

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2007-258185

(P2007-258185A)

(43) 公開日 平成19年10月4日(2007.10.4)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
H05B 41/24 (2006.01)	H05B 41/24 H	3K039
B60Q 1/04 (2006.01)	B60Q 1/04 E	3K072
H05B 41/18 (2006.01)	H05B 41/18 Z	3K083

審査請求 有 請求項の数 4 O L (全 42 頁)

(21) 出願番号	特願2007-131768 (P2007-131768)	(71) 出願人	000004260
(22) 出願日	平成19年5月17日(2007.5.17)		株式会社デンソー
(62) 分割の表示	特願平9-127684の分割	(74) 代理人	100100022
原出願日	平成9年5月16日(1997.5.16)		弁理士 伊藤 洋二
		(74) 代理人	100108198
			弁理士 三浦 高広
		(72) 発明者	山本 昇
			愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
			社デンソー内
		(72) 発明者	米今 健二
			愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
			社デンソー内
		Fターム(参考)	3K039 AA03

最終頁に続く

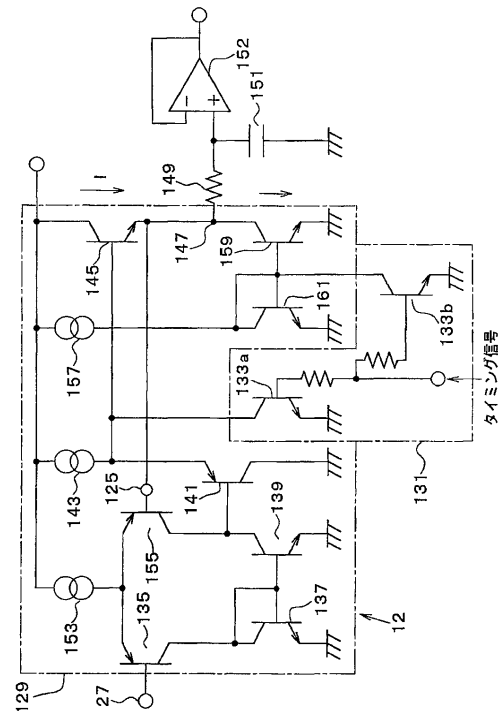
(54) 【発明の名称】 放電灯装置

(57) 【要約】

【課題】 チョークコイルを用いなくとも、過渡電圧の影響を排除したランプ電圧が検出できるようにする。

【解決手段】 ランプ電圧VLのうち、第2コンデンサ35と第1トランス47の二次巻線47bによって生じる過渡電圧部分をマスクするマスク手段129、131を有するサンプルホールド回路12を備える。これにより、過渡電圧発生時にはランプ電圧VLをサンプリングしないようにすることができ、過渡電圧発生時以外の通常時におけるランプ電圧VLを検出することができる。従来においては、チョークコイルを用いてランプ電圧VLを平坦化して、これによって通常時におけるランプ電圧VLが検出できるようにしていたが、このようにサンプルホールド回路12を設けることにより、チョークコイルを用いなくとも通常時のランプ電圧VLを検出することができる。

【選択図】 図8



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電源（１）から供給される電力に基づき充電を行う第１コンデンサ（５３）と、この第１コンデンサ（５３）の充放電を制御するスイッチング手段（５７）と、前記スイッチング手段（５７）による前記第１コンデンサ（５３）の放電電圧を昇圧する第１トランス（４７）とを有し、前記第１トランス（４７）の一次巻線（４７ａ）に対して前記放電電圧を印加することにより二次巻線（４７ｂ）に高電圧を発生させ、該高電圧を放電灯（２）に印加することで前記放電灯（２）の点灯を開始させる始動回路（８）と、

前記直流電源（１）の電圧を高圧変換する第２トランス（２９）と、

前記高圧変換された電圧を交流変換するインバータ回路（７）とを備え、

前記始動回路（８）によって点灯を開始した前記放電灯（２）に、前記インバータ回路（７）によって交流変換された電圧を印加することにより前記放電灯（２）の交流点灯を行うと共に、該放電灯（２）に対して付与するランプ電力を該放電灯（２）に流されるランプ電流（ＩＬ）および該放電灯（２）に印加されるランプ電圧（ＶＬ）に基づいて制御する放電灯装置において、

前記第２トランス（２９）に対して並列的に接続され、前記第２トランス（２９）にて高圧変換された電圧を充電する第２コンデンサ（３５）と、

前記ランプ電圧（ＶＬ）のうち、前記第２コンデンサ（３５）と前記第１トランス（４７）の二次巻線（４７ｂ）によって生じる過渡電圧部分をマスクするマスク手段（１２９、１３１）を有するサンプルホールド回路（１２）を備えていることを特徴とする放電灯装置。

【請求項 2】

前記サンプルホールド回路（１２）は、前記マスク手段として、バッファアンプ回路（１２９）と該バッファアンプ回路（１２９）の出力を所定期間維持するマスク回路（１３１）とを有しており、

前記バッファアンプ回路（１２９）は、反転入力端子（１２５）と出力端子（１４７）とが接続され、非反転入力端子（１２７）に前記ランプ電圧（ＶＬ）が入力されるように構成されていることを特徴とする請求項 1 に記載の放電灯装置。

【請求項 3】

前記バッファアンプ回路（１２９）は、前記非反転入力端子（１２７）に入力された前記ランプ電圧（ＶＬ）が増加すると、前記反転入力端子（１２５）の電圧と前記非反転入力端子（１２７）の電圧との差電圧が大きくなり、前記出力端子（１４７）から出力される電圧が上昇し、前記非反転入力端子（１２７）に入力された前記ランプ電圧（ＶＬ）が減少すると、前記反転入力端子（１２５）の電圧と前記非反転入力端子（１２７）の電圧との差電圧が小さくなり、前記出力端子（１４７）から出力される電圧が前記ランプ電圧（ＶＬ）となることを特徴とする請求項 2 に記載の放電灯装置。

【請求項 4】

前記マスク回路（１３１）は、タイミング信号のレベルに基づいて作動し、前記タイミング信号がローレベル信号のときには、そのときの前記ランプ電圧（ＶＬ）をサンプリングして該ランプ電圧（ＶＬ）に応じた電圧を出力し、前記タイミング信号がハイレベル信号に切り換わったときには、切り替わる直前の前記ランプ電圧（ＶＬ）をホールドするようになっていることを特徴とする請求項 2 または 3 に記載の放電灯装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、高圧放電灯を点灯する放電灯装置に関し、特に車両用前照明灯に用いる放電灯装置に適用して好適である。

【背景技術】

【0002】

高圧放電灯（以下、ランプという）を点灯する放電灯装置が車両用前照明灯に適用され

10

20

30

40

50

ている。この放電灯装置の回路模式図を図 25 に示す。放電灯装置の点灯はバッテリー 300 からの電力供給によって成されている。この放電灯装置の作動について説明する。

【0003】

バッテリー 300 の電圧は、一次側トランス 302 a 及び始動回路 301 側に設けられた二次側トランス 302 b によって高圧変換され、コンデンサ 303 を充電する。そして、コンデンサ 303 の充電電圧が設定電圧以上になると放電ギャップ 304 が放電を行い、この放電によってコンデンサ 303 の充電電圧がトランス 305 a、305 b でさらに高圧変換されてランプ 306 に印加される。これにより、ランプ 306 が点灯する。

【0004】

さらに、直流電源回路 307 に用いるために設けられた二次側トランス 302 c を介して、一次側の車両バッテリー 300 から二次側への電力供給が行われて、ランプ 306 の点灯が維持される。このとき、バッテリーは直流電源であるため、4 つの MOS トランジスタ 309 a ~ 309 d よりなる Hブリッジ回路 309 を備えたインバータ回路 310 によって直流 - 交流変換を行い、これによりランプ 306 の交流点灯を行っている。つまり、Hブリッジ回路 309 における対角線上にある MOS トランジスタ 309 a ~ 309 d を交互に切換えてオン・オフすることによりランプ 306 に流す放電電流の方向を切換えて上記交流点灯を行っている。

【0005】

また、バッテリー 300 からの電力供給をランプ 306 の状態に応じて制御するために、ランプ 306 を流れるランプ電流 I_L 及びランプ 306 に印加されるランプ電圧 V_L に基づくフィードバック制御が成されている。具体的には、ランプ電流 I_L 及びランプ電圧 V_L がランプパワー制御回路に入力され、ランプパワー制御回路はランプ電流 I_L 及びランプ電圧 V_L に応じた出力を発生し、この出力に基づいて PWM 制御回路 312 が MOS トランジスタ 311 のオン・オフのデューティ比を設定する。これにより、一次側トランス 302 a を流れる一次電流が制御され、バッテリー 300 からの電力供給が制御される。

【0006】

従って、ランプ電流 I_L やランプ電圧 V_L を正確に検出することは重要である。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

しかしながら、上記構成においては、一次側トランス 302 a に対して並列的に接続されたコンデンサ 313 と二次巻線 305 b とにより過渡電圧が発生し、ランプ電圧 V_L にその過渡電圧が含まれてしまうため、従来においては、チョークコイル 314 を用いてランプ電圧 V_L を平坦化して、これによって通常時におけるランプ電圧 V_L が検出できるようにしているが、チョークコイル 314 が必要になるという問題がある。

【0008】

本発明は上記問題に鑑みたもので、チョークコイルを用いなくても、過渡電圧の影響を排除したランプ電圧が検出できるようにすることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0009】

上記目的を達成するため、本発明では、直流電源 (1) の電圧を高圧変換する第 2 トランス (29) と、高圧変換された電圧を交流変換するインバータ回路 (7) とを備え、始動回路 (8) によって点灯を開始した放電灯 (2) に、インバータ回路 (7) によって交流変換された電圧を印加することにより放電灯 (2) の交流点灯を行うと共に、該放電灯 (2) に対して付与するランプ電力を該放電灯 (2) に流されるランプ電流 (I_L) および該放電灯 (2) に印加されるランプ電圧 (V_L) に基づいて制御する放電灯装置において、第 2 トランス (29) に対して並列的に接続され、第 2 トランス (29) にて高圧変換された電圧を充電する第 2 コンデンサ (35) と、ランプ電圧 (V_L) のうち、第 2 コンデンサ (35) と第 1 トランス (47) の二次巻線 (47 b) によって生じる過渡電圧部分をマスクするマスク手段 (129、131) を有するサンプルホールド回路 (12)

10

20

30

40

50

を備えていることを特徴としている。

【0010】

これにより、過渡電圧発生時にはランプ電圧（VL）をサンプリングしないようにすることができ、過渡電圧発生時以外の通常時におけるランプ電圧（VL）を検出することができる。従来においては、チョークコイルを用いてランプ電圧VLを平坦化して、これによって通常時におけるランプ電圧VLが検出できるようにしていたが、このようにサンプルホールド回路（12）を設けることにより、チョークコイルを用いなくても通常時のランプ電圧（VL）を検出することができる。

【0011】

例えば、サンプルホールド回路（12）は、マスク手段として、バッファアンプ回路（129）と該バッファアンプ回路（129）の出力を所定期間維持するマスク回路（131）とを有した構成とされ、バッファアンプ回路（129）を、反転入力端子（125）と出力端子（147）とが接続され、非反転入力端子（127）にランプ電圧（VL）が入力される構成とされる。

10

【0012】

この場合、バッファアンプ回路（129）に関しては、非反転入力端子（127）に入力されたランプ電圧（VL）が増加すると、反転入力端子（125）の電圧と非反転入力端子（127）の電圧との差電圧が大きくなり、出力端子（147）から出力される電圧が上昇し、非反転入力端子（127）に入力されたランプ電圧（VL）が減少すると、反転入力端子（125）の電圧と非反転入力端子（127）の電圧との差電圧が小さくなり、出力端子（147）から出力される電圧がランプ電圧（VL）となるような構成とすることができる。

20

【0013】

また、マスク回路（131）に関しては、タイミング信号のレベルに基づいて作動し、タイミング信号がローレベル信号のときには、そのときのランプ電圧（VL）をサンプリングして該ランプ電圧（VL）に応じた電圧を出力し、タイミング信号がハイレベル信号に切り換わったときには、切り替わる直前のランプ電圧（VL）をホールドするような構成とすることができる。

【0014】

なお、上記各手段の括弧内の符号は、後述する実施形態に記載の具体的手段との対応関係を示すものである。

30

【発明を実施するための最良の形態】

【0015】

以下、本発明の実施形態について図に基づいて説明する。なお、以下の各実施形態相互において、互いに同一もしくは均等である部分には、図中、同一符号を付してある。

【0016】

（第1実施形態）

以下、本発明の実施形態を図に基づいて説明する。なお、本実施形態は本発明の放電灯装置100を車両用前照灯に適用したものである。図1に本実施形態における放電灯装置100の全体構成図、図2に本実施形態における放電灯装置100の制御系のブロック図を示す。

40

【0017】

1は車両に搭載された直流電源（以下、バッテリーという、定格電圧（バッテリー電圧VB）12V）であり、1aは電源端子、1bはアース端子、2は車両前照灯であるメタルハライドランプ等の高圧放電灯（以下、ランプという）である。SWは、車室内に設けられ、使用者の操作により、上記ランプ2の点灯消灯を設定する点灯スイッチである。50は、放電灯装置100に過電流が流れたときに溶断するヒューズである。

【0018】

放電灯装置100は、図1に示すように逆接保護回路3、平滑回路4、フライバックトランス29を有する直流電源回路5、テークオーバー回路6、Hブリッジ回路7aを含む

50

インバータ回路 7、始動回路 8 等の回路機能部を有する。本実施形態では、図 2 に示すように上記回路機能部を制御する制御回路として、PWM（パルス幅変調）制御回路 9、後述のランプ電圧 V_L およびランプ電流 I_L に基づいて、ランプ電力を所望電力に制御するランプパワー制御回路 10、上記 Hブリッジ回路 7a を制御する Hブリッジ制御回路 11 等を有する。

【0019】

また、本実施形態では、上記制御回路としてその他に、ランプ電圧 V_L を所定のタイミングでサンプリングおよびホールドするサンプルホールド回路 12、ランプ点灯開始時に、上記始動回路 8 を制御して、ランプ 2 に高電圧を印加させてランプ 2 を電極間で絶縁破壊させる高電圧発生制御回路 13、放電灯装置 100 が後述の異常状態となったときに、上記 Hブリッジ制御回路 11 を通じて Hブリッジ回路 7a を制御するフェイルセーフ回路 14 と、ランプ 2 のコネクタ 35 の外れを検出するコネクタ外れ検出回路 15 とを有している。

10

【0020】

さらに、各制御回路 9～15 の駆動電力はバッテリー電圧 V_B 等に基づいて行われるが、1 次側電圧が過電圧となった際に、この過電圧から各制御回路 9～15 を保護するための過電圧保護回路 16 も放電灯装置 100 には備えられている。ここで、先ず、放電灯装置 100 の点灯動作の概略を説明する。上記点灯スイッチ SW がオンされると、フライバックトランス 29 にてバッテリー電圧 V_B が昇圧され、これにより、Hブリッジ回路 7a を通じて始動回路 8 のコンデンサ 53 が充電される。そして、コンデンサ 53 が充電されると、始動回路 8 にて充電された電荷が放電されて、トランス 47 にてさらに高電圧化された電圧がランプ 2 に印加され、ランプ 2 が電極間で絶縁破壊し点灯されるようになる。

20

【0021】

その後、ランプ 2 が点灯すると、Hブリッジ回路 7a によりランプ 2 への放電電圧の極性（放電電流の向き）を交互に切り換えることで、ランプ 2 を交流点灯させる。次に、上記回路機能部および上記制御回路の構成の概略について簡単に説明する。

【0022】

逆接保護回路 3 は、抵抗 17、コンデンサ 19、および MOS トランジスタ 21 とからなる。逆接保護回路 3 は、後述する電源端子に負極性の高電圧が発生したときに、MOS トランジスタ 21 を保護するものである。また、バッテリー 1 を極性が逆にして車両に取り付けるといった逆接時には、ヒューズ 50 を溶断しないようにするものである。

30

【0023】

平滑回路 4 は、上記電源端子 1a に発生する電圧を平滑するものであり、コンデンサ 23、25 と、コイル 27 とからなるコンデンサ入力型平滑回路（チョーク入力型平滑回路）である。直流電源回路 5 は、一次側と二次側とが共に巻線で構成されたフライバックトランス 29 を有している。フライバックトランス 29 は、バッテリー側に配された一次巻線 29a と、ランプ 2 側に配された二次巻線 29b を有している。また、フライバックトランス 29 は、図 1 に示すように一次巻線 29a と二次巻線 29b とは電氣的に導通可能となっている。直流電源回路 5 には、上記 PWM 回路 9 によりスイッチング制御される MOS トランジスタ 31 が設けられている。上記一次巻線 29a の一次電流は、この MOS トランジスタ 31 により制御される。

40

【0024】

つまり、フライバックトランス 29 は、MOS トランジスタ 31 がオンのときには、一次巻線 29a に一次電流が流れることで、一次巻線 29a にエネルギーが蓄えられるようになっている。そして、フライバックトランス 29 は、MOS トランジスタ 31 がオフになると、一次巻線 29a のエネルギーを二次巻線 29b に供給するようになっている。

【0025】

また、直流電源回路 5 の二次巻線 29b には、整流用のダイオード 33 と、平滑用コンデンサ 35 が設けられている。テークオーバー回路 6 は、コンデンサ 37 と抵抗 39 とからなる。コンデンサ 37 は、上記点灯スイッチ SW がオンされると電荷が充電されるよう

50

になっている。テークオーバー回路6は、上記始動回路8によりランプ2を電極間で絶縁破壊させたのち、速やかにアーク放電に移行させるものである。

【0026】

インバータ回路7は、フライバックトランス29の二次巻線29b側に設けられ、バッテリー1からの電力を交流変換することで、ランプ2を交流点灯させるものである。インバータ回路7を構成するHブリッジ回路7aは、ランプ2の放電電流の向きを交互に反転させるものである。Hブリッジ回路7aは、Hブリッジ状に配置された複数のブリッジ用半導体スイッチング素子をなす4つのMOSトランジスタ41a～41dを有する。これら4つのMOSトランジスタ41a～41dは、図中43a、43bにて示すブリッジ駆動回路（本例ではIC素子、以下、IC素子という）によって制御される。

10

【0027】

ブリッジ制御回路11は、IC素子43a、43bを制御することで、Hブリッジ回路7aのうち対角線上にあるMOSトランジスタ41a、41dがオフ状態であるときは、対角線上にあるMOSトランジスタ41b、41cをオン状態に切換制御し、MOSトランジスタ41b、41cがオン状態であるときは、MOSトランジスタ41aと41dをオフ状態に切換制御する。この結果、ランプ2の放電電流の向きが交互に切り換わる、言い換えるとランプ2の印加電圧（放電電圧）の極性が反転することで、ランプ2は交流点灯する。

【0028】

Hブリッジ回路7aは、ランプ点灯開始時には長い一定周期でMOSトランジスタ41a～41dをオン・オフさせ、その後は短い一定周期でMOSトランジスタ41a～41dをオン・オフさせるようになっている。なお、図中45は、Hブリッジ回路7aを点灯始動時に発生する高圧パルスから保護する保護用のコンデンサである。

20

【0029】

始動回路8は、ランプ2を点灯開始させるものであって、上記Hブリッジ回路7aの中点電位点と、アース端子1bとの間に設置されている。始動回路8は、一次巻線47aと二次巻線47bとからなるトランス47、ダイオード49、51、コンデンサ53、抵抗55、および一方向性半導体素子であるサイリスタ57とからなる。

【0030】

サイリスタ57は、上記点灯スイッチSWがオンされたときには、オフとなっており、これにより、コンデンサ53は充電を開始する。その後、上記高電圧発生制御回路13によりサイリスタ57がオンとされる。この結果、コンデンサ53は放電を開始する。すると、コンデンサ53に蓄えられたエネルギーが、トランス47を通じて高電圧化されることで、ランプ2に高電圧が印加される。この結果、ランプ2は、電極間で絶縁破壊し点灯する。

30

【0031】

PWM制御回路9は、鋸歯状波に対するスレッシュホールドレベルを可変にすることで、上記MOSトランジスタ31のオン・オフ時間、つまりデューティ比を制御するものである。ランプパワー制御回路10は、ランプ電流ILと、上記サンプルホールド回路12によってサンプルホールドされたランプ電圧VLとに基づいて、ランプ電力が所望値となるように制御するものである。なお、ランプ電流ILは、Hブリッジ回路7aに設けられた電流検出用抵抗59にて検出される。

40

【0032】

本実施形態におけるランプパワー制御回路10によるランプパワー制御は、以下のようである。ランプパワー制御回路10は、ランプ2の点灯開始時にランプ2の電極温度が低いと、ランプ2に立ち消えが生じ易いので、ランプ電力を大きな値（例えば75W）として電極温度を迅速に高め、電極温度が徐々に高くなると、ランプ電力を徐々に低下させていき、ランプ2が安定状態になるとランプ電力を所定値（35W）一定に制御するものである。

【0033】

50

また、ランプ電圧 V_L が高電圧（例えば 400 V）となってランプ 2 の点灯が開始された直後では、ランプ電圧 V_L は最も小さくなり、その後ランプ電圧 V_L は徐々に大きくなる。一方、ランプ電流 I_L は、ランプ 2 の点灯が開始された直後には、ランプ電圧 V_L に反して徐々に小さくなる。そして、このようなランプパワー制御を行うために、上記 PWM 制御回路 9 は、上記ランプパワー制御回路 10 の指令信号を受けて、上記 MOS トランジスタ 31 のオン・オフのデューティ比を可変することで、ランプ電力を制御する。

【0034】

上記サンプルホールド回路 12 は、ランプ電圧 V_L のうち、Hブリッジ回路 7a の切換時に発生する後述の過渡電圧をマスクし、上記ランプパワー制御回路 10 による制御を精度良く行うものである。上記フェイルセーフ回路 14 は、放電灯装置 100 に何らかの異常が生じたときに、上記 PWM 制御回路 9 の制御を停止するとともに、Hブリッジ回路 7a の MOS トランジスタ 41a～41d の導通を全てオフするものである。

【0035】

なお、上記制御回路 9～15 は、全て図示しない集積回路内に設けられている。

【0036】

〔始動回路 8 について〕

次に、始動回路 8 の詳細について説明する。始動回路 8 は、ランプ 2 を点灯開始させるものであって、上記 Hブリッジ回路 7a の中点電位点と、アース端子 1b との間に設置されている。

【0037】

始動回路 8 の作動について、図 3 に示すタイムチャートを基に説明する。但し、図 3 において (a) はランプ 2 の両端電圧 V_{lamp} であり、(b) はコンデンサの充電電圧 V_c であり、(c) はサイリスタ 57 のゲートに出力されるゲート駆動信号であり、(d) は 2 次巻線 47b に発生する高電圧である。上記点灯スイッチ SW がオンされると、Hブリッジ回路 7a を構成する MOS トランジスタ 41a～41d のオン・オフが開始される（図 3 の t1 の時点）。MOS トランジスタ 41a、41d がオンする時には、ゲート駆動信号はローレベル信号が出力されて、サイリスタ 57 はオフ状態となる。これにより、コンデンサ 53 は充電を始める（図 3 の t2 の時点）。このコンデンサ 53 の充電が MOS トランジスタ 41a、41d のオン期間中に十分になされた後、MOS トランジスタ 41a、41d がオフして、MOS トランジスタ 41b、41c がオンとなる（図 3 の t3 の時点）。

【0038】

そして、サイリスタ 57 のゲート駆動信号がハイレベル信号に変わるとサイリスタ 57 がオンして電流が流れ、トランス 47 の 2 次巻線 47b に高電圧が発生する（図 3 の t4 の時点）。この高電圧がランプ 2 に印加され、ランプ 2 の電極間で絶縁破壊し、ランプ 2 が点灯開始する（図 3 t5 の時点）。さらに、サイリスタ 57 に対してダイオード 51 を並列接続することにより、サイリスタ 57 オン時にコンデンサ 53 と一次巻線 47a とで、LC 共振させている。2 次巻線 47b から的高電圧によりランプ 2 の電極間で絶縁破壊するとランプ 2 の電極間には、火花放電電流が流れ、この火花放電電流は、上記 LC 共振により減衰振動電流となる。これにより、火花放電電流の持続時間はダイオード 51 を接続しない場合に比べ、格段に長くすることができる。

【0039】

ランプ 2 で火花放電電流が流れている間のランプ電圧は、コンデンサ 35、及びコンデンサ 37 の充電電圧より低くなり、この時に Hブリッジ回路 7a を介してランプ 2 に流れ込むことにより、ランプ 2 は点灯を開始する。従って、ダイオード 51 を接続することにより、火花放電電流の持続時間が長くなり、コンデンサ 35、およびコンデンサ 37 から Hブリッジ回路 7a を介して確実にランプ 2 へ点灯開始するに十分な電流を流れ込ませることができ、確実にランプ 2 を点灯させることができる。すなわちランプ 2 の点灯性を向上させることができる。

【0040】

10

20

30

40

50

また、Hブリッジ回路7aの midpoint 電位点にてコンデンサ53の充電を行っているため、MOSトランジスタ41a～41dのオン・オフ切換え時にコンデンサの高圧側電位が0Vになる。このため、サイリスタ57を確実にオフさせることができる。つまり、サイリスタ57は1度オンすると、所定の条件（例えば、サイリスタ57のアノード側電位>カソード側電位）を満たすまでオフしないが、このような場合にはコンデンサ53への充電が再び行えなくなる。このため、仮にMOSトランジスタ41a～41dのオン・オフの1周期目でランプ2が点灯しなかった場合に、その後ランプ2の点灯ができなくなってしまうが、Hブリッジ回路7aの midpoint 電位点によってコンデンサ53の充電を行っているため、これを防止でき、ランプ2を確実に点灯させることができる。

【0041】

10

さらに、フライバックトランス29の二次側である midpoint 電位点にてコンデンサ53の充電を行っているため、直流電源回路5で高圧変換された電圧によってコンデンサ53の充電が成されることになる。従来では、コンデンサ53の両端電圧を高圧にするためのトランスを直流電源回路5とは別個に設けていたが、このためにのみトランスを設ける必要がない。このように、始動回路8と直流電源回路5とでフライバックトランス29を共用しているためトランスを1つにでき、コスト削減を図ることができる。

【0042】

なお、上記ゲート駆動信号は、MOSトランジスタ41a～41dの切換えタイミングに同期して高電圧発生制御回路13から出力されるが、高電圧発生制御回路13にはHブリッジ制御回路11からMOS41a～41dの切換えタイミングを知らせる信号が入力

20

【0043】

また、ランプ2が点灯すると始動回路8を駆動する必要がなくなるため、ゲート駆動信号はローレベル信号が出力される。このランプ点灯は、ランプ電流ILが所定値以上であるか否かによって判定している。すなわち、ランプ2が点灯するとHブリッジ回路7aを介して電流検出用抵抗32（59）にランプ電流ILが流れるため、ランプ電流ILが検出されるとゲート駆動信号をローレベル信号にするようになっている。

【0044】

〔IC素子43a、43bの駆動回路について〕

次に、上記IC素子43a、43bの駆動について説明する。図4にIC素子43a、43bを駆動する回路図を示す。但し、図4は図1中の構成要件を一部削除してある。IC素子43aは、ハイアンドロドライバ回路（International Rectifier社製、IR2101）を使用している。なお、IC素子43a、43bの構成は全く同じである。

30

【0045】

IC素子43a、43bの各電源端子Vccは、フライバックトランス29の二次側に接続されている。つまり、フライバックトランス29の二次側には、抵抗95とツェナーダイオード97よりなる第1電源回路96が設けられており、電源端子Vccへの印加電圧は、第1電源回路96により発生された所定電圧V2（15V）となる。

【0046】

40

また、IC素子43aの高電圧側入力端子Hinと、IC素子43bの低電圧側入力端子Linとが接続されている。そして、これら2つの端子HinとLinには、Hブリッジ制御回路11中の端子11aからのハイレベル信号、もしくはローレベル信号が同じように入力される。さらにIC素子43aの低電圧側入力端子Linと、IC素子43bの高電圧側入力端子Hinとが接続されている。そして、これら2つの端子HinとLinとには、Hブリッジ制御回路11の端子11bからのハイレベル信号、もしくはローレベル信号が同じように入力される。そして、Hブリッジ制御回路11の端子11a、11bは、互いにハイレベル信号とローレベル信号とが反転するようになっている。

【0047】

簡単に作動を説明すると、Hブリッジ制御回路11の端子11aからハイレベル信号が

50

、端子11bからローレベル信号が出力されると、MOSトランジスタ41a、41dがオンとなり、MOSトランジスタ41b、41cがオフとなる。また、Hブリッジ制御回路11の端子11aからローレベル信号が出力され、端子11bからハイレベル信号が出力されると、MOSトランジスタ41b、41cがオンとなり、MOSトランジスタ41a、41dがオフとなる。

【0048】

このように本実施形態では、IC素子43a、43bは、二次巻線29bにて発生する二次電圧（上記ランプ電圧）を利用して、上記Hブリッジ制御回路11にて制御されるようになっている。これにより、バッテリー電圧VBが低下しても、フライバックトランス29の二次側から駆動電圧を得ることで、MOSトランジスタ41a～41dを安定して駆動制御することができる。

【0049】

ところで、IC素子43a、43bは、トランス29の二次側の電圧の他に、一方向性半導体スイッチング素子であるダイオード99を介して一次側の電圧（バッテリー電圧VB）にて駆動制御可能になっている。このようにした理由は、以下の2つの理由からである。（1）上述したランプパワー制御回路10により、ランプ2のランプ電力がランプ2の放電電圧に相当するランプ電圧VL（電圧信号）、およびランプ2の放電電流に相当するランプ電流IL（電流信号）に基づいて、所望値となるようにフィードバック制御が行われる。

【0050】

そして、例えば上記点灯スイッチSWがオンされた直後には、二次巻線29b側には電圧は発生していない。従って、点灯スイッチSWがオンされた直後には、Hブリッジ回路7aは駆動制御できず、最悪の場合制御遅れやフィードバック制御が不安定になる可能性がある。そこで、本例では、上記点灯スイッチSWがオンされた直後にでも、Hブリッジ回路7aを駆動制御出来るようにするため、バッテリー電圧VBによってIC素子43a、43bを駆動できるようにしている。

【0051】

（2）ランプ電圧VLが上記所定電圧Vr1より低下してしまう後述の異常状態になると、IC素子43a、43bの駆動電源が不足し、Hブリッジ回路7aをオフ（MOSトランジスタ41a～41dの導通を全て遮断状態、以下これをHブリッジ回路7aをオフという）できない。そこで、本例ではIC素子43a、43bは、上記異常状態となると、バッテリー電圧VBにより駆動電源を得るようにした。これにより、上記異常状態において確実にHブリッジ回路7aをオフすることができる。

【0052】

なお、上記異常状態のときには、図4中242で示す第1異常用回路の2つの出力信号を共にハイレベル信号とすることで、IC素子43a、43bを通じてHブリッジ回路7aをオフする。なお、バッテリー電圧VBが12Vであるときに、IC素子43a、43bの各電源端子Vccへの印加電圧は、ツェナーダイオード97により定電圧15Vに制御される。従って、図4中ダイオード99は逆流防止の機能を果たす。また、101は、ノイズ除去用のコンデンサであり、420は電流制限用の抵抗である。

【0053】

〔MOSトランジスタ31の駆動電源について〕

次に上記MOSトランジスタ31の駆動電源の得方について図5を用いて説明する。トランス29の二次側には、上記抵抗95と上記ツェナーダイオード97とによって、二次側に発生する高電圧を所定電圧V2（例えば15V）に定電圧化する第1電源回路96が設けられている。

【0054】

バッテリー1側（一次側）には、抵抗105とコンデンサ107とによって、バッテリー電圧によって決まる所定電圧V3（第2所定電圧）を得る第2電源回路110が設けられている。第1電源回路96と第2電源回路110との間には、第1電源回路96側に抵抗1

10

20

30

40

50

20を介して、切換手段をなすダイオード111が設けられている。

【0055】

ダイオード111は、上記所定電圧V3と、所定電圧V2から抵抗120にて電圧降下した所定電圧V4（第1所定電圧）とのうち、所定電圧V3の方が高いときに、電流を流す。なお、本例では、バッテリー電圧VBがほぼ定格電圧にあるときには、抵抗120により所定電圧V3が所定電圧V4より高くなるようにしてある（以下、これを正常状態）。

【0056】

第1電源回路96と第2電源回路110との間には、抵抗114を介して上記MOSトランジスタ31を駆動する駆動回路124を構成するダーリントン接続された2つのNPNトランジスタ112、113が接続されている。なお、ダイオード111は、NPNトランジスタ112、113の両コレクタ間に設けられている。 10

【0057】

従って、上記正常状態においては所定電圧V3が所定電圧V4より高いため、ダイオード111は電流を流す。このため、トランス29の一次側よりNPNトランジスタ112にベース電流が流れて、NPNトランジスタ112がオンとなる。すると、NPNトランジスタ112のコレクタ電流がNPNトランジスタ113のベース電流となって、トランス29の一次側からNPNトランジスタ113にコレクタ電流が流れる。

【0058】

一方、所定電圧V4が所定電圧V3より高いとき、例えば、バッテリー電圧が低下したときには、二次側からNPNトランジスタ112のベース電流が流れて、NPNトランジスタ112がオンとなる。すると、NPNトランジスタ113もオンとなって、トランス29の一次側よりNPNトランジスタ113にはコレクタ電流が流れる。 20

【0059】

この時、所定電圧V4が所定電圧V3よりも高くなっているため、ダイオード111は、電流を流さない。このため、所定電圧V4が所定電圧V3より高いという関係が維持される。上記NPNトランジスタ112、113の作動は、図5に示すように上記PWM制御回路9の出力信号を受けて、オン・オフする5つのNPNトランジスタ115～119にて制御されるようになっていいる。以下、この5つのNPNトランジスタ115～119について説明する。

【0060】

NPNトランジスタ115、116は、PWM制御回路9の出力信号（デューティー信号）に応じてオン・オフするようになっていいる。以下、出力信号のうち、ハイレベル信号をオン信号、ローレベル信号をオフ信号として説明する。例えば、出力信号がオン信号であると、NPNトランジスタ115、116がオンとなり、定電流源121からの定電流がNPNトランジスタ115のコレクタ電流となる。これにより、NPNトランジスタ117、118がオフし、NPNトランジスタ119もオフとなる。 30

【0061】

つまり、デューティー信号がオン信号であると、NPNトランジスタ115、116はオン、NPNトランジスタ117～119はオフとなる。従って、NPNトランジスタ112のコレクタ電流は、NPNトランジスタ113のベースに流れ込んで、NPNトランジスタ113がオンされる。この結果、NPNトランジスタ113のコレクタ電流がMOSトランジスタ31のゲートに流れ込み、MOSトランジスタ31がオンとなる。 40

【0062】

一方、上記出力信号がオフ信号であると、NPNトランジスタ115、116がオフとなるので、定電流源121によりNPNトランジスタ117がオンされる。これにより、NPNトランジスタ117には定電流源122からの定電流が流れる。また、この際、定電流源121によりNPNトランジスタ118もオンとなる。これにより、NPNトランジスタ112のコレクタ電流は、NPNトランジスタ118に流れ込む。この結果、NPNトランジスタ113はオフとなる。

【0063】

また、NPNトランジスタ116はオフであるので、NPNトランジスタ117を流れたコレクタ電流がNPNトランジスタ119のベースに流れ込み、NPNトランジスタ119がオンとなる。これにより、NPNトランジスタ113のコレクタ電流は、MOSトランジスタ31のゲートに流れ込まず、NPNトランジスタ119のコレクタ電流となり、MOSトランジスタ31はオフとなる。

【0064】

このように上記オン信号およびオフ信号によって、MOSトランジスタ31がオン・オフするようになっていく。また、図5に示すようにMOSトランジスタ31のゲートと、定電流源122との間には、ダイオード123が設けられている。このダイオード123は、MOSトランジスタ31がオンからオフになるときのスイッチング速度を高めるものである。つまり、MOSトランジスタ31がオンからオフになるときには、MOSトランジスタ31のゲートに蓄えられた電荷を、ダイオード123を通じて引き抜いて、NPNトランジスタ117のコレクタ電流を増加させる。これにより、NPNトランジスタ119のベース電流が増加するので、NPNトランジスタ131が迅速にオフとなる。この結果、MOSトランジスタ31のスイッチング速度を向上できる。

【0065】

次に、上記図5の回路の作動を詳しく説明する。

【0066】

(1) 前提としてバッテリー電圧VBがほぼ定格電圧あり、第2電源回路110が所定電圧V3を発生し、この際、上記点灯スイッチSWがオンされ、PWM制御回路9の出力信号がオン信号であったとする。この際、上記点灯スイッチSWがオンされた直後には、トランス29の二次側には電圧が発生していない。従って、この場合は、第2電源回路110の所定電圧V3によりNPNトランジスタ112がオンされ、NPNトランジスタ113もオンとなる。つまり、NPNトランジスタ112、113のベース電流およびコレクタ電流は、第2電源回路110により流れる(得られる)。この結果、MOSトランジスタ31は、フライバックトランス29の一次側、つまり第2電源回路110から駆動電源を得て、オンとなる。

【0067】

その後、PWM制御回路9がオン・オフ信号を繰り返すと、二次巻線29bが一次巻線29aのエネルギーを受け取ることで、二次側の電圧は徐々に上昇していく。これにより、第1電源回路96にて所定電圧V2が発生し、さらには所定電圧V4が発生する。

【0068】

(2) 次に前提としてランプ点灯中にバッテリー電圧が低下したために、所定電圧V3も低下して、所定電圧V3が所定電圧V4より低くなったとする。

【0069】

すると、ダイオード111は、NPNトランジスタ112、113のベース電流をトランス29の二次側(第1電源回路96)から得るように電流経路を切替える。つまり、NPNトランジスタ112は、トランス29の二次側(第1電源回路96)より、駆動電源を得ることになる。この結果、本実施形態ではバッテリー1の電源電圧VBが点灯中に低下したときには、トランス29の二次側の第1電源回路96にてNPNトランジスタ112、113、およびMOSトランジスタ31を安定して駆動制御することができる。

【0070】

従って、本実施形態では、上記所定電圧V3が上記所定電圧V4より低くなったときのみに、NPNトランジスタ112の駆動電源を第1電源回路96より得る。これにより、以下の効果がある。トランス29の二次側には、上述したように400Vといった高電圧が発生する。従って、ツェナーダイオード97を小型で安価なものとする、抵抗95は抵抗値が非常に大きなものを使用する必要がある。しかしながら、このようにすると、抵抗値の大きな抵抗95にて大きな電力が消費されるといった問題がある。

【0071】

そこで、本例では上記所定電圧V3が上記所定電圧V4より低くなったときのみに、上

記抵抗 95 に電流が流れるようにしており、これにより、抵抗 95 での消費電力を小さくできる。また、トランス 29 の二次側には、上述したように 400 V といった高電圧が発生するが、抵抗 95 での消費電力は、抵抗値が大きい程小さくなる。そして、この抵抗 95 の抵抗値の最大値 $R(95) = (V_L - V_2) / I_s$ という関係がある。

【0072】

なお、 V_L は、トランス 29 の二次側電圧（NPN トランジスタ 112 を正常作動させるに必要な最低値）であり、 I_s は第 1 電源回路 96 が負荷に供給する電流である。この様な関係において、上記 V_2 と I_s は回路によって決まる固定値である。よって、抵抗 95 の抵抗値は上記 V_L の最低値を何ボルトにするかによって決まる。従って、本例では上記所定電圧 V_3 が上記所定電圧 V_4 より低くなった時のみに、NPN トランジスタ 112 の駆動電源を第 1 電源回路 96 より得る。これにより、抵抗 95 の抵抗値を大きくすることができるので、抵抗 95 での消費電力を小さくすることができる。

10

【0073】

また、本実施形態では、NPN トランジスタ 112 と NPN トランジスタ 113 とをダーリントン接続したことで、以下の効果がある。但し、上記抵抗 114 での電圧降下を無視して説明する。バッテリー電圧 V_B がほぼ定格電圧であるときには、上述したように NPN トランジスタ 112、113 の各ベース電流およびコレクタ電流は、トランス 29 の一次側（第 2 電源回路 110）から流れる。従って、NPN トランジスタ 113 のコレクターエミッタ間の電位差は、上記電圧降下分の和と、コレクターエミッタの電位降下分と、ダイオード 111 の順方向電圧降下分の和となる。

20

【0074】

すなわち、本例では MOS トランジスタ 31 のゲートに印加される電圧は、 $V_3 - (V_{BE112} + V_{BE113}) = V_3 - 1.4 (V)$ となる。なお、 V_{BE112} は、トランジスタ 112 のエミッターベース間の順方向電圧降下分であり、 V_{BE113} は、トランジスタ 113 のエミッターベース間の順方向電圧降下分である。

【0075】

そして、例えば、バッテリー電圧 V_B が定格電圧から徐々に低下していき、所定電圧 V_3 が所定電圧 V_4 より低くなったとする。この場合は、上述したように NPN トランジスタ 113 は、第 1 電源回路 96 によってオンされ、上記所定電圧 V_4 と NPN トランジスタ 113 のエミッタとの間の電位差は、NPN トランジスタ 112、113 のベースエミッタ間の各電圧降下分の和となる。

30

【0076】

しかしながら、この場合は、ダイオード 111 により第 1 電源回路 96 と第 2 電源回路 110 とは分離していると考えられるので、この場合 NPN トランジスタ 113 のエミッターコレクタ間の電位差は、エミッターコレクタ間の電圧降下分のみとなる。すなわち、MOS トランジスタ 31 のゲートに印加される電圧は、 $V_3 - V_{CE113} = V_3 (V)$ となる。なお、 V_{CE} は、トランジスタ 113 のコレクターエミッタ間の電圧降下分 $= 0 (V)$ である。

【0077】

従って、バッテリー電圧 V_B が、MOS トランジスタ 31 のスイッチング動作を行うのに必要なゲート電圧に低下するまでは、確実に MOS トランジスタ 31 をオンさせることができる。なお、図 5 中 246 は NPN トランジスタであり、これは後述する異常状態が発生したときに、PWM 制御回路 9 の制御を停止、つまり MOS トランジスタ 31 をオフするために、第 2 異常用回路 244 にて NPN トランジスタ 115、116 を強制的に共にオフするものである。

40

【0078】

〔ランプパワー制御回路 10 について〕

次に、ランプパワー制御回路 10 の具体的構成を図 6 に示す。ランプパワー制御回路 10 は、ランプ 2 の放電点灯状態を示す信号であるランプ電圧 V_L やランプ電流 I_L 等に応じた出力を発生する誤差増幅回路（積分回路）61 が備えられており、この誤差増幅回路

50

61の出力がPWM制御回路9に入力されようになっている。このランプパワー制御回路10は、最終的に誤差増幅回路（積分回路）61の出力電圧（出力信号）を上記PWM制御回路9内で反転させることで、ランプ電力を制御する。

【0079】

つまり、PWM制御回路9は、誤差増幅回路61の出力電位が高くなるほど、鋸歯状波に対するスレッシュホールドレベルを小さくして、MOSトランジスタ31のオン・オフデューティ比が大きくなるように制御する。これにより、ランプ電力が増加する。一方、PWM制御回路9は、誤差増幅回路61の出力電位が低くなるほど、鋸歯状波に対するスレッシュホールドレベルを大きくして、MOSトランジスタ31のオン・オフデューティ比が小さくなるように制御する。これにより、ランプ電力が低下する。

10

【0080】

図6に示すように誤差増幅回路61の非反転入力端子には、基準電圧 V_{ref} が入力されており、反転入力端子には、ランプ電力PLを制御するためのパラメータとなる電圧V1が入力されている。これにより、誤差増幅回路61は、電圧V1に応じた出力を発生し、この出力に基づき上記オン・オフデューティ比が設定される。

【0081】

そして、電圧V1が基準電圧 V_{ref} より高くなると、誤差増幅回路61の出力電圧は低くなり、電圧V1が基準電圧 V_{ref} より低くなると、誤差増幅回路61の出力電圧は高くなるように作動する。この電圧V1は、ランプ電流IL及びランプ電圧VL等の複合信号、すなわちランプ電流ILと、定電圧V2により流れる電流 i_1 と、第1電流設定回路63にて設定される電流 i_2 と、第2電流設定回路65にて設定される電流 i_3 に基づいて決定される。

20

【0082】

なお、ランプ電圧VLは、上記サンプルホールド回路12からの出力値である。また、電流 i_1 と電流 i_2 と電流 i_3 との和は、上記ランプ電流ILより十分小さく設定されている。

【0083】

ここで、第1電流設定回路63は、図に示すようにランプ電圧VLが高くなる程、電流 i_2 を大きく設定するものである。さらに、電流 i_2 は、図に示すようにランプ電圧VLが高くなるほど傾きが緩やかになる異なる直線を繋げたような関係にて設定されるようになっている。第2電流設定回路65は、図に示すように電流 i_3 を時間Tが長くなるほど大きくなるように設定する。なお、この時間Tは、ランプ2が消灯してからの経過時間に相当し、上記電極温度の状態を間接的に予測するものである。

30

【0084】

つまり、ランプ2がある程度の時間継続して点灯されると、電極温度は十分温かくなっており、その後短時間ランプ2を消灯させて再度ランプ2を点灯したときには、電極温度の温度低下量は少ない。従って、この場合、ランプ電力は、例えば外気温程度まで電極が冷えきった状態に比べて小さくて良い。この結果、本実施形態では、ランプパワー制御回路10により電極温度を間接的に予測して、電極温度に応じてランプ電力を制御することができる。

40

【0085】

このように、ランプパワー制御回路10は、ランプ電流IL及びランプ電圧VLに基づいて制御を行っているため、これらランプ電流IL及びランプ電圧VLを正確に検出することが重要となる。本実施形態では、これらランプ電圧VL及びランプ電流ILを正確に検出するために、クランプ回路69やサンプルホールド回路12が設けられている。以下これらクランプ回路69とサンプルホールド回路12について説明する。

【0086】

クランプ回路69は、誤差増幅回路61の反転入力端子に入力される電圧V1をクランプするものである。図に示すように、クランプ回路69は電圧ホロウ回路を構成している。このクランプ回路69に備えられたオペアンプ69aの非反転入力端子には、誤差増幅

50

回路 6 1 の非反転入力端子に入力される所定電圧 V_{ref} よりも所定電圧低い $V_{ref} - \alpha$ の電圧が入力される。ただし、クランプ回路 6 9 の出力端子にはダイオード 6 9 b が接続されており、オペアンプ 6 9 a が出力端子側から電流を引き込めないようになっている。

【0087】

このような構成において、電圧 V_1 が所定電圧 $V_{ref} - \alpha$ よりも高い場合には、オペアンプ 6 9 a の非反転入力端子よりも反転入力端子の方が高電圧になるため、オペアンプ 6 9 a は出力端子側から電流を引き込もうとする。しかし、出力端子側にはダイオード 6 9 b が備えられているためにオペアンプ 6 9 a は電流を引き込むことができず、電圧 V_1 は、クランプ回路 6 9 の影響を受けずに誤差増幅回路 6 1 に入力される。

10

【0088】

また、電圧 V_1 が所定電圧 $V_{ref} - \alpha$ よりも低くなると、オペアンプ 6 9 a の非反転入力端子の方が反転入力端子よりも高電圧になるため、オペアンプ 6 9 a は出力端子側へ電流を押し出す。これにより、電圧 V_1 が所定電圧 $V_{ref} - \alpha$ 以下にならないように維持される。このようにクランプ回路 6 9 を設けた場合の電圧 V_1 の変化を図 7 に示す。図 7 に示すように、Hブリッジ回路 7 a における MOS トランジスタ 4 1 a ~ 4 1 d のオン・オフ切換え時において、ランプ電流 I_L が一瞬大きく低下し、電圧 V_1 は瞬時的に変化する。しかしながら、クランプ回路 6 9 によって電圧 V_1 が所定電圧 $V_{ref} - \alpha$ 以下にならず、所定電圧 $V_{ref} - \alpha$ 以上の電圧に維持される。このため、電圧 V_1 の急激な変化は生じない。

20

【0089】

これにより、MOS トランジスタ 4 1 a ~ 4 1 d の切換え時（ランプ 2 の放電電流の切換え時）における電圧 V_1 の変化を小さくすることができるため、バッテリー 1 からの供給電力をフィードバック制御するに際し、ランプ電流 I_L の瞬時的な変化による影響を抑制することができる。また、ランプ電流 I_L が低下する時間は、トランス 4 7 b のインダクタンスが大きくなればなるほど大きくなる。そして、本実施形態においては、始動回路 8 と直流電源回路 5 に必要なトランスをフライバックトランス 2 9 で共用していることから、トランス 4 7 b のインダクタンスが大きく、ランプ電流 I_L による影響が大きくなる。しかしながら、このように、クランプ回路 6 9 を設けているため、このような場合でも効果的にランプ電流 I_L によるフィードバック制御への影響を抑制することができる。

30

【0090】

なお、MOS トランジスタ 4 1 a ~ 4 1 d のスイッチング周波数が高い場合には、フィードバック制御の遅れによってランプ電流 I_L の変化によるフィードバック制御への影響が顕著になるが、このようなスイッチング周波数が高い場合においても上記影響を抑制するため有効である。また、誤差増幅回路 6 1 には積分用コンデンサ 6 1 a が備えられており、このコンデンサ 6 1 a の容量を大きくすることによりランプ電流 I_L の影響を緩和することも可能であるが、このようにコンデンサ 6 1 a の容量を大きくした場合には、誤差増幅回路 6 1 の応答性が確保できなくなるため、クランプ回路 6 9 を設けることが有効となる。

【0091】

図 8 に、サンプルホールド回路 1 2 の回路構成を示す。サンプルホールド回路 1 2 は、二次巻線 4 7 b 及びコンデンサ 3 5 によって生じる過渡電圧を排除するものである。このサンプルホールド回路 1 2 は反転入力端子 1 2 5 と出力端子 1 4 7 が接続されたバッファアンプ回路 1 2 9 と、バッファアンプ回路 1 2 9 における出力を所定期間維持するマスク回路 1 3 1 とを備えており、これらの回路によって過渡電圧を含んだランプ電圧 V_L から、過渡電圧を排除している。

40

【0092】

サンプルホールド回路 1 2 には、演算増幅器 1 5 2 が備えられており、この演算増幅器 1 5 2 によって、サンプルホールド回路 1 2 の出力を発生し、最終的にランプパワー制御回路 1 0 にランプ電圧 V_L に応じた制御信号を送っている。

50

【0093】

また、図9にサンプルホールド回路12を介して検出されるランプ電圧 V_L の模式図を示す。以下、図8に基づきサンプルホールド回路12の作動について説明する。サンプルホールド回路12は、デジタル回路（図示しない）からのタイミング信号に基づきマスク回路131におけるNPNトランジスタ133a、133bをオン・オフする。そして、サンプルホールド回路12は、マスク回路131へのタイミング信号（入力信号）がローレベル信号である場合にはその時のランプ電圧 V_L をサンプリングしてランプ電圧 V_L に応じた出力を発生し、タイミング信号がハイレベル信号に切り換わった場合にはその直前にサンプリングしたランプ電圧 V_L に応じた出力を維持（ホールド）する。以下、具体的な作動を、タイミング信号がローレベル信号である場合とハイレベル信号に切り換わった場合に分けて説明する。 10

【0094】

（1）タイミング信号がローレベル信号である場合この場合には、NPNトランジスタ133a、133bがオフであるため、ランプ電圧 V_L に応じた出力を発生する。非反転入力端子127に入力されたランプ電圧 V_L が増加すると、反転入力端子125の電圧と非反転入力端子127の電圧との差電圧が大きくなり、トランジスタ135、155、137、139による差動回路の出力であるトランジスタ141のベース端子の電圧が上昇し、エミッタフォロア回路を構成するトランジスタ141、145により電流増幅し、バッファアンプ回路129の出力端子147の電圧は上昇する。この作動により非反転入力端子127の電圧と反転入力端子125の電圧（バッファアンプ回路129の出力端子147の電圧）は等しくなるように作動する。 20

【0095】

すなわち、バッファアンプ回路129は、出力端子147の電圧がランプ電圧 V_L と同様の電圧になるように差動増幅回路としての作動を行う。従って、リップル平滑用抵抗149を介してコンデンサ151に流れ込む電流が増加し、コンデンサ151の充電電圧が増加する。そして、この充電電圧の増加に伴った出力を演算増幅器152は出力する。

【0096】

なお、PNPトランジスタ135に流れる電流値の減少により、定電流源143からPNPトランジスタ155を流れる電流は増加し、反転入力端子125に流れるバイアス電流が増加するが、この電流は極めて微小であるためコンデンサ151の充電には影響を与えない。 30

【0097】

また、非反転入力端子127に入力されたランプ電圧 V_L が減少すると、上述した作動とは逆の作動を行って、出力端子147の電圧がランプ電圧 V_L と同様の電圧になるようにする。

【0098】

すなわち、タイミング信号がローレベル信号である時には、その時のランプ電圧 V_L に応じた電圧がコンデンサ151に蓄積されており、サンプルホールド回路12はその時のランプ電圧 V_L をサンプリングする。

【0099】

（2）タイミング信号がハイレベル信号に切り換わった場合この場合には、NPNトランジスタ133a、133bがオンする。このため、定電流源143からの電流がトランジスタ133aに流れ込むと共に、定電流源157からの電流がトランジスタ133bに流れ込み、NPNトランジスタ145、159、161がオフする。従って、この時はコンデンサ151に電流が流れず、タイミング信号がハイレベル信号に切り換わる直前の充電電圧をコンデンサ151は保持する。すなわち、タイミング信号がハイレベルに切り換わった場合には、バッファアンプ回路129は差動増幅回路としての作動を行わない。 40

【0100】

このように、過渡電圧発生時以外にはバッファアンプ回路129が差動増幅回路としての作動を行って、過渡電圧発生時にはバッファアンプ回路129が差動増幅回路としての 50

作動を行わないように過渡電圧部分をマスクするようにしている。これにより、過渡電圧発生時にはランプ電圧 V_L をサンプリングしないようにすることができ、過渡電圧発生時以外の通常時におけるランプ電圧 V_L を検出することができる。従来においては、チョークコイルを用いてランプ電圧 V_L を平坦化して、これによって通常時におけるランプ電圧 V_L が検出できるようにしていたが、このようにサンプルホールド回路 12 を設けることにより、チョークコイルを用いなくても通常時のランプ電圧 V_L を検出することができる。

【0101】

なお、上述したデジタル回路が発生するタイミング信号は、Hブリッジ回路 7a における MOS トランジスタ 41a～41d の切換えタイミングと同期したものにしており、具体的には MOS トランジスタ 41a～41d の切換え後、数十 μs ～数百 μs の間ハイレベル信号を出力するように構成されている。

10

【0102】

〔PWM制御回路 9 について〕

次に、PWM制御回路 9 の詳細について説明する。図 10 に PWM制御回路 9 の回路図を示す。

【0103】

図 10 に示すように、PWM制御回路 9 は鋸歯状波を形成する鋸歯状波形成回路 163 と鋸歯状波におけるスレッシュホールドレベル（デューティ比）を設定するスレッシュホールドレベル設定回路 165 及び鋸歯状波とスレッシュホールドレベルを比較して MOS トランジスタ 31 のオン・オフのデューティ比を設定するコンパレータ 167 を備えている。

20

【0104】

鋸歯状波形成回路 163 について説明する。この鋸歯状波形成回路 163 は、定電流源 169 からダイオード 171 を介して流れ込む電流 I_k や定電圧源 173 における電圧に基づき抵抗 175 を介して流れ込む電流 I_t によって充電されるコンデンサ 177 の充電電圧を可変することによって鋸歯状波を形成している。すなわち、コンパレータ 181 の出力に基づいて NPN トランジスタ 183a、183b をオン・オフさせ、これによって抵抗 179a～179c によって設定されるしきい電圧を可変させて鋸歯状波を形成している。以下、鋸歯状波形成回路 163 の基本作動について説明する。

【0105】

この基本作動によって形成される鋸歯状波を図 11 (a) に示す。以下、図 10 及び図 11 (a) に基づき、鋸歯状波の形成について説明する。コンデンサ 177 の充電は、定電流源 169 からダイオード 171 を介して流れ込む電流 I_k と、定電圧源 173 における電圧に基づき抵抗 175 を介して流れ込む電流 I_t によって行われる。

30

【0106】

そして、コンデンサ 177 の充電電圧が抵抗 179b、179c の両端電圧である第 1 のしきい電圧 V_a になるまでコンデンサ 177 の充電が続き、この充電が完了するまでの間、コンデンサ 177 の充電電圧は所定の傾きをもって増加する。この後、コンデンサ 177 の充電電圧が電圧 V_a になると、コンパレータ 181 はハイレベル信号を出力し、NPN トランジスタ 183a、183b がオンする。これにより、第 1 のしきい電圧 V_a が抵抗 179b の両端電圧である第 2 のしきい電圧 V_b に減少すると共に、抵抗 201 を介してコンデンサ 177 の放電が行われる。このコンデンサ 177 の放電によって、コンデンサ 177 の充電電圧が急激に低下する。

40

【0107】

そして、コンデンサ 177 の充電電圧が第 2 のしきい電圧 V_b まで低下すると、コンパレータ 181 はローレベル信号を出力し、NPN トランジスタ 183a、183b がオフする。これにより、第 2 のしきい電圧 V_b が第 1 のしきい電圧 V_a に戻る。さらに、この後もコンデンサ 177 への充電・放電が同様に繰り返され、比較的周期が短い、すなわち比較的周波数の高い鋸歯状波が形成される。

【0108】

50

このような作動を行う鋸歯状波形成回路は、周波数変更回路185を備え、この周波数変更回路185によって鋸歯状波の周波数を変更させている。周波数変更回路185は、ランプ2の点灯前・点灯後とでスイッチング周波数を変更する回路185aとバッテリー電圧VBに応じてスイッチング周波数を変更する回路185bとからなる。

【0109】

これら、回路185aと回路185bはそれぞれランプ点灯前と点灯後において主に鋸歯状波形成回路163の作動に影響を与える。以下、回路185aと回路185bに分けて鋸歯状波形成回路163の作動説明を行う。まず、回路185aの構成について説明する。回路185aは、ランプ電流ILを電圧変換した電圧VIL（電流検出用抵抗59の高電圧側）と所定電圧Vsとを比較するコンパレータ187と、このコンパレータ187
10
の出力信号によってオン・オフ制御が成されるNPNトランジスタ189を備えている。このように構成された回路185aを備えることによって、鋸歯状波形成回路163が形成する鋸歯状波の周波数が以下に示すように変更される。以下、ランプ2の点灯前・点灯後に分けて鋸歯状波の形成について説明する。

【0110】

（1）ランプ2の点灯前

ランプ2の点灯前において形成される鋸歯状波を図11（b）に示す。ランプ2が点灯する前には電圧VILが零であるためコンパレータ187はハイレベル信号を出力し、NPNトランジスタ189はオンする。これにより、定電流源169からの電流Ikがコンデンサ177に流れ込まず、定電圧源173における電圧に基づき抵抗175を介して流
20
れ込む電流Itのみによってコンデンサ177の充電が成される。従って、図11（b）に示すように、コンデンサ177の充電時間が長くなって鋸歯状波の周期が長くなる。

【0111】

この後は、上述した基本作動と同様にコンデンサ177の放電と充電を繰り返して、鋸歯状波形成回路163が基本作動することによって形成される鋸歯状波よりも周波数が低下した、比較的周期の長い鋸歯状波が形成される。

【0112】

（2）ランプの点灯後

ランプ2の点灯後には、電圧VILが所定の電圧となるため、コンパレータ187はローレベル信号を出力し、NPNトランジスタ189はオフする。このため、鋸歯状波形成
30
回路163は、回路185aによって影響を受けることなく鋸歯状波を形成する。

【0113】

次に、回路185bの構成について説明する。回路185bは、バッテリー電圧VBを分圧する抵抗191a、191bを備えている。そして、これらによって分圧された電圧VB1がオペアンプ193に入力されている。これにより、電圧VB1が定電圧源173における定電圧以上である場合にはトランジスタ197はオフし、定電圧未満である場合にはトランジスタ197はバッテリー電圧VBに応じた電流を流すようになっている。そして、バッテリー電圧VBが低下した際には、カレントミラー回路199を介して、トランジスタ197に流れる電流に比例した電流がトランジスタ199aに流れるようになっている。
40

【0114】

このように構成された回路185aを備えることによって、鋸歯状波形成回路163が形成する鋸歯状波の周波数が以下に示すように変更される。以下、バッテリー電圧VBが十分な場合とバッテリー電圧VBが低下した場合に分けて鋸歯状波の形成について説明する。

【0115】

（1）バッテリー電圧VBが十分にある場合この場合には、上述したようにトランジスタ197はオフしている。このため、コンデンサ177の充電は、定電流源169からダイオード171を介して流れ込む電流Ikと、定電圧源173における電圧に基づき抵抗175を介して流れ込む電流Itによって行われる。従って、鋸歯状波形成回路163は、上述した基本作動を行って、図11（a）と同様の鋸歯状波を形成する。
50

【0116】

(2) バッテリ電圧 V_B が低下している場合 バッテリ電圧 V_B が低下している場合において形成される鋸歯状波を図 11 (c) に示す。上述したようにトランジスタ 197 は バッテリ電圧 V_B に比例した電流を流す。このため、カレントミラー回路 199 を介して、 バッテリ電圧 V_B に応じた電流がトランジスタ 199a に流れ込む。その結果、 バッテリ電圧 V_B に応じた電流が定電流源 169 からの定電流が引き抜かれる。

【0117】

このため、定電流源 169 からの電流 I_k が減少されてコンデンサ 177 に流れ込む。従って、コンデンサ 177 の充電は、 バッテリ電圧 V_B の低下分減少された電流 I_k と定電圧源 173 における電圧に基づき抵抗 175 を介して流れ込む電流 I_t によって成される。これにより、 バッテリ電圧 V_B が十分にある場合に比べてコンデンサ 177 の充電時間が長くなって、図 11 (c) に示すように鋸歯状波の周期が長くなる。

10

【0118】

この後、鋸歯状波形成回路 163 は、上記と同様にコンデンサ 177 の放電と充電を繰り返して、 バッテリ電圧 V_B が十分にあるとともにランプ 2 が点灯している時よりも周波数が低下した比較的周期の長い鋸歯状波を形成する。このように、ランプ 2 の点灯前においては、上述したように回路 185a によって鋸歯状波の周波数を一律に比較的低いものに変更しており、ランプ点灯後においては、回路 185b によって バッテリ電圧 V_B に応じて鋸歯状波の周波数を変更している。

【0119】

20

次に、スレッシュホールドレベル設定回路 165 について説明する。スレッシュホールドレベル設定回路 165 は、ランプパワー制御回路 10 (誤差増幅回路 61) からの指令信号に応じたスレッシュホールドレベルを設定すると共にランプが点灯していない状態の時に、ランプ電圧 V_L が所定電圧以上にならないように定電圧制御 (例えば、400V 制御) するためのスレッシュホールドレベルを設定する。また、スレッシュホールドレベル設定回路 165 は、ランプパワー制御回路 10 (誤差増幅回路 61) からの指令信号を反転する反転回路を有している。ランプパワー制御回路 10 による指令信号のレベルは供給したいランプ電力 P_L に応じて変化し、供給したいランプ電力 P_L が大きいほどデューティ比を低くして電力供給を大きくするため、スレッシュホールドレベル設定回路 165 の中に反転回路を設けて指令信号のレベルとスレッシュホールドレベルが反転するようにしている。

30

【0120】

なお、後で詳しく説明するが、スレッシュホールドレベル設定回路 165 はデューティ比の上限値となるデューティリミット値を設定する回路を設けている。続いて、コンパレータ 167 について説明する。コンパレータ 167 は、上述した鋸歯状波と、スレッシュホールドレベルを比較して、MOS トランジスタ 31 のオン・オフのデューティ比を設定している。

【0121】

また、この時の MOS トランジスタ 31 のスイッチング周波数は、上述した鋸歯状波形成回路 163 で形成された鋸歯状波の周波数と同じであるため、(1) ランプ 2 が点灯する前には バッテリ電圧 V_B の高低に係わらず比較的低い周波数であり、(2) ランプ 2 が点灯している時であって、 バッテリ電圧 V_B が十分にある時には比較的高い周波数であり、(3) ランプ 2 が点灯している時であって、 バッテリ電圧 V_B が低下している時には バッテリ電圧 V_B の低下分に応じた比較的低い周波数である。

40

【0122】

ここで、ランプ 2 の点灯前におけるランプ電圧 V_L の波形を図 12 に示す。図 12 の一点鎖線 (a) は バッテリ電圧 V_B が十分な場合、実線 (b) は バッテリ電圧 V_B が低下している場合、破線 (c) はスイッチング周波数を低くしない場合を示す。図 12 (a)、(b) に示すように、MOS トランジスタ 31 のスイッチング周波数を比較的低くした場合には、ランプ電圧 V_L はランプ点灯に必要な所定値に達して所定値 (例えば、上述した 400V) に定電圧制御される。また、スイッチング周波数を変化させない場合は、(c

50

）に示すようにランプ電圧 V_L はバッテリー電圧 V_B によって変化し、バッテリー電圧 V_B が低下するほどランプ電圧 V_L も低下する。つまり、スイッチング周波数を低くすることによりトランス 29 の一次巻線 29a を流れる一次電流の遮断電流値を大きくでき、スイッチング周波数を変化させない場合に比べて直流電源回路 5 の出力電力を大きくすることができる。

【0123】

また、単位時間あたりに一次巻線 29a に蓄積されるエネルギー総和 W （直流電源回路 5 の出力電力）は、数式 1 で表される。

【0124】

（数 1）

$$W = f \times 1 / 2 L I^2$$

但し、 f ：スイッチング周波数、 L ：1 次巻線 29a のインダクタンス、 I ：1 次電流である。この数式 1 に表されるように、単位時間あたりに一次巻線 29a に蓄積されるエネルギーの総和 W はスイッチング周波数や電流の二乗に比例して大きくなる。このため、MOS トランジスタ 31 のオン・オフ周期（ $= 1 / \text{スイッチング周波数}$ ）を長くすることによって、スイッチング周波数が低下しても 1 次電流が大きくなるため、単位時間あたりに 1 次巻線 29a に蓄積されるエネルギーの総和 W は大きくなる。

【0125】

本実施形態においては、MOS トランジスタ 31 のスイッチング周波数を比較的低くしているため、上記したように単位時間あたりに 1 次巻線に蓄積されるエネルギーの総和 W は大きくなる。つまり、直流電源回路 5 の出力電力は大きくなり、ランプ点灯に必要な所定電圧値のランプ電圧 V_L をバッテリー電圧 V_B が低下している場合においても供給することができる。

【0126】

このように、回路 185a によって、ランプ 2 が点灯していない時にはランプ 2 が点灯している時よりも MOS トランジスタ 31 のスイッチング周波数を一律に低くすることにより、ランプ 2 の点灯に必要な電力を供給することができるため、ランプ 2 の点灯性を良好にすることができる。また、ランプ 2 の点灯後は所定のスイッチング周波数でランプ 2 の交流点灯を行うことにより、ランプ電流のリプルが低くでき、これにより音響共鳴現象を抑制することができる。

【0127】

続いて、ランプ 2 が点灯している時において、バッテリー電圧 V_B が十分にある時とバッテリー電圧 V_B が低下した時における 1 次電流の波形の比較図をそれぞれ図 13（a）、（b）に示す。本実施形態においては、バッテリー電圧低下に応じて MOS トランジスタ 31 のスイッチング周波数を低くしているため、図 13（a）、（b）に示されるように、バッテリー電圧 V_B が十分にある時だけでなくバッテリー電圧 V_B が低下している時においても 1 次電流が十分に大きくなる。このため、上述したように、2 次巻線 29b に供給できる単位時間当たりのエネルギーの総和 W が大きくなる。また、周波数が低くなっているため、MOS トランジスタ 31 がオフする時間も長くなり、二次巻線 29b へのエネルギー供給が十分に行えるようになる。

【0128】

このように、ランプ 2 が点灯している時において、バッテリー電圧 V_B が十分にある場合には MOS トランジスタ 31 のスイッチング周波数が比較的高い所定周波数にして、バッテリー電圧 V_B が低下している場合にはバッテリー電圧 V_B の低下分に応じて前記所定周波数を低くしているため、フライバックトランス 29 の 2 次側へのエネルギー供給が十分に行えるようになっている。

【0129】

従って、ランプ 2 が点灯しているときにバッテリー電圧 V_B が低下した場合などにおいてもエネルギー消費効率を良好にすることができ、例えばランプ 2 が点灯している途中で消えてしまったりすることを抑制することができる。

【0130】

〔スレッシュホールドレベル設定回路165について〕

次に、上記スレッシュホールドレベル設定回路165の詳細について、図14を用いて説明する。

【0131】

スレッシュホールドレベル設定回路165は、ランプパワー制御回路10（誤差増幅回路61）が出力する指令信号を反転する反転回路165aと、デューティ比の上限値となる上記デューティリミット値（以下、リミット値）を設定するリミット値設定回路165bと、ランプ2の点灯前におけるランプ電圧 V_L を所定値に定電圧制御する制御回路165cとを有する。

10

【0132】

なお、上記リミット値は、上述のようにフライバックトランス29の二次側に十分エネルギーが供給されるようにするためのものである。つまり、フライバックトランス29の二次側出力は、上記デューティ比に対して上に凸の関係がある。従って、例えば大幅にランプ電力を増加しようとして、ランプパワー制御回路10がデューティ比を大きくするように機能したときに、逆にフライバックトランス29の二次側出力が低下するのを防止するために設定されている。

【0133】

先ず、反転回路165aについて説明する。反転回路165aは、定電圧源203より電流が流れるカレントミラー回路205と、このカレントミラー回路205を流れる電流 i_S をベース電流とするNPNトランジスタ207とからなる。上記誤差増幅回路61の出力端子は、抵抗209を介して2つのNPNトランジスタ205a、205bよりなる上記カレントミラー回路205に接続されている。ここで、誤差増幅回路61の出力によりランプ電力が制御されているときには、上記制御回路165cのNPNトランジスタ404はオフ状態にある。そこで、この場合における反転回路165aの作動は、以下のようになる。

20

【0134】

ランプ電力を低下させる場合には、誤差増幅回路61の出力電圧が下がり、抵抗209に流れる電流 i_{sa} は増加する。この際、この電流をカレントミラー回路205でミラーした電流 i_{sb} は、 i_{sa} となる。そして、この電流 i_{sb} を抵抗210にて電圧に変換した電圧 V_M は高くなり、この電圧 V_M はエミッタフォロア回路をなすトランジスタ207を介してコンパレータ167の反転入力端子の入力電圧 V_N となる。従って、入力電圧 V_N は高くなり、スレッシュホールドレベルが高くなって、デューティ比が小さくなる。

30

【0135】

一方、ランプ電力を大きくさせる場合には、誤差増幅回路61の出力電圧が上がり、抵抗209を流れる電流 i_{sa} は減少する。これにより、この電流 i_{sb} を抵抗210にて電圧に変換した電圧 V_M は低下する。従って、コンパレータ167の反転入力端子の入力電圧 V_N は低下しスレッシュホールドレベルが低くなって、デューティ比が大きくなる。

【0136】

次にリミット値設定回路165bについて説明する。リミット値設定回路165bは、バッテリー電圧 V_B に応じて上記リミット値を可変する第1リミット値設定回路211と、ランプ2の供給電力を示す（相当する）情報であるランプ電圧 V_L に応じて上記リミット値を可変する第2リミット値設定回路213と、バッテリー電圧 V_B が所定値以下になると、上記リミット値を回路上設定可能な最大値に設定する第3リミット値設定回路215とを有する。

40

【0137】

第1リミット値設定回路211は、バッテリー1とフライバックトランス29の一次巻線29aとの間に設けられた上記端子Aからバッテリー電圧 V_B のみを検出するようになって（図1参照）。第1リミット値設定回路211は、抵抗223～225で構成されている。これら抵抗223～225の接続点の電圧 V_0 は、後述のトランジスタ227がオ

50

フ（バッテリー電圧が十分ある場合）で、ランプ電圧 V_L が0の場合は抵抗223～225の分圧だけで決まり、バッテリー電圧 V_B に応じた値となる。そして、バッテリー電圧 V_B が低下すると、電圧 V_0 は低下し、バッテリー電圧 V_B が高くなると、電圧 V_0 は高くなる。

【0138】

第2リミット値設定回路213は、抵抗222、カレントミラー回路221（NPNトランジスタ221a, 221b）で構成されており、ランプ2の供給電力を示すランプ電圧 V_L のみを上記端子Cから検出するようになっている。第2リミット値設定回路213は、ランプ電圧 V_L が大きくなると、これに応じて上記リミット値を大きく設定するものである。

【0139】

つまり、カレントミラー回路221を流れる電流は、ランプ電圧 V_L のみに応じて可変され、ランプ電圧が高くなる程大きくなり、ランプ電圧 V_L が高くなると、カレントミラー回路221のNPNトランジスタ221bのコレクタ電流は増加する。従って、電圧 V_0 はNPNトランジスタ221bのコレクタ電流が増加した分低下する。一方、ランプ電圧 V_L が低下すると、NPNトランジスタ221bのコレクタ電流が減少し、電圧 V_0 は高くなる。

【0140】

すなわち、スレッシュホールドレベル設定回路165は、バッテリー電圧 V_B およびランプ電圧 V_L とで決定される電圧を V_0 とし、誤差増幅回路61の出力電圧に相当するNPNトランジスタ207のベース側の電圧を V_M とすると、以下のような機能を果たす。但し、説明上分かり易くするため、上記NPNトランジスタ207とNPNトランジスタ217との各ベース－コレクタ間の電圧降下を無視する。

【0141】

例えば、誤差増幅回路61の出力信号により、ランプ電力を増加させようとして、電圧 V_M が低くなったとする。そして、この際、上記電圧 V_M が上記電圧 V_0 より高いと、NPNトランジスタ217はオフとなる。これにより、入力電圧 V_N は、電圧 V_M となり、誤差増幅回路61の出力信号に応じて、スレッシュホールドレベルが設定される。

【0142】

一方、誤差増幅回路61の出力信号により、ランプ電力を大幅に増加させようとして、例えば電圧 V_M が上記電圧 V_0 より低くなったとする。すると、NPNトランジスタ207はオフ、NPNトランジスタ217はオンとなる。これにより、入力電圧 V_N は、電圧 V_0 で、この電圧 V_0 が上記リミット値となり、スレッシュホールドレベルはこれ以上大きくならないように制限される。

【0143】

つまり、第1リミット値設定回路211は、バッテリー電圧 V_B のみに応じ、バッテリー電圧 V_B が低下すると、上記電圧 V_0 も低下するので、バッテリー電圧 V_B が低くなる程、上記リミット値を大きく設定する。また、第2リミット値設定回路213は、ランプ電圧 V_L のみに応じ、ランプ電圧 V_L が高くなると上記電圧 V_0 は低くなるので、ランプ電圧 V_L が高くなる程、上記リミット値を大きく設定する。

【0144】

このように、本例では、バッテリー電圧 V_B のみを検出する手段として、図1に示すように端子Aを設け、この端子Aより検出されるバッテリー電圧 V_B に応じて、上記リミット値を可変するようにした。これにより、バッテリー電圧 V_B に応じて、精度良く上記リミット値を設定できる。また、上述したランプ電圧 V_L のみを検出する手段として、図1に示すように端子Cを設け、この端子Cより検出されるランプ電圧 V_L に応じて、上記リミット値を可変するようにした。これにより、ランプ2の負荷であるランプ電圧 V_L に応じて、精度良く上記リミット値を設定できる。

【0145】

また、上記ランプ2の負荷として、上記ランプパワー制御回路10で使用する制御信号（ V_L ）を利用しているので、特別にランプ2の負荷を検出する手段を設ける必要は無く

10

20

30

40

50

、コスト低減を図れる。ところで、上述した第1、第2リミット値設定回路211、213は、例えば抵抗223や225等にて決定される回路定数によって、上記リミット値を設定している。そして、本例では第1リミット値設定回路211は、バッテリー電圧VBが定格電圧12Vから約7Vまで低下する間に、リミット値が精度良く設定できるようにしてある。

【0146】

従って、例えばバッテリー電圧VBが大きく低下して7Vより小さくなると、上記リミット値は適切で無く、リミット値をさらに大きくする必要がある。つまり、バッテリー電圧VBがさらに大幅に低下した場合には、フライバックトランス29の二次側出力も大きく低下するので、これに応じて上記リミット値を大きくしないと、二次側の出力が十分得られない。 10

【0147】

そこで、上記第3リミット値設定回路215にて、バッテリー電圧VBが7Vより低下したときに、適切に上記リミット値を設定する。以下、これについて説明する。なお、この場合のリミット値は、上述したようにデューティ比が高くなった場合に、フライバックトランス29の二次巻線29bへのエネルギー供給が十分行える範囲で設定される。

【0148】

上記第3リミット値設定回路215は、図14に示すように抵抗225と並列に接続されたNPNトランジスタ227と、このNPNトランジスタ227をオンオフするコンパレータ229とからなる。コンパレータ229は、非反転入力端子に所定電圧VK（7V）が入力されており、反転入力端子に上記端子Aよりバッテリー電圧VBが入力されている。従って、バッテリー電圧VBが7Vより低下すると、NPNトランジスタ227がオンとなる。これにより、上記電圧V0は、抵抗223と抵抗225との分圧で無く、ほぼ0Vになる。 20

【0149】

この結果、上記リミット値は、デューティ比がほぼ100%にできる値まで低下する。これにより、バッテリー電圧VBが7Vより低下した場合にも、最適なりミット値を設定できる。

【0150】

次に、制御回路165cについて説明する。制御165cは、ランプ2の点灯前におけるランプ電圧VLを所定値に定電圧化（例えば400V）制御する回路である。そして、端子401は、ランプ電圧VLを検出する端子で図1の端子Cに接続されている。点灯スイッチSWがオンされ、ランプ2が点灯するまで（ランプ2にランプ電流が流れていない状態）は、誤差増幅回路61の出力端子の電圧は、最も高い電圧となり、抵抗209には電流が流れない。すなわち、誤差増幅回路61はランプ2に最大電力を供給する指令信号を出力する。 30

【0151】

従って、PWM制御回路9は、第2リミット値設定回路165bにより決まる最大デューティの状態で作動する。これにより、直流電源回路5が作動し、ランプ電圧VLが上昇し、上記所定値に達すると、制御回路165cにより、ランプ電圧VLを定電圧制御する。詳しく説明すると、ランプ電圧VLを抵抗402、403で分圧した電圧と、基準電圧Vdとをコンパレータ230にて比較し、NPNトランジスタ404をオンオフ制御する。つまり、ランプ電圧VLが所定値以下ではNPNトランジスタ404はオフし、所定値以上ではNPNトランジスタ404はオンする。NPNトランジスタ404がオンとなると、抵抗405で決まる電流がNPNトランジスタ205aに流れる。そして、この電流と同じ電流がNPNトランジスタ205bに流れ、電圧VMが上昇し、入力電圧VNが上昇する。 40

【0152】

但し、この際、出力電圧VNは、抵抗405の抵抗値の設定にて、コンパレータ167の非反転入力端子に入力される鋸歯状波のピーク電圧（図11中Va）より高くなる。従 50

って、コンパレータ 167 の出力信号は、ローレベル信号に固定され、MOS トランジスタ 31 はオフとなり、ランプ電圧 V_L の上昇は停止する。

【0153】

そして、この後、時間の経過とともにランプ 2 以外の箇所による電力消費により、ランプ電圧 V_L が、徐々に低下して上記所定値以下となると、NPN トランジスタ 404 は再度スイッチング動作して、ランプ電圧 V_L が上昇する。このように、この動作を繰り返して、ランプ電圧 V_L は定電圧制御される。

【0154】

〔フェイルセーフ回路 14 について〕

次に上記フェイルセーフ回路 14 について説明する。まず、フェイルセーフ回路 14 の機能の前提となるランプ 2 の車両取付構造について図 15 に基づき説明する。 10

【0155】

図 15 に示すように車両前照灯 231 は、ランプ 2 の光を車両前方に向けて反射させるリフレクタ 233 を有する。リフレクタ 233 は、碗状に形成されており、内部にランプ 2 を収納している。ランプ 2 は、図 15 中左側からリフレクタ 233 内に挿入されており、コネクタ 235 によりリフレクタ 233 に取り付けられている。

【0156】

簡単に説明すると、コネクタ 235 は、脱着可能なコネクタ部 235a、235b とからなり、コネクタ部 235a は、図 15 中左側からリフレクタ 233 内に挿入されており、挿入後に回転させることでリフレクタ 233 に取付られている。この後、コネクタ部 235b が、235a にはめ込まれると、ランプ 2 が点灯可能となる。 20

【0157】

コネクタ 235b には、アルミニウム等にて形成されたシールド部 237 が覆うようにして取り付けられている。シールド部 237 は、図 15 に示すようにアースされるとともに、ランプ 2 の電気配線部 239 を押しつけるようにしてコネクタ部 235b に取り付けられている。ここで、このシールド部 237 は、ランプ 2 の点灯にて発生する電波をランプ 2 (リフレクタ 233) の外部に洩れださないようにするためのものである。これにより、電波により自車や他車の電気機器に悪影響を起こさないようにすることができる。また、このような電波発生を防止するために、リフレクタ 233 の内面にはアルミニウムが蒸着されており、このアルミニウムはアースされている。さらに、同様な理由により、図 30 示しないがリフレクタ 233 内でランプ 2 の車両前方側にも、カップ状のシールド部が設けられている。

【0158】

このような構成からなる車両全照明灯 231 においては、ランプ 2 を交換する時などに、ランプ 2 の電気配線部 239 がシールド部 237 に挟みこまれて、ランプ 2 の電気配線部 239 がアースされる可能性がある。この結果、上記一次巻線 29a および二次巻線 29b を通じて、例えば Hブリッジ回路 7a に過電流が流れ、Hブリッジ回路 7a にて多大な熱が発生し、最悪ヒューズ 50 が溶断するといった問題が起こる。

【0159】

そこで、このように異常状態に対処するため、上記フェイルセーフ制御回路 14 にて以下の異常制御を行う。以下、フェイルセーフ制御回路 14 の具体的構成および異常制御の内容を図 16 にて説明する。なお、以下の異常制御は、上記点灯スイッチ SW がオンに設定されているときに行われる。図 16 に示すようにフェイルセーフ制御回路 14 は、大別して 5 つの機能ブロック 241a ~ 241e とからなる。 40

【0160】

241a は、コンパレータ 243 と抵抗 245 とからなる。コンパレータ 243 は、反転入力端子には、上記サンプルホールド回路 12 から上記ランプ電圧 V_L が入力されており、非反転入力端子には所定電圧 V_{r1} が入力されている。つまり、241a は、ランプ電圧 V_L が所定電圧 V_{r1} (例えば、20V) より小さい第 1 状態であるか否かを判定する電圧判定手段を構成してしている。

【0161】

241bは、コンパレータ247とコンデンサ248と抵抗249とからなる。コンパレータ247は、反転入力端子に上記ランプ電流 I_L （電圧換算 V_{IL} ）が入力されており、非反転入力端子に所定電圧 V_{r2} が入力されている。つまり、241bは、上記 V_{IL} と所定電圧 V_{r2} とを比較することにより、ランプ電流 I_L が所定電流より小さい第2状態であるか否かを判定する電流判定手段を構成している。

【0162】

241cは、上記コンパレータ243、247の出力が共にハイレベル信号になると、ハイレベル信号を出力するANDゲートである。つまり、ANDゲート241cの出力信号がハイレベル信号になるということは、上述した異常状態を検出したということである。すなわち、ANDゲート241cは、上記電気配線部239がアースされるといった異常状態を検出する手段で、ランプ電圧 V_L （電圧信号）が所定電圧値より低く、かつランプ電流（電流信号）が所定電流値より低いときに異常状態と検出する。

【0163】

ここで、簡単にランプ電圧 V_L とランプ電流 I_L とで上記異常判定を行うことができる理由を説明する。上述したようにランプ2が電力制御されているときでは、ランプ電圧 V_L は例えば20V～400Vの所定範囲にある。この際、電気配線部239がアースされると、フライバックトランス29の二次側に過電流が流れ、ランプ電圧 V_L は上記20Vより低くなる。従って、この場合は上記電気配線部239がアース接地されているおそれがある。

【0164】

また、上述したようにランプ2が電力制御されているときでは、ランプ電流 I_L は、所定範囲（0.35～2.6A）にある。そして、上記電気配線部239がアースされると、二次巻線29b側からの過電流は、上記Hブリッジ回路7aを流れずに電気配線部243からアースに落ちる。これにより、ランプ電流 I_L は、上記所定範囲より小さく、所定電流（例えば、0.2A）以下になる。従って、この場合電気配線部239がアースされているおそれがある。

【0165】

このように本例では、異常状態をランプ電圧 V_L とランプ電流 I_L とのAND条件にて検出している。また、本例では、異常状態と検出するのは、上記第1状態と第2状態とが共に成り立ったときである。このような2つの状態を両方とも満足したときに、異常状態と判定するのは以下の理由がある。

【0166】

例えば、何らかの異常が生じてランプ2の両端が短絡してしまうと、上記ランプ電圧 V_L は、上記所定電圧 V_{r1} より小さくなるが、上記ランプ電流 I_L は上記所定電流より大きくなる。また、何らかの異常が生じてランプ2が開放してしまうと、上記ランプ電流 I_L は上記所定電流より小さくなるが、上記ランプ電圧 V_L は、上記所定電圧 V_{r1} より大きくなる。

【0167】

従って、一方の条件だけでは、電気配線部239がアースされたのか、ランプ2が短絡もしくは開放なのか判定できない。そこで、本例では、電気配線部239のアースを確実に検出するために、上記第1状態と第2状態との両方を満足したときに異常状態と判定する。これにより、確実に電気配線部239がアースされる異常状態を把握でき、精度良く過電流が流れることを防止できる。

【0168】

時間計数回路241dは、D型フリップフロップ251と、NORゲート253と、ANDゲート255と、JK型フリップフロップ257とからなる。時間計数回路241dは、上記第1状態および第2状態の両方を満足する時間が、所定時間T以上経過したか否かを判定するものである。そして、D型フリップフロップ251およびJK型フリップフロップ257のクロック端子には、同一のクロック信号CLが入力されるようになってい

10

20

30

40

50

る。

【0169】

リセット回路241eは、D型フリップフロップにて構成されている。D型フリップフロップリセット回路241eのD入力端子には、定電圧源259が入力されている。D型フリップフロップリセット回路241eの出力端子には、上記Hブリッジ制御回路11が接続されている。なお、定電圧源259は、上記点灯スイッチSWがオンのときに、定電圧（例えば5V）を発生するようになっている。

【0170】

次に上述の回路241a～リセット回路241eまでの作動を図17のタイムチャートにて説明する。但し、ANDゲート241cの出力信号を α 、JK型フリップフロップ257の出力信号を β 、D型フリップフロップ241eの出力信号を γ とする。また、上記点灯スイッチSWがオンされると、D型フリップフロップリセット回路241eは、図示しないリセット回路からのリセット信号によりリセットされる。また、本実施形態では、D型フリップフロップリセット回路241eの出力信号 γ がハイレベル信号のときに、Hブリッジ制御回路11によりHブリッジ回路7aをオフとする。

【0171】

まず、点灯スイッチSWがオンとなって、例えば時間 t_3 になると、再度電気配線部239がアースされて出力信号 α がローレベル信号からハイレベル信号になり、この状態が以後続いたとする。そして、出力信号 α がハイレベル信号である状態が、クロックパルスCLの一周期時間より長く続くと、ANDゲート255cとNORゲート253を介して、JK型フリップフロップ257の出力信号 β は、反転されてハイレベル信号になる。すると、D型フリップフロップ241eの出力信号 γ は、ハイレベル信号となる。これにより、図4に示すように第1異常用回路242の2つ出力端子から共にローレベル信号が、IC素子43a、43bに出力され、上記Hブリッジ回路7aがオフとされる。

【0172】

これにより、電気配線部239のアースによる過電流が、MOSトランジスタ41a、41cにより遮断されることになる。この結果、Hブリッジ回路7aや、Hブリッジ回路7a以降の電流経路に所定値より大きい過電流が流れることを防止でき、ヒューズ50の溶断を防止できるとともに、放電灯装置100での多大な発熱を防止できる。

【0173】

これに加え、この出力信号 γ がハイレベル信号になると、上記PWM制御回路9の制御を停止、つまりMOSトランジスタ31の導通を遮断する。具体的には、このような異常状態となると、図5に示すように第2異常用回路244にてハイレベル信号が出力されることで、NPNトランジスタ246がオンとされる。従って、NPNトランジスタ115、116は、PWM制御回路9の出力信号に係わらず、オフとなる。これにより、MOSトランジスタ31の導通が遮断され、放電灯装置100への全ての電力供給が停止される。このようにした理由を以下に説明する。

【0174】

例えば、電気配線部239がアースされたときに、電気配線部239とシールド237との間にある接触抵抗があったとする。そして、この接触抵抗によりフライバックトランス29の二次側のエネルギー（電力）が大きく消費されるといった問題が起こったとする。すると、ランプパワー制御回路9は、一次巻線29aに蓄えられるエネルギーを増加させるように、PWM制御回路9のデューティ比が大きくなるように制御する。これにより、フライバックトランス29の一次巻線29aには過大な電流が流れるといった問題がある。

【0175】

そこで、このような場合を考慮して、PWM制御回路9の制御を停止、つまり、MOSトランジスタ31の導通を遮断するので、一次電流が過大となることを防止できる。また、上記した以外にも異常状態には色々なモードが考えられる、例えば、MOSトランジスタ31の耐圧が劣化した場合には、点灯を開始するに必要なランプ電圧（例えば、400

10

20

30

40

50

V) を発生することができず点灯できない。この場合、M O S トランジスタ 3 1 は P W M 制御回路 9 からデューティ最大の駆動信号が与えられてスイッチング作動を行うが、耐圧劣化しているために一次巻線 2 9 a に蓄積したエネルギーのほとんどを M O S トランジスタ 3 1 自身が消費することになり、そのまま動作を続けると異常発熱し M O S トランジスタ 3 1 は短絡破壊する。その結果、ヒューズ 5 0 の溶断等の二次的故障に至る。

【0176】

このような異常状態では、Hブリッジ回路 7 a をオフさせても前記結果は変わらない。そのため、このような異常状態の場合は P W M 制御回路 9 の制御を停止し、M O S トランジスタ 3 1 をオフ状態にホールドすることにより二次的故障を回避できる。このように、各種異常状態において異常判定した結果により Hブリッジ回路 7 a をオフする事が有効な場合と、M O S トランジスタ 3 1 をオフさせることが有効な場合があり、異常状態に応じて Hブリッジ回路 7 a をオフするのか、或いは M O S トランジスタ 3 1 をオフさせるかを使い分けることができる。しかしながら、このように使い分ける場合には回路が複雑になり規模も大きくなるので得策ではない。従って、異常判定した場合には、全て Hブリッジ回路 7 a をオフすると同時に、M O S トランジスタ 3 1 をオフさせることにより回路は簡単化でき規模も小さくすることができる。

10

【0177】

なお、図 1 7 に示すように時間 t_1 において、電気配線部 2 3 9 がアースされて出力信号 α がローレベル信号からハイレベル信号になり、この状態が時間 t_2 まで続いたとする。この場合は、時間計数回路 2 4 1 d への入力信号である信号 α のハイレベル期間がクロックパルス C L の一周周期時間より短いので時間計数回路 2 4 1 d の出力信号 β は変化せず前の状態を維持している。従って、信号 γ も同様に変化しない。すなわち、Hブリッジ制御回路 1 1 は何ら影響を受けない。

20

【0178】

つまり、上述した Hブリッジ回路 7 a をオフする条件は、上記第 1 状態と第 2 状態とが共に成り立った時間が、所定時間 T 経過したときとなる。このようにした理由は、以下の通りである。例えば、点灯スイッチ S W がオンとなっているときに、上記第 1 状態および第 2 状態が始めて成り立った後、短時間にて電気配線部 2 3 9 のアースが復帰し、電気配線部 2 3 9 が正常となったとする。この場合、夜間の乗員の視認性を確保するために、できる限りランプ 2 は点灯状態を維持する必要がある。

30

【0179】

そこで、短時間の異常時には直ぐさま Hブリッジ回路 7 a をオフしないようにし、上記第 1 状態と第 2 状態とが所定時間 T 経過したときに、始めて Hブリッジ回路 7 a をオフする。なお、上記所定時間 T とは、上記ヒューズ 5 0 が溶断しない範囲の時間に設定されているので、ヒューズ 5 0 の溶断は未然に防止できる。また、上記所定時間 T は以下のように設定されている。本例では、図 1 5 に示すような比較的簡単な回路構成にて、上記異常状態を検出した。

【0180】

しかしながら、上記電気配線部 2 3 9 は、図 2 に示すようにランプ 2 の両端にある配線部 2 3 9 a、2 3 9 b を有し、これら 2 つの配線部 2 3 9 a、2 3 9 b が共にアースされることはほとんど無く、例えば図 1 中一方の電気配線部 2 3 9 a のみがアースされることが多い。従って、例えば上記異常状態が続いているときに、Hブリッジ回路 7 a にてランプ 2 の放電電圧の極性が変わると、上記ランプ電圧 V_L は、所定電圧 V_{r1} より高くなる。

40

【0181】

従って、異常状態が発生しているにも係わらず上記第 1 状態にならないので、上記 A N D ゲート 2 4 1 c の出力信号は、ハイレベル信号にならず、異常状態を検出することができない。そこで、本例では上記所定時間 T は、上記 Hブリッジ回路 7 a の切換周期時間より短くして、この切換周期時間の半分以下 (0.8 ms) に設定してある。これにより、簡単な回路構成にて上記異常状態が確実に検出できる。

50

【0182】

また、上記異常状態を検出するために、上述したランプパワー制御の制御信号である上記ランプ電圧 V_L とランプ電流 I_L とを使用している。これにより、異常を判定するために別個に電圧検出用回路や電流検出用回路を設ける必要が無い。

【0183】

〔コネクタ外れ検出回路15について〕

次に、コネクタ外れ検出回路15について図18を用いて説明する。

【0184】

上記ランプ2は、破損故障等の際に2つのコネクタ部235a、235bよりなるコネクタ235にて脱着可能となっている。従って、ランプ2は、コネクタ部235a、235bがはめ込まれると、バッテリー1と電氣的に接続されて点灯可能となる。図18に示すようにコネクタ235内には、コネクタ部235aと235bとが外れると、内部の電氣的導通が遮断されるように電気配線部261が形成されている。具体的に説明すると、電気配線部261の一端側は、電源端子1aに接続されている。また、電気配線部261の他端側はアースされている。

10

【0185】

各コネクタ235a、235bの電気配線部261の接続点261aは、コネクタ235の外れを検出するコネクタ外れ検出端子となっており、コネクタ部235a、235bが外れると、コネクタ外れ検出回路15内に内蔵された外れ検出回路15aのトランジスタ263がオフからオンとなるようにしてある。また、外れ検出回路15aは、信号発生回路13aと始動回路8との間に設けられ、コネクタ235の外れが検出されたときには、信号発生回路13aからの信号を強制的に始動回路8の作動を停止させる信号とするものである。

20

【0186】

次に高電圧発生制御回路13について説明する。高電圧発生制御回路13は、上記サイリスタ57のゲート駆動信号を発生させ、上述したようにHブリッジ回路7aのオン・オフタイミングに同期して信号を出力する信号発生回路13aを有する。そして、信号発生回路13aは、例えば上記始動回路8が起動しても、ランプ2が点灯せずに消灯していると、ランプ2が点灯するまでは、上記信号発生回路13aにてサイリスタ57のオンオフを繰り返し、ランプ2に高電圧を印加するようになっている。

30

【0187】

上記信号発生回路13aにて、ハイレベル信号が発生されると、トランジスタ265がオンとなる。これにより、トランジスタ267はオフとなり、トランジスタ269、275はオンとなる。また、トランジスタ271、273はオフとなる。この結果、サイリスタ57のゲート駆動信号はローレベル信号となり、サイリスタ57はオフとなる。

【0188】

一方、上記信号発生回路13aにて、ローレベル信号が発生されると、トランジスタ265がオフとなる。これにより、トランジスタ267はオンとなり、トランジスタ269、275はオフとなる。また、トランジスタ271、273はオンとなる。この結果、サイリスタ57のゲート駆動信号はハイレベル信号となり、サイリスタ57はオンとなる。

40

【0189】

このように信号発生回路13aが発生する信号が、ハイレベル信号であると、ゲート駆動信号はローレベル信号となり、サイリスタ57はオフとなる。一方、信号発生回路13aが発生する信号が、ローレベル信号であると、ゲート駆動信号はハイレベル信号となり、サイリスタ57はオンとなる。そして、本例では、上記トランジスタ263のオン信号により、サイリスタ57のゲート駆動信号を強制的にローレベル信号にすることができる。つまり、外れ検出回路15aにてコネクタ235が外れていると検出され、トランジスタ263がオンすると、上記信号発生回路13aにて、サイリスタ57をオンとするローレベル信号が発生されても、トランジスタ267はオフとなる。

【0190】

50

従って、トランジスタ 269、275 はオン、トランジスタ 271、273 はオフとなつて、サイリスタ 57 はオフとなる。この結果、例えば、コネクタ 235 が外れてランプ 2 が消灯したときに、サイリスタ 57 による高電圧発生が未然に防止される。ところで、上述したコネクタ 235 が外れたと検出されたときに、例えば電気配線部 261 の接触不良である場合は、ランプ 2 の点灯機能は正常にある。そして、このような場合は上記 PWM 制御回路 9 の制御を停止して、ランプ 2 を消灯する必要は無く、逆にランプ 2 の点灯を維持するのが好ましい。

【0191】

そこで、コネクタ 235 の外れ検出と平行して、フェイルセーフ回路 14 にて、上記点灯スイッチ SW がオンに設定されているにも係わらず、ランプ 2 が消灯する異常状態を検出する。つまり、コネクタ外れ検出回路 15 によりコネクタ 235 が外れていると検出されたときに、上記電気配線部 261 の接触不良で無く、本当にコネクタ 235 が外されて、ランプ 2 が消灯してしまったか否を判定する。

【0192】

上記フェイルセーフ回路 14 を表す論理回路図を図 19 に示す。フェイルセーフ回路 14 は、点灯検出手段をなすコンパレータ 277 と、ディレー回路（タイマー回路）279 と、OR ゲート 281 と、D 型フリップフロップ 241 e からなる。コンパレータ 277 の非反転入力端子には、所定電圧 VR が入力されている。一方、コンパレータ 277 の反転入力端子には、上記端子 E が接続されている（図 1 参照）。つまり、コンパレータ 277 は、ランプ 2 が点灯してランプ電流が流れていると、ローレベル信号を出力し、ランプ電流が所定値以下となると、ランプ 2 が消灯しているとしてハイレベル信号を出力する。

【0193】

ディレー回路 279 は、上記コンパレータ 277 の出力信号がハイレベル信号で、このハイレベル信号が所定時間 T_m 継続するとハイレベル信号を出力する。つまり、ディレー回路 279 は、ランプ 2 が消灯した時間が所定時間 T_m 経過するとハイレベル信号を出力する。OR ゲート 281 では、ディレー回路 279 の出力信号が、ハイレベル信号となると、ハイレベル信号を出力する。OR ゲート 281 の出力信号がハイレベル信号になると、D 型フリップフロップ 241 e は、このハイレベル信号をクロックパルスとして、ハイレベル信号を出力する。そして、D 型フリップフロップ 241 e の出力信号が、ハイレベル信号となると、バッテリー 1 からランプ 2 への電力を供給する電力制御手段をなす上記 PWM 制御回路 9 の制御を停止（MOS トランジスタ 31 をオフ）するとともに、上記第 1 異常用回路 242 にて上記 Hブリッジ回路 7a をオフとする。

【0194】

このようにすることで、ランプ 2 が点灯している状態から消灯し、この消灯時間が所定時間 T_m 経過すると、PWM 制御回路 9 の制御を停止することでランプ 2 への電力供給が停止されるようになる。また、ランプ 2 が消灯して所定時間 T_m 経過するまでは、PWM 制御回路 9 の制御を継続し、ランプ 2 への電力供給を行う。

【0195】

なお、図 19 に示すように OR ゲート 281 には、上述した電気配線部 261 がアースされる配線異常状態となったときに対応するための入力端子や、他の異常状態に対応するための入力端子が設けられている。つまり、OR ゲート 281 は、図 16 に示す上記 JK 型フリップフロップ 257 と、D 型フリップフロップ 241 e との間に設けられている。

【0196】

次に、外れ検出回路 15a、高電圧発生制御回路 13、およびフェイルセーフ回路 14 の作動を図 20 のタイムチャートにて説明する。但し、外れ検出回路 15a にて検出される信号を g とし、コネクタ 235 が外れているときにはハイレベル信号、コネクタが外れていないときにはローレベル信号とし、サイリスタ 57 のゲート駆動信号を f、点灯スイッチ SW の信号を a として点灯スイッチ SW がオンの時にはハイレベル信号、オフのときにはローレベル信号とする。

【0197】

10

20

30

40

50

また、信号発生回路 13 a の出力信号を d とし、PWM 制御回路 9 の制御信号を c で、PWM 制御回路 9 が制御を行っているときにはハイレベル信号、制御が停止しているときにはローレベル信号とし、コンパレータ 277 の出力信号を k とし、ランプ 2 が消灯しているときにはハイレベル信号、ランプ 2 が点灯しているときにはローレベル信号とする。さらに D 型フリップフロップ 241 e の C 入力信号を n とする。

【0198】

まず、時間 t_1 にて点灯スイッチ SW がオンされると、ランプ電圧 V_L が徐々に増加して、例えば時間 t_2 となると、サイリスタ 57 のゲート駆動信号 f がハイレベル信号なる。これにより、ランプ 2 が点灯してランプ電流 I_L が流れ始める。その後、ランプ 2 が安定制御状態 (35 W) となり、時間 t_3 にて信号 g がハイレベル信号となり、コネクタ 235 が外れたと検出されたとする (図 20 中 (1))。 10

【0199】

そして、時間 t_3 にてランプ電流 I_L が所定値より小さく、例えば 0 となり、ランプ 2 が消灯する、つまり、電気配線部 261 の接触不良では無くてコネクタ 235 が本当に外れた場合には、信号 k はハイレベル信号となる。しかし、この際、ディレー回路 279 によって信号 n はローレベル信号のままであり、PWM 制御回路 9 の制御も継続される。

【0200】

これにより、ランプ 2 が消灯してしまうと、図 20 に示すように時間 t_4 では、信号発生回路 13 a の信号 d は、サイリスタ 57 をオフからオンとして、ランプ 2 を再度点灯させるようにハイレベル信号からローレベル信号に切り換わる。しかしながら、本例では、ランプ 2 の点灯に係わらずコネクタ外れを検出すると、信号 g がハイレベル信号になることで、信号 f はローレベル信号となる。従って、コネクタ 235 の外れが検出されたときに、始動回路 8 によるコンデンサ 53 の放電が停止され、コネクタ 235 での高電圧の発生が防止できる。 20

【0201】

そして、時間 t_5 にて、ランプ 2 が消灯した継続時間が、所定時間 T_m 経過したならば、信号 n がハイレベル信号となって、PWM 制御回路 9 の制御を停止するとともに、Hブリッジ回路 7 a をオフとする。つまり、コネクタ 235 が外れてランプ 2 が消灯する場合には、サイリスタ 57 をオフとして、所定時間 T_m 経過後、PWM 制御回路 9 の制御を停止して、ランプ 2 への電力供給を停止する。 30

【0202】

これにより、上記ランプ 2 の電気配線部 261 が、短時間接触不良を起こしたときには、ランプ 2 への電力供給を維持してランプ 2 の点灯が維持できるとともに、ランプ 2 が所定時間 T_m 継続して消灯しているときには、速やかにランプ 2 への電力供給を停止できる。次に、上記 (1) の状態、つまりコネクタ 235 が実際に外れている状態から、一旦時間 t_6 で点灯スイッチ SW をオフとして、時間 t_7 にて再度オンしたとする (図 20 中 (2))。

【0203】

すると、ランプ電圧 V_L が徐々に増加して、時間 t_8 になると、信号発生回路 13 a の信号 d は、サイリスタ 57 をオフからオンとして、ランプ 2 を点灯させるようにハイレベル信号からローレベル信号に切り換わる。しかし、上述したようにランプ 2 の点灯に係わらずコネクタ外れを検出すると、信号 g がハイレベル信号になることで、信号 f はローレベル信号となる。従って、コネクタ 235 が外れたときに、始動回路 8 によってコネクタ 235 での高電圧発生を防止できる。 40

【0204】

その後、時間 t_9 にて、コネクタ 235 が外れたと検出された継続時間が所定時間 T_m 経過すると、信号 n がハイレベル信号となって、PWM 制御回路 9 の制御を停止するとともに、Hブリッジ回路 7 a をオフとする。次に、上記 (2) の状態、つまりコネクタ 235 が実際に外れている状態から、一旦時間 t_{10} で点灯スイッチ SW をオフとして、コネクタ 235 をはめ直し、時間 t_{11} にて再度オンしたとする (図 20 中 (3))。 50

【0205】

すると、時間 t_{12} では、上述のように信号 g がローレベル信号になることで、信号 f はハイレベル信号となり、始動回路 8 にてランプ 2 が点灯される。その後、例えば、時間 t_{13} にて電気配線部 261 が接触不良になったとする。この場合は、ランプ 2 は点灯しており、ランプ電流が所定値より大きくなっているため、信号 k はローレベル信号である。

【0206】

従って、電気配線部 261 が接触不良を起こしたときに、ランプ 2 が点灯していると、ランプ 2 への電力供給が維持される。この結果、電気配線部 261 の接触不良を起こしても、ランプ 2 の点灯機能に異常が無い場合には、ランプ 2 の点灯を維持できる。

10

【0207】

〔逆接保護回路 3 について〕

次に、逆接保護回路 3 について図 21 を用いて説明する。なお、図 21 は図 1 に 電気負荷として車両用電気機器であるオルタネータ 71 を加えたものである。

【0208】

逆接保護回路 3 は、バッテリー 1 と、ランプ 2 との間に設けられている。MOS トランジスタ 21 のゲート (G) は、抵抗 17 を介してバッテリーの正極側 (電源端子 1a) に接地されている。MOS トランジスタ 21 のソース (S) およびドレイン (D) は、アース端子 1b 側に接続され、放電灯装置 100 を流れた電流がソースからドレインに向かって流れるようになっている。

20

【0209】

上記点灯スイッチ SW をオンすると、バッテリー 1 からゲート (G) にゲート電圧を与えられ、MOS トランジスタ 21 は導通状態となり、バッテリー 1 の電力が放電灯装置 100 に供給される。これにより、放電灯装置 100 が作動する。MOS トランジスタ 21 のゲート-ソース間には、導通手段であるコンデンサ 19 が並列に接続されている。上記抵抗 17 は、電源端子 1a と MOS トランジスタ 21 のゲートとの間で、MOS 型トランジスタ 21 とコンデンサ 19 との並列接続と直列に接続されている。

【0210】

そして、上記点灯スイッチ SW がオンされると、抵抗 17 を介してコンデンサ 19 が充電される。コンデンサ 19 の充電電流経路は、バッテリー 1 の正極側から抵抗 17、コンデンサ 19、MOS トランジスタ 21 のソース-ドレイン間の寄生ダイオードを介して、バッテリー 1 の負極側に流れる。そして、コンデンサ 19 の充電電圧が所定値に達すると、MOS トランジスタ 21 はオンとなる。また、MOS トランジスタ 21 がオンするまでは、放電灯装置 100 を流れる電流は、MOS トランジスタ 21 のソース-ドレイン間の寄生ダイオードを通じて流れる。

30

【0211】

上記 MOS トランジスタ 21 は、以下のようなときに放電灯装置 100 に逆電圧が印加されないように保護する保護機能を有する。例えば、バッテリー 1 の交換時に、誤ってバッテリー 1 の極性が逆に取り付けられて、この状態で乗員の操作により上記点灯スイッチ SW がオンされたとする。この場合は、放電灯装置 100 に印加される逆電圧は、バッテリー電圧 V_B (第 1 逆電圧) である。

40

【0212】

そして、このように放電灯装置 100 にバッテリー 1 の極性が逆に取り付けられたときには、MOS トランジスタ 21 のドレイン-ソース間の耐圧にて放電灯装置 100 への逆電圧印加を遮断し、放電灯装置 100 を保護する。これにより、従来のようにツェナーダイオードを通じてヒューズ 50 に過電流が流れるといったことが無く、ヒューズ 50 の熔断を未然に防止できる。

【0213】

上記オルタネータ 71 は、バッテリー 1 に対して上記放電灯装置 100 と並列に接続されている。オルタネータ 71 は、図示しない界磁コイル等のリアクタンス成分を有する誘導

50

性負荷（車両用電気機器）であり、車両の走行駆動源を起動する手段であるイグニッションスイッチ I G がオンされると、発電を開始する。そして、上記イグニッションスイッチ I G がオンで点灯スイッチ S W がオンの状態から、イグニッションスイッチ I G がオフされると、オルタネータ 7 1 に流れていた電流が遮断されることで、電源端子 1 a に負極性の大きなパルス電圧が発生する。このため、放電灯装置 1 0 0 には、上記バッテリー 1 の逆接時より大きな逆電圧が印加されることになる。

【0 2 1 4】

しかし、この際、コンデンサ 1 9 に充電された電荷は、コンデンサ 1 9 と抵抗 1 7 とで決まる時定数にて放電される。これにより、M O S トランジスタ 2 1 のゲートには所定時間、ゲート電圧が印加されるので、M O S トランジスタ 2 1 は所定時間導通状態が維持される。なお、電源端子 1 a とアース端子 1 b との間に、大きなパルス電圧が一瞬発生したときには、オンしている M O S トランジスタ 2 1 を介して M O S トランジスタ 3 1 のソースドレイン間の寄生ダイオード、フライバックトランス 2 9 の一次巻線 2 9 a、コイル 2 7 といった電流経路でパルス電流を流すことにより、負極性パルスのエネルギーを消費する。

10

【0 2 1 5】

このように、電源端子 1 a とアース端子 1 b との間に、大きな逆電圧が発生したときには、コンデンサ 1 9 により M O S トランジスタ 2 1 が強制的に導通状態に維持されるので、M O S トランジスタ 2 1 の上記耐圧を全く考慮せずに済む。つまり、この耐圧は、上記バッテリー 1 の逆接時に、放電灯装置 1 0 0 に逆電圧が印加されない程度（例えば 1 2 V 強）であれば良い。

20

【0 2 1 6】

従って、M O S トランジスタ 2 1 の上記耐圧を非常に小さくすることができ、これにより、M O S トランジスタ 2 1 の駆動抵抗を小さくでき、M O S トランジスタ 2 1 での電力損失が小さくできる。ひいては、M O S トランジスタ 2 1 のチップサイズを小さくすることができ、安価な M O S トランジスタ 2 1 を使用できる。

【0 2 1 7】

また、上述したようにコンデンサ 1 9 にて、M O S トランジスタ 2 1 は強制的に導通状態となるが、コンデンサ 1 9 と抵抗 1 7 が時定数回路を構成しているので、抵抗 1 7 によってコンデンサ 1 9 の放電時間が延長される。この結果、M O S トランジスタ 2 1 の導通時間を長くできるので、確実に M O S トランジスタ 2 1 の破壊破損を防止できる。なお、本発明者の検討によると、上記時定数回路の時定数は、0 . 0 1 秒以上とすると、上記パルス電圧が発生している間、確実に M O S トランジスタ 2 1 をオン状態にすることができ、確実に放電灯装置 1 0 0 を保護できる。

30

【0 2 1 8】

〔過電圧保護回路 1 6 について〕

図 2 2 に、図 2 に示す過電圧保護回路 1 6 の回路構成図を示す。以下、図 2 2 に基づき過電圧保護回路 1 6 について説明する。過電圧保護回路 1 6 は、集積回路 7 3 に備えられた各制御回路 9 ~ 1 5 を過電圧から保護するものである。この過電圧保護回路 1 6 は、1 次側電圧が所定のしきい値電圧になると過電圧検出を行う過電圧検出回路 7 7 と、1 次側電圧がしきい値電圧になったときに 1 次側電圧を分圧する分圧回路 7 9 とを備えている。そして、この過電圧保護回路 1 6 を介して印加された 1 次側電圧がこの定電圧回路 7 5 で定電圧化され、各制御回路 9 ~ 1 5 の駆動電圧に使用される。

40

【0 2 1 9】

過電圧検出回路 7 7 は、比較的抵抗値が大きな抵抗 8 1 とツェナーダイオード 8 3 及び抵抗 8 5 で構成されている。このツェナーダイオード 8 3 のツェナーダイ電圧によって上記しきい値電圧が設定されている。また、抵抗 8 1 は電流 I 制限用としてツェナーダイオード 8 3 に直列に設けられており、これによってツェナーダイオード 8 3 の耐圧を低くする事ができる。なお、抵抗 8 5 はリーク防止のための逆バイアス抵抗である。

【0 2 2 0】

50

また、分圧回路 79 は、抵抗 87、89 及びダーリントン接続された NPN トランジスタ 91、93 で構成されている。次に、このように構成された過電圧保護回路 16 の作動について説明する。1 次側電圧が所定のしきい値電圧未満の時には、ツェナーダイオード 83 は電流を流さないため、ダーリントン接続された NPN トランジスタ 91、93 がオンしない。このため、集積回路 73 内の定電圧回路 75 に印加される電圧 V_{IC} は、1 次側電圧から抵抗 87 での電圧降下を差し引いた電圧となる。

【0221】

そして、1 次側電圧が所定電圧以上に上昇すると、ツェナーダイオード 83 がツェナー降伏によって電流を流し、NPN トランジスタ 91、93 がオンする。このため、集積回路 73 内の定電圧回路 75 に印加される電圧 V_{IC} は、1 次側電圧が抵抗 87 及び抵抗 89 で分圧された電圧となる。なお、このとき分圧された電圧が各制御回路 9～15 の耐圧以下になるように、抵抗 87 及び抵抗 89 の抵抗値を設定する必要がある。

【0222】

なお、集積回路 73 の中に定電圧回路 75 や各制御回路 9～15 等を形成したものを示したが、ツェナーダイオード 83、抵抗 85 及び NPN トランジスタ 91、93 等の過電圧保護回路 16 の構成要素も集積回路 73 の中に形成しても良い。この場合には、これらの各構成要素を集積回路の他の部分と共に形成すれば良いため、よりコスト削減を図ることができる。

【0223】

このように、分圧回路 79 にて過電圧を分圧しているため、集積回路 73 に過電圧が印加されないようにすることができる。これにより、比較的高耐圧のパワーツェナーダイオードを用いなくても、集積回路 73 の中の各制御回路 9～15 を過電圧から保護することができ、コスト削減を図ることができる。また、過電圧検出回路 77 における抵抗 81 には、過電圧が発生したとき以外には電流がほとんど流れなくなっているため、過電圧が発生していないときにおける抵抗 81 の電力消費を防止することができる。

【0224】

〔放電灯装置の検査について〕

次に、放電灯装置 100 を車両に取り付ける前の検査について、図 23 に示すコネクタ 15 内の回路構成等と、図 24 に示すクロック回路 285 の回路構成図に基づいて説明する。検査時においてクロック回路 285 が発生する信号の周波数を擬似的に短くする為に、図 23 及び図 24 に示すように、クロック切替え検出回路 286、287 が放電灯装置には備えられている。このクロック切替え検出回路 286、287 について説明する。

【0225】

クロック切替え検出回路 286、287 は、検査時であることを検出してクロック切替え検出信号を出力する検査時検出回路 286 と、クロック切替え検出信号に基づきクロック回路 285 が数える時間を擬似的に速くするための時間短縮回路 287 とを備えている。検査時検出回路 286 には、上記コネクタ外れ検出端子 261 a に印加されているバッテリー電圧 V_B が同様に印加される。上述したように、コネクタ外れ検出はバッテリー電圧 V_B によって行われるため、コネクタ外れ検出端子 261 a にはバッテリー電圧 V_B 以上の電圧が印加されることがない。これを利用して、コネクタ外れ検出端子 261 a にバッテリー電圧 V_B + α 未満の電圧しか印加されていない時には、検出時ではないとして検査時検出回路 286 はハイレベル信号を出力し、コネクタ外れ検出端子 261 a にバッテリー電圧 V_B + α 以上の電圧が印加されると検査時検出回路 286 はクロック切替え検出信号となるローレベル信号を出力するようになっている。これにより、コネクタ外れ検出端子 261 a を検査用及びコネクタ外れ検出用の端子として共用している。

【0226】

時間短縮回路 287 は図 24 に示すようにクロック回路 285 に内蔵されている。クロック回路 285 は、連続的に並べられた複数の D 型フリップフロップ 289 a～289 j を備えており、これらの D 型フリップフロップ 289 a～289 j によって時間が数えられている。すなわち、図示しない変換器が出力するクロック信号 C_L が D 型フリップフロ

ップ289aに入力されると、D型フリップフロップ289aはこのクロック信号の2倍の周期となる信号を出力し、次のD型フリップフロップ289bでさらに2倍の周期の信号となって出力される。各D型フリップフロップ289a～289jでこの動作を繰り返して、クロック信号の周期が倍々される。そして、各制御回路は、各D型フリップフロップ401a～401jが出力する信号のうちから適合するものを選択し、各制御を行う際の時間に用いている。例えば、ランプパワー制御回路10においては、D型フリップフロップ289iの出力信号の周波数に基づいて制御時間を設定している。

【0227】

このように並べられた複数のD型フリップフロップの間に時間短縮回路287が配置されている。以下、クロック回路285及びクロック切替え検出回路286、287における作動を実際にランプ2を使用する時と検査時に分けて説明する。 10

【0228】

(1) 実際にランプ2を使用する時

この時には、コネクタ35にランプ2が接続されているため、クロック切替え検出回路286、287はアース状態となる。この場合には、コネクタ外れ検出接続端子261aにバッテリー電圧VB+α以上の電圧が印加されないため、検査時検出回路286はハイレベル信号を出力する。

【0229】

この時には、D型フリップフロップ289gのクロックCには、D型フリップフロップ289fの出力信号が入力される。すなわち、時間短縮回路287における処理によって、変換器が出力しているクロック信号が無視され、D型フリップフロップ289fの出力信号がD型フリップフロップ289gのクロック信号としてクロックCに入力される。従って、検査時以外には、D型フリップフロップ289a～289fを介して変換器からのクロック信号CLの周期が倍々され、倍々された周期の信号がD型フリップフロップ289gのクロック信号となる。このため、ランプパワー制御回路10は通常の時間でランプパワー制御を行う。 20

【0230】

なお、ランプ2がコネクタ35から外れた場合においてもクロック切替え検出回路286、287にはバッテリー電圧VBが印加されるだけであるから、検査時検出回路286はハイレベル信号を出力し、クロック回路285及びクロック切替え検出回路286、287は上記と同様の作動を行う。 30

【0231】

(2) 検査をする時

この時には、コネクタ外れ検出端子261aを検査用及びコネクタ外れ検出用の端子として共用する。そして、所定電源を用いて、バッテリー接続部分にバッテリー電圧と同様の電圧を印加する。これにより、コネクタ外れ検出端子261aにはバッテリー電圧VBが印加される。この段階では、検査時検出回路286はハイレベル信号を出力している。

【0232】

そして、コネクタ外れ検出端子261aにバッテリー電圧VB+α以上の電圧を印加する。これにより、検査時検出回路286はクロック切替え検出信号としてローレベル信号を出力する。この時には、D型フリップフロップ289gのクロックCには、変換器からのクロック信号が直接入力される。すなわち、時間短縮回路287における処理によって、D型フリップフロップ289fが出力している信号が無視され、変換器からのクロック信号がD型フリップフロップ289gのクロックとして入力される。従って、検査時には、D型フリップフロップ289a～289fを介さずに変換器からのクロック信号がそのままD型フリップフロップ289gのクロック信号となる。このため、D型フリップフロップ289gは変換器からのクロック信号を倍の周期の信号にして出力する。 40

【0233】

従って、時間短縮回路287以降のD型フリップフロップ289g～289jにおける出力信号の周期、すなわち各制御回路9～15が基準にする時間が擬似的に短縮され、各 50

制御回路 9～15 は短縮された時間に基づいてランプパワー制御を行う。このため、ランプパワー制御時間が短縮化される。このように、コネクタ外れ検出端子 261a に、コネクタ外れ検出に用いる電圧以上の電圧 V_B が印加された場合に、検査時検出回路 286 が検査時であると検出するようにし、この場合には時間短縮回路 287 によって短縮された時間に基づいて各制御回路 9～15 が各制御を行うようにしている。

【0234】

これにより、各制御回路 9～15 が行う制御時間を短縮することができ、検査時間を短縮することができる。また、クロック切替え信号を時間短縮回路 287 に入力するための端子をコネクタ外れ検出端子 261a で行っているため、クロック切替え信号を入力するためのみに端子を形成する必要がない。なお、コネクタ外れ検出端子 261a はランプ 2 が接続されているときにはランプで覆われるため、錆防止のための特別な処理も必要ない。

10

【0235】

(他の実施形態)

なお、第 1 実施形態においては、クランプ回路 69 によって電位 V_1 が所定電圧 $V_{ref} - \alpha$ 以下にならないようにして、これにより MOS トランジスタ 41a～41d の切換え時におけるランプ電流 I_L の変化が電力制御に与える影響を抑制しているが、クランプ回路 69 に代えて、ランプ電流 I_L が急激に低下する瞬間だけランプ電流 I_L をマスクして、この時にはランプ電流 I_L をサンプリングしないようにするサンプルホールド回路 12 をランプパワー制御回路 10 に備えることによっても同様の効果を得ることができる。

20

【0236】

この場合、Hブリッジ回路 7a における MOS トランジスタ 41a～41d のオン・オフ切換えに同期させて、この切換えタイミングから所定時間経過後にランプ電流 I_L のサンプリングを行うようにすれば良い。

【図面の簡単な説明】

【0237】

- 【図 1】本発明の実施形態における放電灯装置 100 の全体構成図である。
- 【図 2】図 1 に示す放電灯装置 100 の制御系を示すブロック図である。
- 【図 3】上記実施形態における始動回路の各地点の波形を表すタイムチャートである。
- 【図 4】上記実施形態におけるブリッジ駆動回路の構成図である。
- 【図 5】上記実施形態における MOS トランジスタ 31 の駆動回路の構成図である。
- 【図 6】上記実施形態におけるランプパワー制御回路の構成図である。
- 【図 7】上記図 6 における電圧 V_1 の波形を示すタイムチャートである。
- 【図 8】上記実施形態におけるサンプルホールド回路 12 の構成図である。
- 【図 9】図 8 におけるランプ電圧 V_L の波形を示す説明図である。
- 【図 10】上記実施形態における PWM 制御回路 9 における鋸歯状波形成回路の構成図である。
- 【図 11】図 10 における鋸歯状波形成回路が形成する鋸歯状波を示す図である。
- 【図 12】図 11 における鋸歯状波に応じて現れる一次電流の波形を示す図である。
- 【図 13】図 11 における鋸歯状波に応じて現れる一次電流の波形を示す図である。
- 【図 14】上記実施形態におけるスレッシュホールドレベル設定回路 165 の構成図である。
- 【図 15】上記実施形態におけるランプ 2 の取付構造図である。
- 【図 16】上記実施形態における放電灯装置の異常状態を検出する回路構成図である。
- 【図 17】図 16 に示す回路における異常検出を表すタイムチャートである。
- 【図 18】上記実施形態におけるコネクタの外れを検出する回路構成図である。
- 【図 19】上記実施形態におけるコネクタが外れる異常状態を検出する回路構成図である。

30

40

【図 20】図 18、19 におけるコネクタ外れの検出を表すタイムチャートである。

【図 21】上記実施形態における逆接保護回路の構成図である。

【図 22】上記実施形態における過電圧保護回路の構成図である。

50

【図 2 3】 上記実施形態におけるコネクタ外れ検出回路の要部詳細図である。

【図 2 4】 上記実施形態における放電灯装置の検査時に使用するクロック回路の説明図である。

【図 2 5】 従来における放電灯装置の回路構成図である。

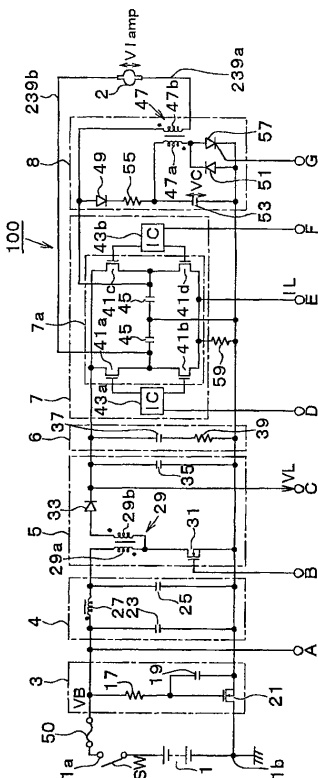
【符号の説明】

【0 2 3 8】

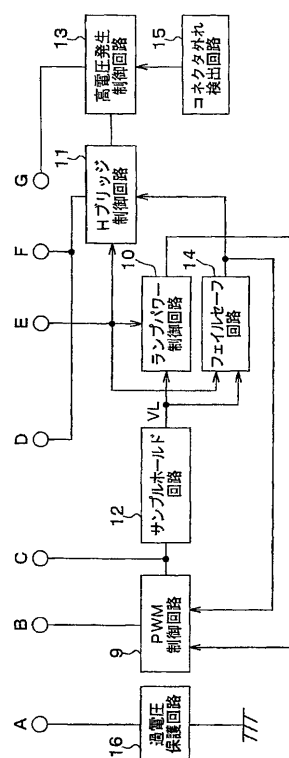
1 … バッテリ、2 … ランプ、5 … 直流電源回路、7 … インバータ回路、7 a … Hブリッジ回路、9 … PWM制御回路、10 … ランプパワー制御回路、29 … トランス、41 a ~ 41 d … MOSトランジスタ、61 … 誤差増幅回路、69 … クランプ回路、V L … ランプ電圧、I L … ランプ電流。

10

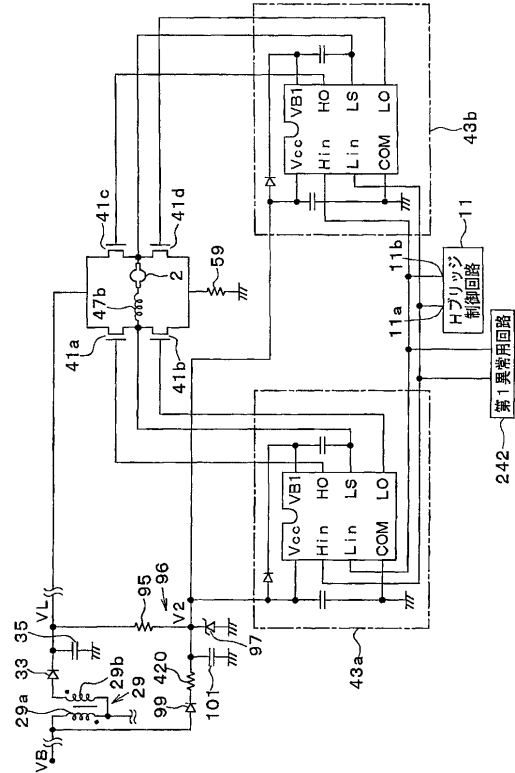
【図 1】



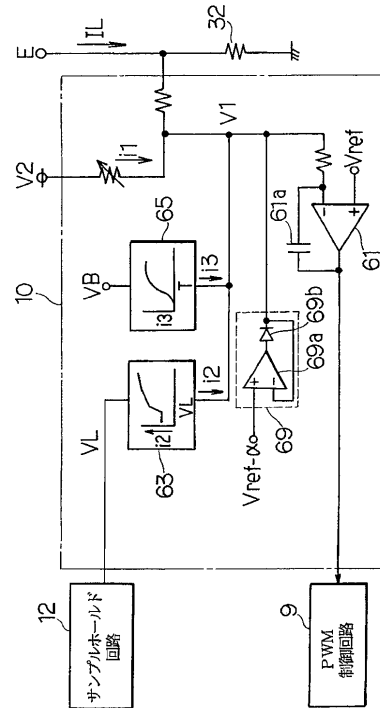
【図 2】



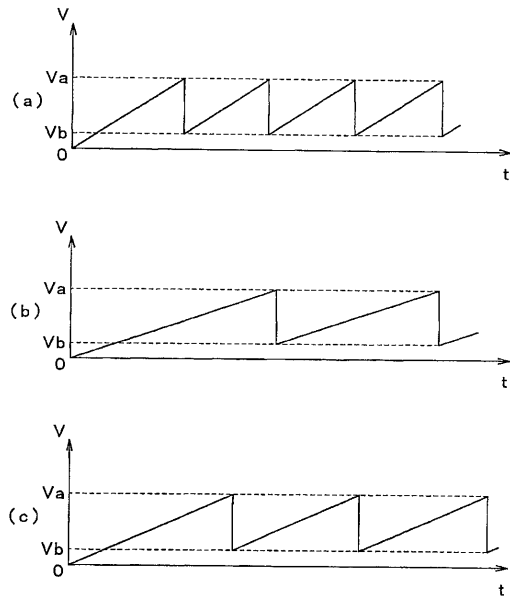
【 図 4 】



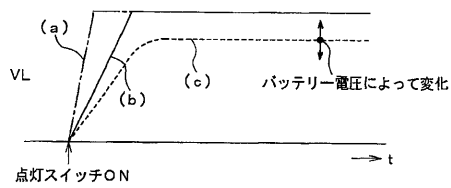
【图 6】



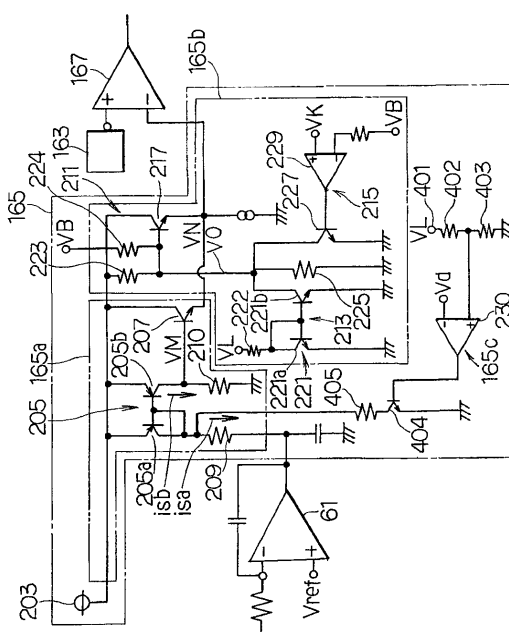
【図 1 1】



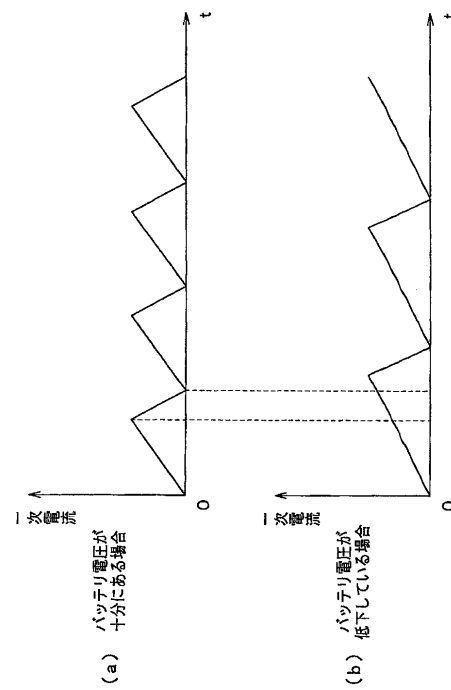
【図 1 2】



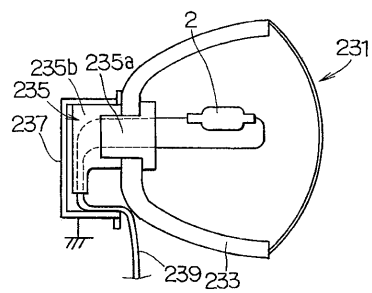
【図 1 4】



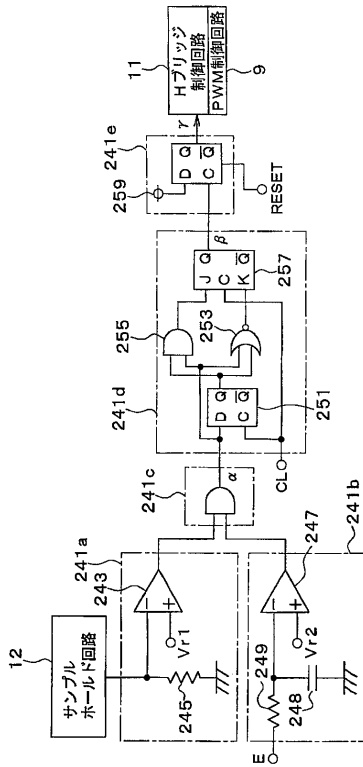
【図 1 3】



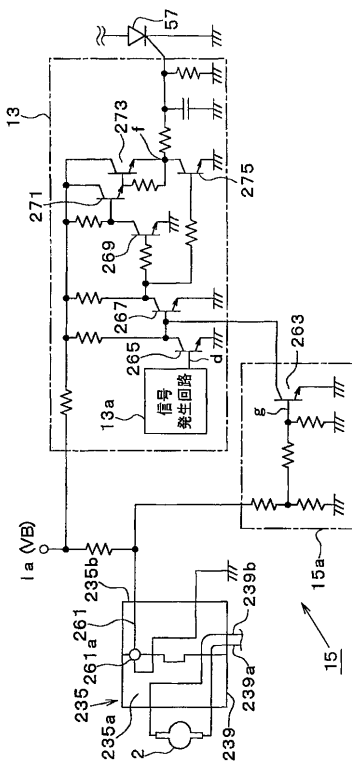
【図 1 5】



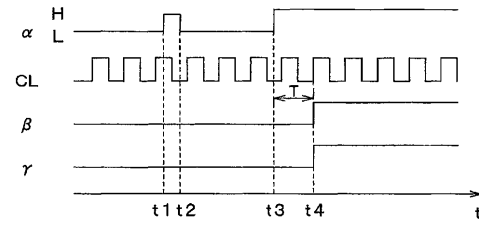
【図 16】



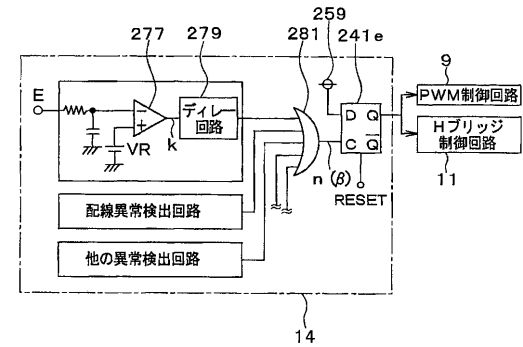
【図 18】



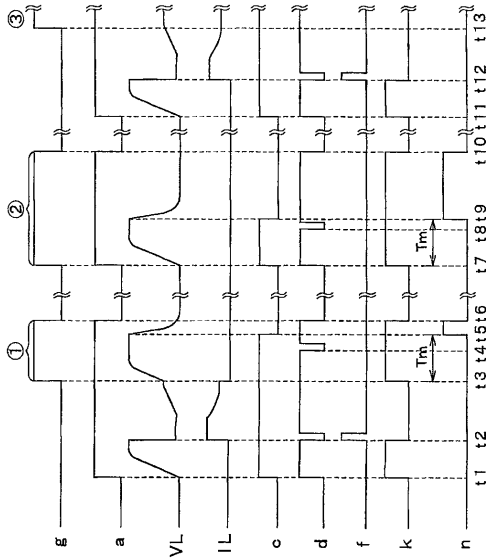
【図 17】



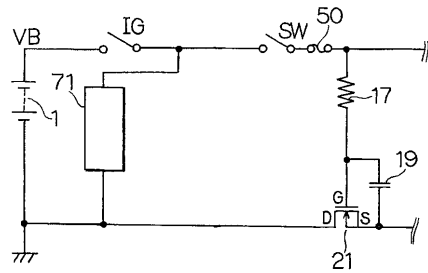
【図 19】



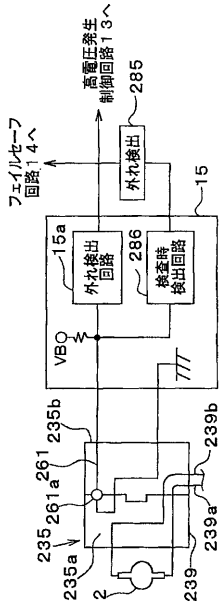
【 図 2 0 】



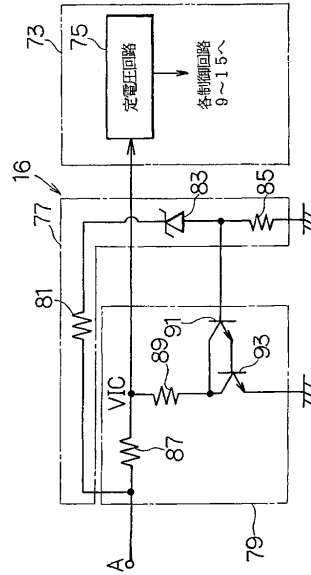
【 図 2 1 】



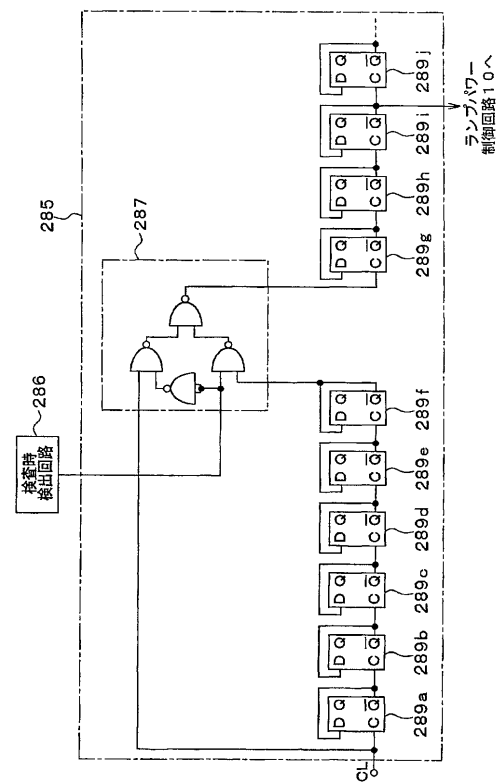
【图 2 3】



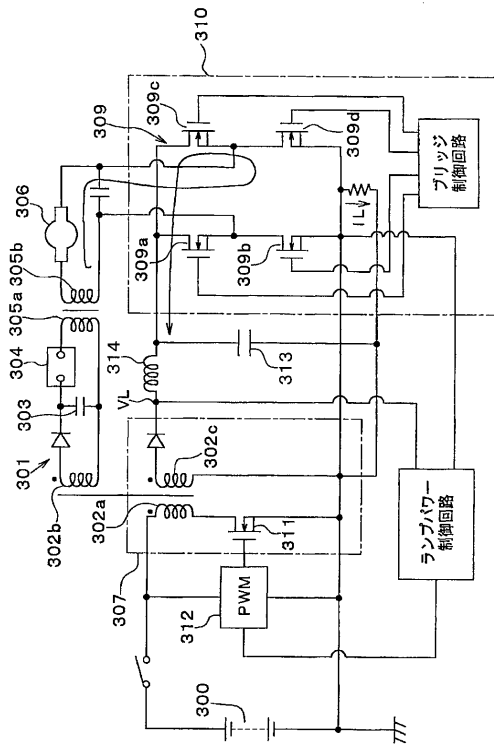
【 図 2 2 】



【图 2 4】



【図 25】



フロントページの続き

Fターム(参考) 3K072 AA11 BA05 BB01 BC05 CB07 DD08 DE04 DE05 GB04 GB18
HA01
3K083 AA42 BC47 BD03 BD04 BD16 CA32