にR24の値を小さくすると挿み込み検出値が大きくなる。

【0030】

(e) 挿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IDが増加するとそれに比例して挿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

10

20

30

40

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FET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 = 1 0 K 、R 3 6 = 2 4 K に設定すると電源電圧V B が1 2 . 5 V のとき、T 3 2 がオフであれば8 . 8 2 V となり、T 3 2 がオンであれば3 . 0 3 V になる。いずれにせよ3 . 0 3 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。挾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 . 8 2 V であり、T 1 のドレイン電圧V D S が8 . 8 2 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 . 0 3 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 . 0 3 V 以下に低下するまでオフ状態を維持する。T 1 のドレイン電圧V D S が3 . 0 3 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は8 . 8 2 V に上昇する。T 1 のドレイン電圧V D S が8 . 8 2 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 の不变性について

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FET T 1 の負荷線を付加した静特性曲線を示す。挾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えばA点とB点の間で上下する。挾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点の電流差が挾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T1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T1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T1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Ec(=L * dID/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】

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

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】

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

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T1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(T1)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変化できるときだけある。このときT1はピンチオフ領域にあるので、T1の伝達コンダクタンスをGmとするとID = Gm * 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。

【0035】

図5においてトランジスタT32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。T1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、T1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、T1は再びオフする。このようにしてT1はCMP2の出力がLレベルである限り、On/Off動作を継続する。

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、T1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、T1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T1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T1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。

【0036】

まず、挾まれが発生する直前について考察する。このときのT1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】

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

次に、挾まれが発生し、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、

10

20

30

40

50

$ID = ID_A + ID_D$ の関係を有する。 ID_D 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 $E_{on/off}$ が発生する。その大きさは式 8 から求まる。

【0038】

$$E_{on/off} = L * d(ID_D) / dt \dots \text{式 8}$$

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 $V_{DSon/off}$ とするとこれは図 7 における 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。

【0039】

$$VB = V_{DSon/off} + Ra * ID + Emotor-A + E_{on/off} \dots \text{式 9}$$

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

【0040】

$$0 = V_{DSon} - V_{DSon/off} - E_{on/off}$$

$$E_{on/off} = V_{DSon} - V_{DSon/off} \dots \text{式 10}$$

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。 $V_{DSon/off}$ は G 点の電圧で、およそ 6.5V である。これにより $E_{on/off}$ は式 10 より -6.2V のマイナスの値となる。そして、 $E_{on/off}$ がマイナスの値になるので、式 8 より ID_D 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 D C 的成分 ID_D 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 ID_D に追随して減少し、 ID_D 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 点を経由して 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

【0041】

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。

【0042】

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

【0043】

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ィ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 $Emotor-B$ とすると、 $Emotor-B < Emotor-A$ の関係となる。この低下した回転数すなわち $Emotor-B$ 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。

【0044】

$$VB = V_{DSon} + Ra * ID + Emotor-B + E_{on} \dots \text{式 11}$$

50

式11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12となる。

【0045】

$$VB = VDSonoff + Ra * ID + Emotor-B + Eonoff \dots \text{式12}$$

式11と式12から式13が得られる。

【0046】

$$Eon - Eonoff = VDSonoff - VDSon = 6.5V - 0.3V = 6.2V \dots \text{式13}$$

Eonの符号はプラス、Eonoffの符号はマイナスであるから、式13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VDSonoff - VDSon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。

【0047】

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。

On/Off動作の周期について

T31がオンするとT1のゲート電荷はR32を通して放電され、T1のゲート～ソース間電圧VGSが低下し始める。ID = Gm * 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Ecが発生し、且つ電機子抵抗Ra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 (= Ec + 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EcはEc = 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。

【0048】

モーターの電圧降下の縮小分VMによりT1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。T1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、R32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。

【0049】

R32を通しての放電が続くとVDSは増加し、基準電圧VHを超えるとT31がオフし、T1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VLを下回るとCMP3出力がLになり、T1はオフ状態に入る。

【0050】

Miller効果によりT1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VLとVH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VLとVH、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R32を変えることにより変更できる。

10

20

30

40

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 C M P 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。

【0051】

(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。

【0052】

(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。

【0053】

(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 μs 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。

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。

【0054】

(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。

【0055】

(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。

【0056】

(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も、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 I C 化する場合に好都合である。

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ラ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 VB - VDSonoff があるので、モーター出力を Pm とすると式 14 のようになる。

【0057】

$$Pm = (VB - VDSonoff) * ID - Ra * ID2$$

10

20

30

40

50

$$\begin{aligned}
 &= (VB - VDSonoff - Ra * ID) * ID \\
 &= (Emotor - Eonoff) * ID \quad \dots \text{式 1 4}
 \end{aligned}$$

式 1 4 より次のことことが判る。

【0058】

(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。

【0059】

(ii) On/Off動作では連続On時より $VDSonoff * ID$ だけ出力が低下する。

【0060】

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

【0061】

図 9 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 9 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、電流追随回路 3 と 13 とが異なっている。電流追随回路 13 は、電流追随回路 3 から、第 2 の充放電回路 R_{22}, C_2 を除去し、 C_1 と C_2 の非接地側を結合する抵抗 R_{28} 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_{21} の抵抗値を変更したものである。

20

【0062】

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} の追随速度の速い成分 I_{ref-f} の追随速度を無限大にしたケースとなる。従って、図 9 のパワーウィ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 13 の動作は次のようにも解釈できる。

【0063】

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_{ref-f} は On/Off 動作時も含めて、常にモーター電流 ID の n 分の 1 になり、抵抗 R_{24} 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 15 のようになる。

【0064】

30

$$\begin{aligned}
 I_{ref} * R_{24} / (ID * R_1) &= R_{24} / (n * R_1) \\
 &= 1.5K / (1618 * 0.034) = 27.3 \quad \dots \text{式 15}
 \end{aligned}$$

すなわち、モーター電流 ID 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_{24} の両端に発生し、この電圧を R_{21} と C_1 からなる積分回路で平均化した電圧が抵抗 R_{23} 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。

【0065】

図 10 は、図 9 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 10 に示されるパワーウィンド挟み込み防止装置は、図 9 のパワーウィンド挟み込み防止装置と比較して、電流追随回路 13 と 14 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

【0066】

(a) パートンジスタ T21 のドレイン端子がリファレンス抵抗 R_{20} ではなくて、電源 V_B に直接接続されている点。

【0067】

(b) CMP1 のプラス入力端子に接続される抵抗 R_{26} と、ドレイン端子が抵抗 R_{26} に接続されソース端子が接地されゲート端子が CMP2 の出力端子に接続されたトランジスタ T23 とが追加されている点。

動作説明

モーター電流 ID 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 2 0 を流れる電流 I_{ref} は ID に比例し、 $I_{ref} * n = ID$ となる。従って、モーター電流 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、 $I_{ref} * n = ID$ となる。

【 0 0 6 8 】

挿まれが発生していないとき、トランジスタ T 2 3 はオンしているので、 R 2 6 と T 2 3 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 2 4 には式 1 6 で表される電圧変化 VR24 が発生する。

【 0 0 6 9 】

$$VR24 = I_{ref} * R24 = (ID / n) * R24 \dots \text{式 1 6}$$

10

シャント抵抗 R 1 に発生する電圧変化 VR1 (= ID * R1) との比をとると、式 1 7 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 2 4 の両端に発生することがわかる。

【 0 0 7 0 】

$$VR24 / VR1 = (R24 / R1) / n = (1.5K / 34m) / 1618 = 27.3 \dots \text{式 1 7}$$

一方、 CMP1 の出力電圧と R 2 4 の非接地側電位の間にはダイオード D 2 1 の順方向電圧降下および、 T 2 2 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 2 4 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 2 4 の非接地側電位の変化分 VR24 を時定数 $R 2 1 * C 1$ 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 2 1 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 2 4 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 2 1 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

【 0 0 7 1 】

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 VR1 となる。 VR1 は 27.3 倍増幅されて VR24 となり、 CMP2 マイナス入力端子に加えられる。そのときの電流 電圧変換率 (VR24 / ID) は式 1 8 で表される。

【 0 0 7 2 】

$$\begin{aligned} VR24 / ID &= 27.3 * R1 * ID / ID \\ &= 27.3 * 34m = 928mV / A \dots \text{式 1 8} \end{aligned}$$

30

一方、 CMP2 のプラス入力端子には VR24 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。

【 0 0 7 3 】

モーター電流 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 VR24 には $928mV * 0.5A = 464mV$ 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 が挿み込み検出値となる。0.468V を ID に変換すると $0.5A (= 0.468V / R 2 4 * n)$ となる。ID が 0.5A 増加すると CMP2 出力は反転する。

【 0 0 7 4 】

CMP2 出力が L レベルになるとトランジスタ T 2 3 がオフし、 R 2 6 および T 2 3 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 2 4 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 $I_{ref-2} * R24$ 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 2 3 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 $I_{ref-2} * R24$ 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 レベルになつたとき 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

40

50

が L 期間中に ID は I_{ref-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 0.5 A (0.468V) 加えたものとなり、最小電流値は I_{ref-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 I_{ref-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 I_{ref-f} は ID の変化そのものではない。 $I_{ref-f} \neq n \cdot ID$ である。抵抗 R 22 の両端に発生する電位差は ID と I_{ref} 間にずれのあることを表わしている。従って I_{ref-f} によって抵抗 R 24 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 I_{ref-2} を用いる制御も可能だが、 $I_{ref-2} = 0A$ でも十分な On/Off 動作期間があり、 I_{ref-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、 I_{ref-f} の追随速度を無限大にした図 9 の方式では I_{ref-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 I_{ref-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。 I_{ref-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 I_{ref} の一部である I_{ref-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 I_{ref-s} が増加し、その分だけ、 I_{ref-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 I_{ref} には関係しないから、C1 の増加により I_{ref-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) 電流追隨回路3と16で異なっている点。電流追隨回路16は、電流追隨回路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隨回路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なため、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突入電流最大値 < n * (Iref-s + Iref-f + Iref-1) ... 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 トランジスタT42がオフとなる。

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。

【0089】

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

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

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。

【0090】

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な抵抗値に 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】

【0091】

上述のパワーウィ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）におけるパワーウィ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。

【0092】

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ィ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ィ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】

【0093】

前述した目的を達成するために、本発明のパワーウィ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ィンド挟み込み防止装置であって、

パワーウィ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、前記パワーウィ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、前記パワーウィ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随回路と、を含み、

前記電流追随回路が、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、

前記電流検出回路ならびに前記パワーウィ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な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、パワーウィ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ィ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なるので、従来のパワーウィ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ィ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、パワーウィ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ィ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。

【0095】

また、本発明のパワーウィ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 に記載のパワーウィンド挟み込み防止装置において、

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ィ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ィンドモーターの誤反転防止性能が向上する。

【発明の効果】

【0097】

本発明によれば、パワーウィ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ィ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なるので、従来のパワーウィ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ィ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

10

20

30

40

50

最良の形態を添付の図面を参考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ィンド挟み込み防止装置を模式的に示す回路図、図2(A)はパワーウィンドの動作中における挟まれ発生から図1のパワーウィ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ID、第2基準電圧Vins、第3基準電圧Vc、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のパワーウィンド挟み込み防止装置においてVins-Vc電位差発生回路16bを動作させた場合と該Vins-Vc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ィンドモーター5の起動後のモーター電流ID、第2基準電圧Vins、および第3基準電圧Vc、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。

【0100】

図1に示される本発明の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、本発明のパワーウィ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R1とリファレンス抵抗R20がパワーウィンドモーター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隨回路の回路構成が変更されている。

【0101】

図1に示されるように、本発明のパワーウィ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ィンドモーター5に流れるモーター電流IDの増加を検出する電流検出回路2aと、モーター電流ID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御信号CPOUT_Bに従ってモーター電流ID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とパワーウィンドモーター5とに接続され、モーター電流IDの増加から挟まれを判定してパワーウィンドモーター5を反転させる挟み込み判定回路6と、を備えている。尚、パワーウィンドモーター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のパワーウィ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。

【0102】

電流検出回路2aは、パワーウィンドモーター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IDが電源供給装置VBから流されるシャント抵抗R1と、該シャント抵抗R1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R20と、該リファレンス抵抗R20およびシャント抵抗R1それぞれの他端に接続され、該シャント抵抗R1に掛かる電圧に基づいて、リファレンス抵抗R20に流すリファレンス電流Irefを増減させる電流追隨回路16aと、電流追隨回路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御信号CPOUT_Bをプルアップする抵抗R25と、電流追隨回路16aに接続され、パワーウィンドモーター5の起動時のモーター電流ID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。

【0103】

10

20

30

40

50

電流追随回路 16a は、モーター電流 ID 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 R24 と、当該抵抗 R24 の他端に一端が接続され且つその抵抗 R24 との接続線に CMP2 のプラス入力端子が接続された抵抗 R27 と、当該抵抗 R27 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 R20 の他端に接続されるように抵抗 R27 とリファレンス抵抗 R20 との間に設けられた pMOSFET T22 と、当該 T22 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 T22 のゲート端子に接続されたオペアンプ AMP1 と、当該オペアンプ AMP1 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 R1 の他端に接続された抵抗 R30 と、電線 1 に一端が接続された抵抗 R23 と、当該抵抗 R23 の他端にエミッタ端子が接続され且つコレクタ端子が T22 のソース端子に接続された PNP 型のバイポーラトランジスタ T23 と、当該 T23 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 T23 のベース端子に接続され、そしてプラス入力端子が CMP2 のマイナス入力端子に接続されたオペアンプ AMP2 と、を含む。
10

【0104】

オペアンプ AMP1 は、シャント抵抗 R1 に流れるモーター電流 ID の増減に応じて T22 からリファレンス抵抗 R20 に電流 I_{ref-f} が流されるように、出力端子から T22 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 ID が増加すると瞬時に AMP1 の入力端子電圧が高くなるので AMP1 から T22 のゲート端子に印加される電圧が高くなつて電流 I_{ref-f} が多く流され、そして逆にモーター電流 ID が減少すると AMP1 の入力端子電圧が瞬時に低くなるので AMP1 から T22 のゲート端子に印加される電圧が低くなつて電流 I_{ref-f} が少なくなる。尚、AMP1 のマイナス入力端子とシャント抵抗 R1 との間には抵抗 R30 が設けられているが、この抵抗 R30 は AMP1 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 R30 を設けない場合、シャント抵抗 R1 とリファレンス抵抗 R20 それぞれに掛かる電圧が常に等しくなるようリファレンス電流 I_{ref} がリファレンス抵抗 R20 に流されることとなる。
20

【0105】

電流追随回路 16a は、更に、オペアンプ AMP2 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 T22 のドレイン端子（即ち、抵抗 R27 の他端）に接続された第 1 のコンパレータ CMP1 、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 CMP1 のマイナス入力端子に接続されたコンデンサ C1 と、一端が電線 1 に接続された抵抗 R390 と、当該抵抗 R390 の他端にエミッタ端子が接続された PNP 型のバイポーラトランジスタ T65 と、当該 T65 のコレクタ端子に接続された Vins - Vc 電位差発生回路 16b と、当該 Vins - Vc 電位差発生回路 16b および CMP1 のマイナス入力端子（その他、C1 の他端、等）にコレクタ端子が接続された NPN 型のバイポーラトランジスタ T66 と、当該 T66 のベース端子と電源供給装置 VB のマイナス端子との間に接続され且つ CMP1 の出力端子に接続されて当該 CMP1 の出力 (CMP1_OUT) に従い On / Off 動作する第 1 の半導体スイッチ SSW1 と、T66 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 VB のマイナス端子に接続された抵抗 R420 と、一端が電線 1 に接続された抵抗 R281 と、当該抵抗 R281 の他端にエミッタ端子が接続され且つ T65 のベース端子にベース端子が接続された PNP 型のバイポーラトランジスタ T67 と、当該 T67 のコレクタ端子および T66 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 NPN 型のバイポーラトランジスタ T68 と、当該 T68 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 VB のマイナス端子に接続された抵抗 R282 と、一端が電線 1 に接続された抵抗 R121 と、当該抵抗 R121 の他端にエミッタ端子が接続され且つ T67 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 PNP 型のバイポーラトランジスタ T69 と、当該 T69 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 On / Off 動作する第 3 の半導体スイッチ SSW3 と、当該 SSW3 の他端に一端が接続され且つ他端が電源供給装置 VB 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 SSW3 は通常状態では（即ち、コンデンサ C1 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 T69 のベース端子電圧が降下して抵抗 R121（電線 1）から抵抗 R122（電源供給装置 VB のマイナス端子）へ向かって電流が流れる。

【0106】

Vins - Vc 電位差発生回路 16b は、電線 1 に接続され且つ電源電圧 VB を監視する電源電圧監視回路 16ba と、T65 のコレクタ端子と T66 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 R520 と、当該抵抗 R520 の他端に一端が接続され且つ他端が電源供給装置 VB のマイナス端子に接続された抵抗 R521 と、R520 と R521 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 CMP4 と、当該 CMP4 のプラス入力端子と電源供給装置 VB のマイナス端子との間に接続され且つ CMP4 のプラス入力端子に基準電圧を印加する基準電圧源 RV1 と、を有する。尚、電源電圧監視回路 16ba は電流追隨回路 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、T65 のコレクタ端子と T66 のコレクタ端子との間に接続され且つ CMP4 の出力端子に接続されて当該 CMP4 の出力（CC）に従い On / Off 動作する第 2 の半導体スイッチ SSW2 と、当該 SSW2 と並列に接続された 3 連のダイオード D621, D622, D623 と、を有する。3 連のダイオード D621, D622, D623 は、より詳細には、D621 のアノード端子が T65 のコレクタ端子に接続され、D622 のアノード端子が D621 のカソード端子に接続され、D623 のアノード端子が D622 のカソード端子に接続され、そして D623 のカソード端子が T66 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 D621, D622, D623 は、SSW2 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 T65 のコレクタ端子と T66 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、D621, D622、および D623）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 D621, D622, D623 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】

電流追隨回路 16a では、T22 のドレイン端子（即ち、抵抗 R27 の他端）の電位である第 1 基準電圧 Vc2 がコンパレータ CMP1 のプラス入力端子に印加される。また、CMP2 のプラス入力端子に印加される第 2 基準電圧 Vins は抵抗 R27 の分だけ Vc2 よりも高い電圧値を示す。また、Vc2 の平均値となるように制御されて第 3 基準電圧 Vc がコンデンサ C1 の充放電により生成され、CMP1 のマイナス入力端子ならびに CMP2 のマイナス入力端子に印加される。Vc2、Vins ならびに Vc は、リファレンス電流 Iref がリファレンス電流制御回路を通過することによって生成され、Vc と Vc2 との差は Vc と Vins との差に比例するようになっている。

【0108】

オペアンプ AMP2 は、電流 Iref-s の電流値が、抵抗 R23 の両端に掛かる電圧（即ち、電線 1 の電位と Vc との差分電圧）を R23 の抵抗値で割ったものであるので、その出力端子から T23 のベース端子に適宜な電圧を印可して抵抗 R23 に電流 Iref-s が流れるように T23 を制御する。この制御では、モーター電流 ID が増加すると AMP2 の入力端子電圧（Vc）が主にコンデンサ C1 の充放電によって遅れて低くなるので AMP2 から T23 のベース端子に印加される電圧がゆっくりと低くなつて電流 Iref-s が多く流れ、そして逆にモーター電流 ID が減少すると AMP2 の入力端子電圧（Vc）が主にコンデンサ C1 の充放電によって遅れて高くなるので AMP2 から T23 のベース端子に印加される電圧がゆっくりと高くなつて電流 Iref-s が少なくなる。

【0109】

尚、リファレンス抵抗 R20 に流れるリファレンス電流 Iref は、抵抗 R24 および抵抗

10

20

30

40

50

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_{ins} 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_{ins} 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_{ins} と同様に脈動する。但し、 V_{ins} 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。

【0110】

上述のように充放電回路では SSW3 が On 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、SSW3 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 On 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 On 状態となり、これにより T 6 8 のベース端子電圧が（SSW1 が Off 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 On 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 VB 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 On 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（SSW1 が Off 状態であって回路がオープンにされていれば）T 6 6 も On 状態となる。電源電圧監視回路 1 6 b a では、電源電圧 VB（電源供給装置 VB 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 CMP4 のマイナス入力端子に印加され、この電圧が、CMP4 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、CMP4 において比較されて、当該基準電圧以上であれば CMP4 の出力端子から H レベルのクランプ回路制御信号（CC）が出力されて SSW2 が On 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 CMP4 の出力端子から L レベルのクランプ回路制御信号（CC）が出力されて SSW2 が Off 状態となって回路がオープンされる。

【0111】

CMP1 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（CMP1_OUT）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（CMP1_OUT）を出力する。このように CMP1 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（CMP1_OUT）を出力する。 CMP1 から H レベルの CMP1_OUT を半導体スイッチ SSW1 が受けると、回路がショートされて T 6 6 が Off 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、SSW2 が On 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 SSW2 が Off 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、CMP1 から L レベルの CMP1_OUT を半導体スイッチ SSW1 が受けると、回路がオープンされて T 6 6 が On 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 2 I 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 からも電流 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_{ins} に追随するように制御される。

【0112】

図 1 のパワーウィ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 CMP2 のプラス入力端子電圧（ V_{ins} ）が下がり、コンデンサ C 1 の充放電のため V_{ins} の低下に遅れながらも追随して CMP2 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_{ins} と V_c とがクロスし（即ち、 V_{ins} の電位が V_c の電位以下となり）、このクロスしている間 CMP2 の出力（CPOU

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 レベルとなつたとき、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) に達したら挾まれと判定する。

図 1 のパワーウィンド挾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_in_s の脈動電圧のピーク値が高くなるため V_in_s と V_c との間隔 (即ち、電位差) が小さくなる。尚、この V_in_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_in_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_in_s との電位差を積極的に設ける V_in_s - V_c 電位差発生回路 16_b が図 1 のパワーウィンド挾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_in_s - V_c 電位差発生回路 16_b を動作させた場合と該 V_in_s - V_c 電位差発生回路 16_b を動作させない (つまり SSW2 が常に On 状態にされている) 場合におけるパワーウィンドモーター 5 の起動後のモーター電流 I_D、第 2 基準電圧 V_in_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 10 参照して説明する。

図 2 (B) に示されるように、先ずパワーウィンドモーター 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 4_a は起動タイマー 15_a 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_in_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_in_s とがクロスすることはない。そして、スタート回路 4_a 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_in_s に近づき、通常であれば V_in_s に追随する。ところが、電源電圧 V_B が低いとき、V_in_s の脈動電圧のピーク値が高くなるため、V_in_s と V_c との適宜な電位差が得られなくなり、V_in_s - V_c 電位差発生回路 16_b 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、挾まれが発生していないにも拘わらず V_c が V_in_s とクロスして、その結果、パワーウィンドモーター 5 の誤反転が生じてしまう。一方、V_in_s - V_c 電位差発生回路 16_b を動作させている場合には、電源電圧 V_B が所定電圧よりも低ければ、クランプ回路 16_b_b の SSW2 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 16_b_a 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_in_s との適宜な電位差を持って追随している。尚、このクランプ回路 16_b_b による V_c のクランプ動作は電源電圧監視回路 16_b_a 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挾まれが発生した場合には図 2 (A) に示されるように V_in_s と V_c とがクロスして挾まれ検出に至る。よって、クランプ回路 16_b_b 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、挾まれが発生した際に V_in_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。 30 40

【0113】

このように本発明のパワーウィンド挾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 16_b_a が判定し且つクランプ回路 16_b_b に V_c をクランプさせて V_c と V_in_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、挾まれが発生していないにも拘わらず V_in_s が V_c 以下にならないように) 制御するので、パワーウィンドモーター 5 の誤反転防止性能が従来のパワーウィンド挾み込み防止装置と比較して向上する。

【0114】

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ィ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)はパワーウィンドの動作中における挟まれ発生から図1のパワーウィ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のパワーウィンド挟み込み防止装置において V_{ins} - V_c 電位差発生回路を動作させた場合と該 V_{ins} - V_c 電位差発生回路を動作させない場合におけるパワーウィ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】従来のパワーウィンド挟み込み防止装置のブロック図である。

【図4】従来のパワーウィ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】従来のパワーウィンド挟み込み防止装置の回路図である。

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

20

【図7】従来のパワーウィ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】従来のパワーウィ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10】図9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】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。

【符号の説明】

【0116】

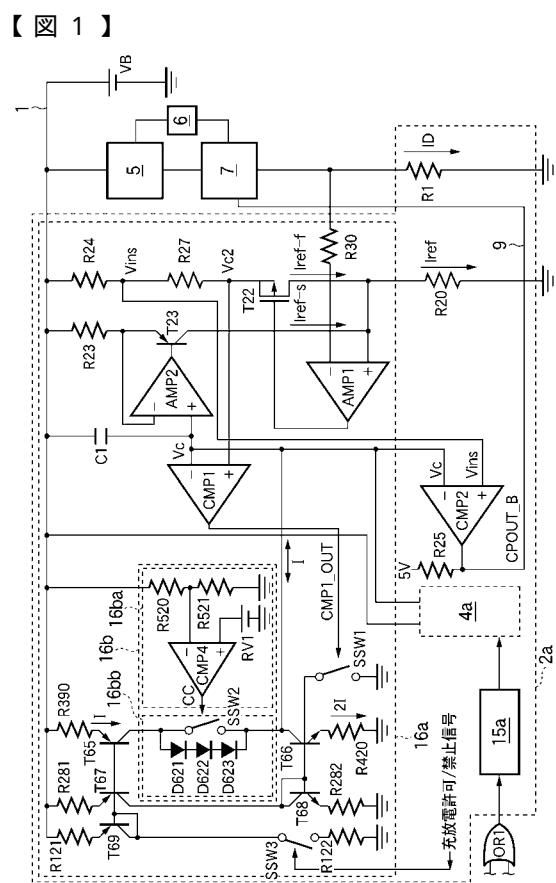
5 : パワーウィンドモーター
 I D : モーター電流
 2 a : 電流検出回路
 C P O U T _ B : 電流制限制御信号
 7 : 電流制限回路
 6 : 挟み込み判定回路
 V B : 電源供給装置(電源電圧)
 R 1 : シャント抵抗
 R 2 0 : リファレンス抵抗
 1 6 a : 電流追随回路
 V c 2 : 第1基準電圧
 V i n s : 第2基準電圧
 V c : 第3基準電圧
 C M P 1 : 第1のコンパレータ
 C M P 1 _ O U T : 充放電制御信号
 C 1 : コンデンサ
 S S W 1 : 半導体スイッチ
 C M P 2 : 第2のコンパレータ
 1 6 b : V_{ins} - V_c 電位差発生回路
 1 6 b a : 電源電圧監視回路
 1 6 b b : クランプ回路

30

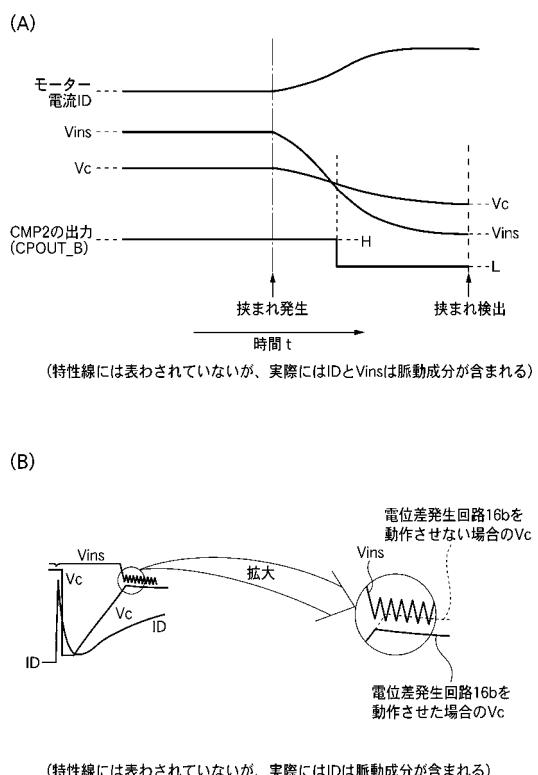
40

50

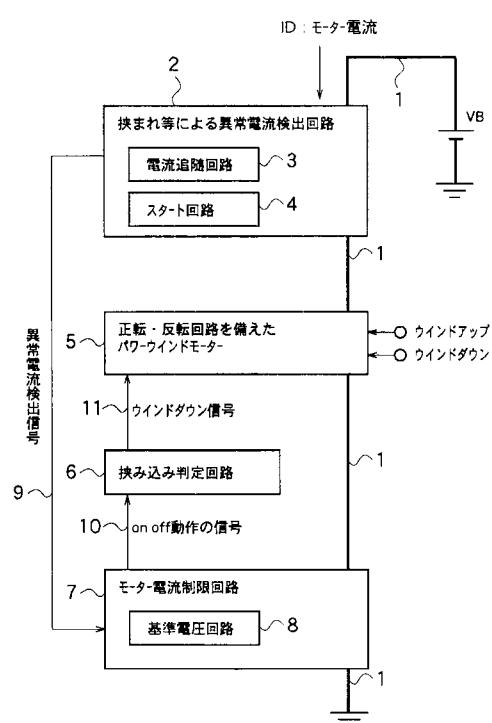
C C : クランプ回路制御信号



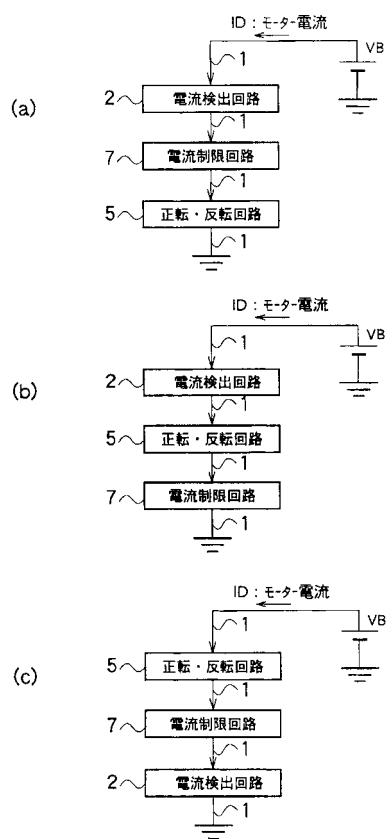
【図2】



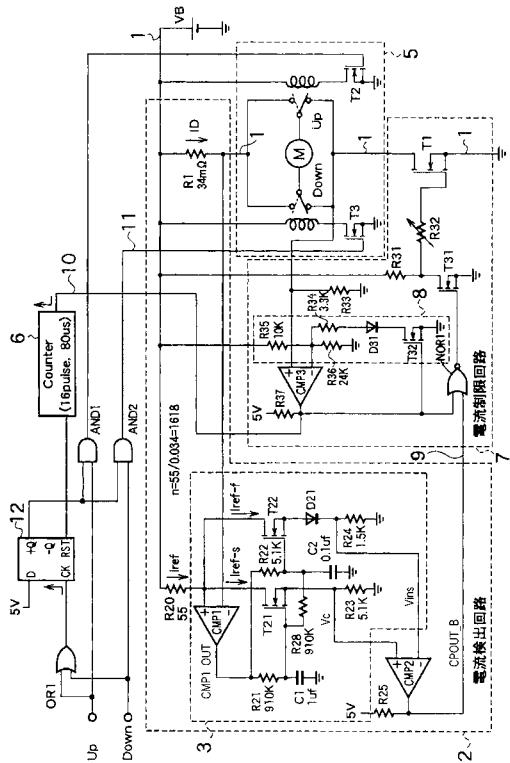
【図3】



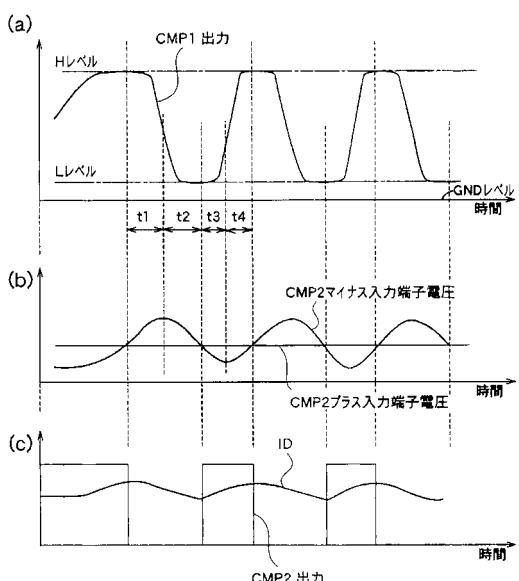
【図4】



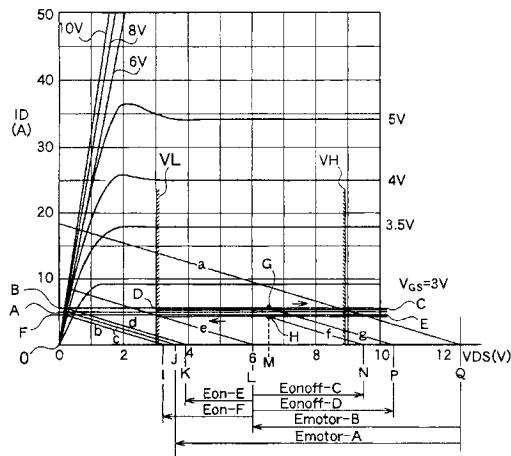
【図5】



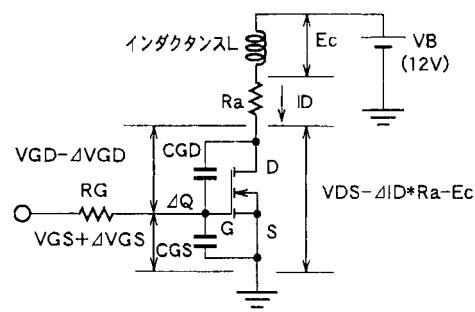
【図6】



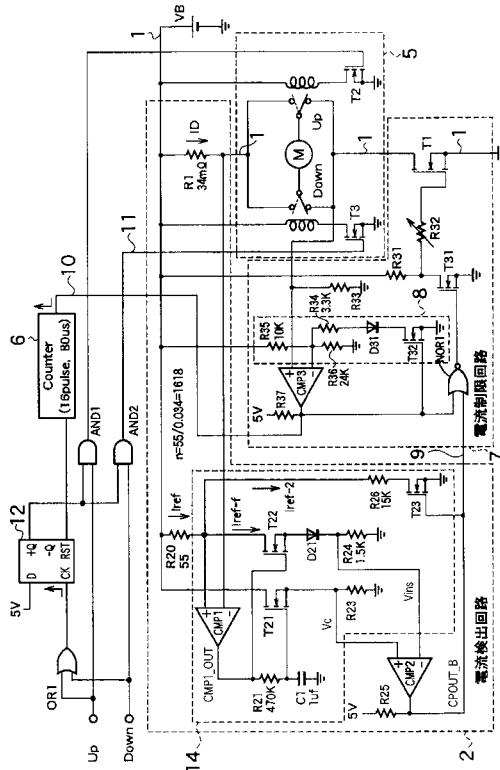
【図7】



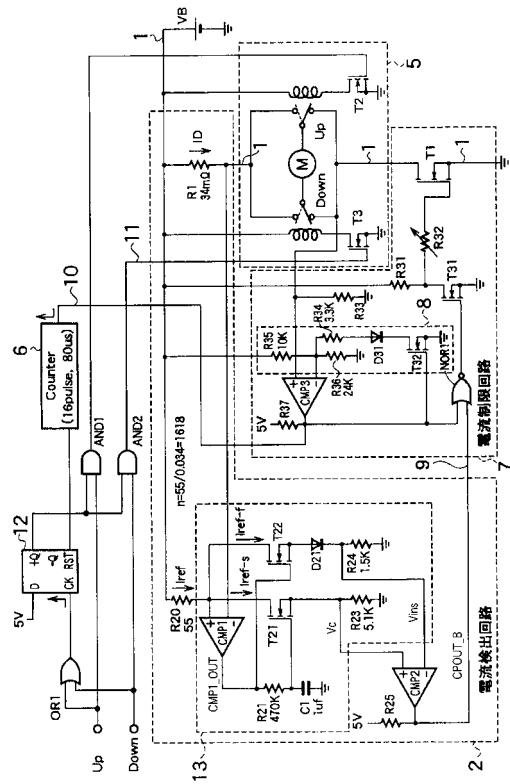
【図8】



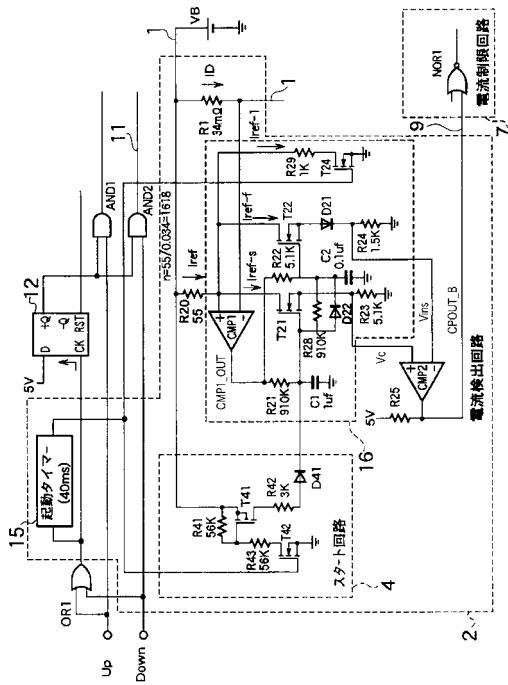
【図10】



【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206-1 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206-1 矢崎部品株式会社内

審査官 神 悅彦

(56)参考文献 特開2002-84782(JP,A)
特開2003-176664(JP,A)
特開2002-4717(JP,A)
特開平10-257791(JP,A)
特開平6-58044(JP,A)
特開平9-209650(JP,A)
特開平7-305563(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

E 05 F	15 / 16
B 60 J	1 / 00
B 60 J	1 / 17
H 02 P	3 / 08