

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4792627号
(P4792627)

(45) 発行日 平成23年10月12日(2011.10.12)

(24) 登録日 平成23年8月5日(2011.8.5)

(51) Int.Cl. F I
H05B 41/24 (2006.01) H05B 41/24 K

請求項の数 3 (全 12 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2000-293176 (P2000-293176) (22) 出願日 平成12年9月26日(2000.9.26) (65) 公開番号 特開2002-110385 (P2002-110385A) (43) 公開日 平成14年4月12日(2002.4.12) 審査請求日 平成19年9月6日(2007.9.6)</p> <p>前置審査</p>	<p>(73) 特許権者 000000192 岩崎電気株式会社 東京都中央区日本橋馬喰町一丁目4-16</p> <p>(74) 代理人 100084984 弁理士 澤野 勝文</p> <p>(74) 代理人 100094123 弁理士 川尻 明</p> <p>(72) 発明者 松 本 稔 埼玉県行田市富士見町1-20 岩崎電気株式会社内</p> <p>審査官 田村 佳孝</p> <p>(56) 参考文献 特開平08-330083 (JP, A) 特開平11-283766 (JP, A) 最終頁に続く</p>
---	--

(54) 【発明の名称】 H I Dランプの点灯回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

四つのスイッチング素子(12A~12D)を備えたフルブリッジ型のインバータ(9)と、前記各スイッチング素子をオンオフさせる極性制御信号を出力する制御部(C)を備え、

前記極性制御信号により、対角に位置する二つのスイッチング素子を一对として、各対のスイッチング素子を交互にオンオフさせて、前記インバータ(9)に供給される直流電圧を、予め設定された周波数の交流矩形波電圧に変換してH I Dランプ(1)に印加するH I Dランプの点灯回路において、

前記制御部(C)は、H I Dランプ(1)に流れる電流値を検出して、これに基づき前記交流矩形波電圧の極性方向に対応する当該ランプ(1)の正方向抵抗値及び負方向抵抗値を算出し、

前記交流矩形波電圧の正方向と負方向のデューティ比を前記各抵抗値の大きさに反比例するように設定すると共に、

前記交流矩形波電圧の向きが反転されるときに、その電圧値が予め設定した所定時間だけアース電位に維持されるように、アース側のスイッチング素子(12B及び12D)を導通し、他のスイッチング素子(12A及び12C)を非導通にする極性制御信号を出力することを特徴とするH I Dランプの点灯回路。

【請求項2】

四つのスイッチング素子(12A~12D)を備えたフルブリッジ型のインバータ(9

10

20

と、前記各スイッチング素子をオンオフさせる極性制御信号を出力する制御部(C)を備え、

前記極性制御信号により、対角に位置する二つのスイッチング素子を一对として、各対のスイッチング素子を交互にオンオフさせて、前記インバータ(9)に供給される直流電圧を、予め設定された周波数の交流矩形波電圧に変換してHIDランプ(1)に印加するHIDランプの点灯回路において、

前記制御部(C)は、HIDランプ(1)に流れる電流値を検出して、これに基づき前記交流矩形波電圧の極性方向に対応する当該ランプ(1)の正方向抵抗値及び負方向抵抗値を算出し、

前記交流矩形波電圧の正方向と負方向のデューティ比が前記各抵抗値の大きさに反比例するように前記各スイッチング素子(12A~12D)のオンオフ動作を切り換える極性制御信号を出力することを特徴とするHIDランプの点灯回路。

【請求項3】

前記交流矩形波電圧の極性方向ごとに検出される電流値と、前記各抵抗値に基づいて、前記インバータ(9)に供給される直流電圧を交流矩形波電圧の極性反転のタイミングに同期させて制御するランプ電力制御回路(8)を備えてなる請求項1又は2記載のHIDランプの点灯回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、店舗など屋内商業施設及び屋外施設の照明に使用されるメタルハライドランプ、液晶プロジェクタ用の光源、自動車その他の乗物用前照灯などのHIDランプを点灯させるHIDランプ点灯回路に関する。

【0002】

【従来の技術】

HIDランプ(High Intensity Discharge Lamp)は、高輝度放電灯又は高圧放電灯とも称され、消費電力に対する発光効率に優れるだけでなく、ハロゲンランプなどに比して同一光量に対する発熱量も少なく安全性が高いことから、近年、屋内商業施設及び屋外施設の照明など高輝度の光源が必要とされるところに使用されている。

【0003】

このHIDランプは、始動時に数kVの高電圧を印加することにより放電が開始され、以後は数十~数百Vの比較的低いランプ電圧を印加することにより自続放電されて、徐々にランプ電圧が増加してHIDランプが点灯状態となる。

【0004】

図9はこのようなHIDランプを交流矩形波電圧で点灯させる一般的な点灯回路41を示し、HIDランプ1に対して数十~数百Vのランプ電圧を印加する主回路2と、数kVの高圧の始動電圧を印加する始動回路3を備えている。

【0005】

主回路2は、交流電源4から供給される正弦交流波を全波整流する整流回路5と、整流された脈動電圧を直流平滑電圧に変換する力率改善回路6と、その直流平滑電圧を所定パルス幅の矩形パルスに変換するチョッパ回路7A及びその矩形パルスを再度平滑化して予め設定された電圧値の直流ランプ電圧にする平滑化回路7Bからなる電力制御回路8と、得られた直流ランプ電圧をこれと同電圧の交流矩形波電圧に変換するインバータ9を備えており、当該インバータ9が始動回路3を介してHIDランプ1に接続されている。

【0006】

なお、図10(a)はインバータ9に入力されるランプ電圧 V_3 の波形、図10(b)はインバータ9から出力される交流矩形波電圧 V_4 の波形である。

【0007】

始動回路3は昇圧トランス(図示せず)を備え、HIDランプ1の点灯スイッチ(図示せず)がオンされたときに、HIDランプ1の電極間で放電を開始させるように数kVの高

10

20

30

40

50

圧の始動電圧を発生させる。

【0008】

したがって、この点灯回路41によれば、点灯スイッチ(図示せず)がオンされると始動回路3から数kVの始動電圧がHIDランプ1に印加されて放電が開始され、放電開始後は、主回路2から供給される数十～数百Vの比較的低いランプ電圧を印加することにより自続放電され、徐々にランプ電圧が増加してHIDランプが点灯状態となる。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、このような点灯回路41を用いた場合、点灯回路41とHIDランプ1までの配線の距離が2m以内と短い場合は問題ないが、これ以上長くなると、点灯回路41が誤動作を生ずる可能性がある。

10

【0010】

特に、百貨店やスーパーマーケットのような1フロア当りの売り場面積の広い大規模小売店舗などでは、スイッチ類を一つの操作パネルに集めて遠隔操作可能にする要請が強い。

【0011】

このような場合、従来は、点灯回路41の誤動作を防止するため、スイッチ類のみを操作パネルに配し、夫々の点灯回路41は各HIDランプ1の近傍に設けなければならないため、配線作業が面倒であるばかりでなく、点灯回路41が故障したときの修理が面倒であった。

【0012】

20

このため、点灯回路41の誤動作の原因を究明すべく実験・研究を重ねた結果、配線が長くなるとそのインダクタンスが無視できなくなり、主回路2からHIDランプ1に交流矩形波電圧が供給されたときに配線のインダクタンスに磁界エネルギーが蓄えられ、電圧の方向が反転して電圧及び電流が0になるたびに逆起電力を生ずることが判った。

【0013】

そして、この逆起電力により電流は、図10(c)に示すような逆スパイク波形となり、これを戻すためにランプ電圧が瞬間的に増加されて図10(d)に示すようなスパイク波形となり、これが点灯回路41の誤動作の原因となっていた。

例えば、ランプ電力を制御しようとして主回路2を流れる電圧を検出したときに、スパイク波のピーク電圧を検出してしまうと、通常より異常に高い電圧が検出されるため、正しく電力制御を行うことができない。

30

【0014】

一方、この実験中、配線が比較的短く、前述したようなスパイク波が生じていないときに、HIDランプ1にチラツキを生ずることが判明した。

これは、点灯回路41が誤動作しているとは考え難く、その原因を究明したところ、HIDランプ1の特性に起因するものであることが判明した。

【0015】

すなわち、HIDランプ1は、電極間で極性を反転させながら放電させたときに、その電極の構造的特性及び電気的特性が全く等しくても、一方の電極から他方の電極へ放電されるとき(正方向)と、他方の電極から一方の電極へ放電されるとき(負方向)とで、その抵抗値が異なることが原因であることが判明した。

40

【0016】

そして、抵抗値が大きい方の向きに電圧がかかっているときは、電極上のアークスポットの位置が不安定で移動しやすく、電極間のアークが揺らいでチラツキを生ずることが確認された。

【0017】

そこで本発明は、HIDランプの電極間抵抗が極性によって異なる場合でもチラツキを少なくして点灯させることができるようにし、さらには、点灯回路とHIDランプを離して設置した場合に、配線のインダクタンスに蓄積された磁界エネルギーにより逆起電力が生じて点灯回路が誤動作を起こさないようにすることを技術的課題としている。

50

【 0 0 1 8 】

【課題を解決するための手段】

この課題を解決するために、本発明は、四つのスイッチング素子（12A～12D）を備えたフルブリッジ型のインバータ（9）と、前記各スイッチング素子をオンオフさせる極性制御信号を出力する制御部（C）を備え、

前記極性制御信号により、対角に位置する二つのスイッチング素子を一对として、各対のスイッチング素子を交互にオンオフさせて、前記インバータ（9）に供給される直流電圧を、予め設定された周波数の交流矩形波電圧に変換してHIDランプ（1）に印加するHIDランプの点灯回路において、

前記制御部（C）は、HIDランプ（1）に流れる電流値を検出して、これに基づき前記交流矩形波電圧の極性方向に対応する当該ランプ（1）の正方向抵抗値及び負方向抵抗値を算出し、

前記交流矩形波電圧の正方向と負方向のデューティ比を前記各抵抗値の大きさに反比例するように設定すると共に、

前記交流矩形波電圧の向きが反転されるときに、その電圧値が予め設定した所定時間だけアース電位に維持されるように、アース側のスイッチング素子（12B及び12D）を導通し、他のスイッチング素子（12A及び12C）を非導通にする極性制御信号を出力することを特徴とする。

【 0 0 1 9 】

本発明によれば、フルブリッジ型のインバータを使用しているので、対角に位置する二つのスイッチング素子を一对として、各対のスイッチング素子を交互にオンオフするように極性制御信号を供給することにより、入力された定圧直流電圧が、予め設定された周波数の交流矩形波電圧に変換される。

【 0 0 2 0 】

このとき、HIDランプに流れる電流値が検出され、これに基づき前記交流矩形波電圧の極性方向に対応する当該ランプの正方向抵抗値及び負方向抵抗値が算出され、前記交流矩形波電圧の正方向と負方向のデューティ比が前記各抵抗値の大きさに反比例するように制御信号が出力される。

【 0 0 2 1 】

これにより、交流矩形波電圧の正方向と負方向のデューティ比は、抵抗値が大きい方の極性が小さく、抵抗値が小さい方の極性が大きくなる。

したがって、抵抗値が大きい方の極性の電圧が印加される時間は短くなり、揺らぎによるチラツキを生じにくい。

【 0 0 2 2 】

また、各対のスイッチング素子のオン・オフを所定のタイミングで切り換えることにより、交流矩形波電圧の向きが反転されるときに、予め設定した所定時間（例えば一周期の1/10）だけ電圧値がアース電位に維持されるインターバルを形成することとした。

【 0 0 2 3 】

したがって、インバータから出力される交流矩形波電圧がアース電位となった瞬間に今までの電圧を維持しようとする逆起電力が発生するが、電流はそのままアースへ逃がされるので、点灯回路が誤動作を起こすスパイク波となることはない。

【 0 0 2 4 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて具体的に説明する。

図1は本発明に係るHIDランプの点灯回路を示すブロック図、図2はランプ電力制御回路を示す回路図、図3はインバータを示す回路図、図4は電圧制御パルスを示す説明図、図5は極性制御信号及び入出力電圧を示す波形図、図6及び図7は制御部の処理手順を示すフローチャート、図8は検出電圧を示す波形図である。

【 0 0 2 5 】

図1に示す点灯回路Sは、HIDランプ1を点灯させる電源回路Eと、当該電源回路Eを

10

20

30

40

50

コントロールする制御部 C とからなり、電源回路 E は、H I D ランプ 1 に対して数十～数百 V の比較的低い電圧値のランプ電圧を印加する主回路 2 と、始動スイッチがオンされたときに数 k V の高圧の始動電圧を瞬間的に印加する始動回路 3 を備えている。

【 0 0 2 6 】

主回路 2 は、交流電源 4 から供給される正弦交流電圧を全波整流する整流回路 5 と、全波整流された脈動電圧 V_1 をこれと相似波形の電流を流しつつ直流平滑電圧 V_2 に変換する力率改善回路 6 と、その直流平滑電圧 V_2 を所定パルス幅の矩形パルスに変換して供給電力を制御するチョッパ回路 7 A 及びその矩形パルスを再度平滑化して予め設定された電圧値のランプ電圧 V_3 にする平滑回路 7 B からなるランプ電力制御回路 8 と、得られたランプ電圧 V_3 をこれと同電位の交流矩形波電圧 V_4 に変換するフルブリッジ型のインバータ 9 を備えており、当該インバータ 9 が始動回路 3 を介して H I D ランプ 1 に接続されている。

10

【 0 0 2 7 】

ランプ電力制御回路 8 は、力率改善回路 6 から入力される直流平滑電圧 V_2 を前段のチョッパ回路 7 A で所定パルス幅の矩形パルスに変換し、これを、後段の平滑回路 7 B により平滑化して例えば定格使用電力に応じたランプ電圧 V_3 を出力させるものである。具体的には、後述する制御部 C の P W M 制御回路 1 0 からドライバ 1 1 a を介して供給される電圧制御パルス信号により、チョッパ回路 7 A に配された F E T (電界効果トランジスタ) 1 1 をオンオフさせて、ランプ電圧 V_3 に対応したパルス幅の矩形パルスを出力させるようになっている。

20

【 0 0 2 8 】

また、インバータ 9 は、スイッチング素子となる四つの F E T (電界効果トランジスタ) 1 2 A ~ 1 2 D を備えたフルブリッジ型に形成されており、入力端子 V_{in} に印加されるランプ電圧 V_3 を交流矩形波電圧 V_4 に変換して出力端子 V_{out} に出力する。

【 0 0 2 9 】

ここで、交流矩形波電圧 V_4 は、電圧の向きが反転されるときに、予め設定した所定時間 (例えば一周期の $1/10$) だけアース電位に維持されるインターバルを有する波形に変換する。

このため、対角に位置する二つの F E T 1 2 A 及び 1 2 B、1 2 C 及び 1 2 D を各一对として、各対ごとにオン・オフを切り換えるときに、アース側の F E T 1 2 B 及び 1 2 D を導通状態とし、それ以外の F E T 1 2 A、1 2 C を非導通状態にするように制御部 C から極性制御信号 $P_A \sim P_D$ が供給される。

30

【 0 0 3 0 】

各 F E T 1 2 A ~ 1 2 D は、夫々の極性制御信号 $P_A \sim P_D$ が高レベルのときに導通状態となり、低レベルのときに非導通状態となるので、各制御信号 $P_A \sim P_D$ は夫々の F E T 1 2 A ~ 1 2 D がオンオフされるタイミングに応じて出力される。

【 0 0 3 1 】

制御部 C は、シングルチップマイクロコンピュータ 1 3 などで構成され、その入力側には、インバータ 9 の手前で H I D ランプ 1 に供給される電圧及び電流を検出するセンサ 1 4 a、1 4 b が A / D 変換器 1 5 a、1 5 b を介して接続され、出力側にはインバータ 9 が接続されると共に、P W M 制御回路 1 0 を介してチョッパ回路 7 A が接続されている。

40

【 0 0 3 2 】

そして、チョッパ回路 7 A の F E T 1 1 をオンオフ動作させる所定パルス幅の電圧制御パルス信号 P_3 を出力すると共に、予め設定された周波数で各 F E T 1 2 A ~ 1 2 D を各対ごとにオンオフする極性制御信号 $P_A \sim P_D$ を出力する。

【 0 0 3 3 】

この電圧制御パルス信号 P_3 は、センサ 1 4 a、1 4 b により検出された電圧・電流に基づいて所定の処理を実行し、ランプ電力制御回路 8 から予め設定された電圧値のランプ電圧 V_3 が出力されるように F E T 1 1 をオンオフ動作させる。

【 0 0 3 4 】

50

なお、ランプ電力 W_3 を高く設定する場合は、図4(a)に示すように高レベルの時間が長くなるように電圧制御パルス信号 P_3 のデューティ比を制御し、ランプ電力 W_3 を低めに設定する場合は、図4(b)に示すように高レベルの時間が短くなるようにデューティ比を制御すればよい。

そして、センサ14aで検出された電圧値及びセンサ14bで検出された電流値との積が予め設定された電力値と一致するようにフィードバック制御すれば良い。

【0035】

各対のFET12A~12Dをオンオフする極性制御信号 $P_A \sim P_D$ は、図5に示すように高レベルと低レベルが順次切り換えられ、正方向の電圧を出力するときに対角に位置する一对のFET12A及び12Bを導通すると共に、もう一对のFET12C及び12Dを非導通にする。

次いで、インターバル期間では、アース側のFET12B及び12Dを導通し、他のFET12A及び12Cを非導通にする。

そして、負方向の電圧を出力するときに対角に位置する一对のFET12A及び12Bを非導通にするると共に、もう一对のFET12C及び12Dを導通する。

これにより、交流矩形波電圧 V_4 は、電圧の向きが反転されるときに所定時間だけアース電位となる。

【0036】

なお、16は通信用コンピュータであって、外部機器(図示せず)から送信される制御信号に基づいて点灯回路Sを制御したり、点灯回路Sの様々な制御データをホストコンピュータなどへ送信する際に、複雑な通信プロトコルに対応させて、外部機器と制御部Cとの間で信号の中継を行う。

これにより、制御部Cのデータ処理の負担を軽減させて点灯回路Sの制御を確実にこなせることができる。

【0037】

図6は制御部Cにおける交流矩形波電圧形成処理手順を示すフローチャートである。

メインスイッチ(図示せず)がオンされるとシングルチップマイクロコンピュータ13では、交流矩形波電圧形成処理が実行される。

【0038】

この処理は、まず、ステップSTP1で半周期識別変数 $INV = 0$ とし、ステップSTP2で全ての極性制御信号 $P_A \sim P_D$ を低レベルで出力する。

【0039】

次いで、ステップSTP3で予め設定されたインターバル時間が経過するまで待機し、経過した時点でステップSTP4に移行して変数 $INV = 0$ であるか否かが判断される。

そして、変数 $INV = 0$ のときはステップSTP5に移行し、極性制御信号 P_A 及び P_B を高レベル、極性制御信号 P_C 及び P_D を低レベルとして出力し、ステップSTP6でその時点における正方向印加時間 $T_{(0)}$ を読み出し、ステップSTP7で変数 $INV = 1$ として、ステップSTP11へ移行する。

【0040】

一方、ステップSTP4で変数 $INV = 0$ でないと判断されたときはステップSTP8に移行し、極性制御信号 P_A 及び P_B を低レベル、極性制御信号 P_C 及び P_D を高レベルとして出力し、ステップSTP6でその時点における負方向印加時間 $T_{(1)}$ を読み出し、ステップSTP10で変数 $INV = 0$ として、ステップSTP11へ移行する。

【0041】

ステップSTP11では、読み出された各印加時間 $T_{(INV)}$ からインターバル時間を引いた時間が経過するまで待機し、経過した時点でステップSTP2に戻り、メインスイッチがオフされるまで処理を続ける。

【0042】

また、図7は制御部Cにおけるデューティ比/電圧設定処理手順を示すフローチャートである。

10

20

30

40

50

メインスイッチ（図示せず）がオンされると、シングルチップマイクロコンピュータ 13 では、前記交流矩形波電圧形成処理と並行してデューティ比 / 電圧設定処理が実行される。

【0043】

まず、ステップSTP20で交流矩形波電圧 V_4 の正方向印加時間 $T_{(0)}$ と負方向印加時間 $T_{(1)}$ を夫々交流矩形波電圧 V_4 の1周期の時間 T の $1/2$ に設定する。

$$T_{(0)} = T_{(1)} = (1/2)T$$

次いで、ステップSTP21でセンサ14bから入力される電流値 $I_{(INV)}$ を読み取り、ステップSTP22で $I_{(INV)} > 0$ と判断されるとステップSTP23で $INV = 0$ と置かれ、ステップSTP22で $I_{(INV)} < 0$ と判断されるとステップSTP24で $INV = 1$ と置かれて、ステップSTP25に移行してHIDランプ1の正方向抵抗及び負方向抵抗 $R_{(INV)}$ が次式により算出される。

$$R_{(INV)} = W / (I_{(INV)})^2$$

$INV = 1$ 又は 0

W : HIDランプ1の定格使用電力

【0044】

次いで、ステップSTP26で $R_{(0)}$ 、 $R_{(1)}$ が算出されたか否かが判断され、 $R_{(0)}$ 、 $R_{(1)}$ の双方が算出されていないときはステップSTP21~25の処理を行ってもう一方を算出し、双方が算出されたときは、ステップSTP27で交流矩形波電圧 V_4 のデューティ比及びHIDランプ1に印加すべき目標ランプ電圧 $V_{(INV)}$ を算出する。

【0045】

まず、デューティ比は

$$T_{(0)} / T_{(1)} = R_{(1)} / R_{(0)}$$

により算出される。また、交流矩形波電圧 V_4 の1周期の時間を T とすると、

$$T = T_{(0)} + T_{(1)}$$

であるから、これより、正方向及び負方向の夫々の印加時間 T は、

$$T_{(INV)} = T \times R_{(INV)} / (R_{(1)} + R_{(0)})$$

で算出される。

【0046】

さらに、検出された電流 $I_{(INV)}$ と算出された抵抗値 $R_{(INV)}$ から、目標ランプ電圧 $V_{(INV)}$ は、これらの積の絶対値として、

$$V_{(INV)} = ABS(I_{(INV)} \times R_{(INV)})$$

により算出される。

このように算出された結果をその都度書き換えて、その時点における印加時間 $T_{(INV)}$ 、目標ランプ電圧 $V_{(INV)}$ を所定の記憶領域に一時記憶する。

【0047】

そして、ステップSTP28に移行してこれらの値を読み出し、交流矩形波電圧 V_4 の電圧反転タイミングを制御すると共に、ランプ電力制御回路8から出力されるランプ電圧 V_3 を制御する。

これにより、交流矩形波電圧 V_4 の電圧反転周期に同期して $V_{(INV)}$ と一致するように、チョッパ回路7AのFET11に対して電圧制御パルス信号が出力され、正方向と負方向の印加電圧が個別にコントロールされる。

【0048】

次に、本発明の作用を説明すると、始動回路3によりHIDランプ1に対して瞬間的に高電圧が印加されて放電開始された後は、点灯回路Sから供給される定電圧の交流矩形波電圧 V_4 により自続放電されて、HIDランプ1が点灯される。

【0049】

このとき、直流ランプ電圧 V_3 を交流矩形波電圧 V_4 に変換するインバータ9の各FET12A~12Dに対して、制御部Cから極性制御信号 $P_A \sim P_D$ が出力される。

【0050】

10

20

30

40

50

まず、正方向印加時間 $T_{(0)}$ と負方向印加時間 $T_{(1)}$ が交流矩形波電圧 V_4 の1周期 T の $1/2$ に設定され、インターバルが $1/10$ に設定されているとすると、図8(a)に示すように、一周期の $1/10$ に相当する時間 $t_0 \sim t_1$ で、FET12A~12Dが非導通となるので、交流矩形波電圧 $V_4 = 0$ に維持される。

【0051】

次いで、一周期の $4/10$ に相当する時間 $t_1 \sim t_2$ で、FET12A、12Bが導通、FET12C、12Dが非導通となるので、正の交流矩形波電圧 V_4 が出力される。

【0052】

そして、一周期の $1/10$ に相当する時間 $t_2 \sim t_3$ で、FET12B、12Dが導通、FET12A、12Cが非導通となるので、交流矩形波電圧 $V_4 = 0$ に維持される。
この間に、反対極性の逆起電力が生じて、アース側のFET12B、12Dが導通されているので、その電流がアース電位に逃がされ、スパイク電圧を生じることはない。

10

【0053】

さらに、一周期の次の $4/10$ に相当する時間 $t_3 \sim t_4$ で、FET12A、12Bが非導通、FET12C、12Dが導通となるので、交流矩形波電圧 V_4 が反転されて出力され、さらに時間 $t_4 \sim t_5$ で、再びFET12B、12Dが導通、FET12A、12Cが非導通となり、その間、交流矩形波電圧 $V_4 = 0$ に維持されて逆起電力により生じた電流はアースに逃がされるので、前述と同様、スパイク電圧を生じることはない。

【0054】

このように、電圧の向きが反転されるときに交流矩形波電圧 V_4 を所定時間0に維持するようにしているので、そのときに生じる逆起電力はアース電位に逃がされることとなり、したがって、点灯回路SとHIDランプ1とを接続する配線を長くすることによりそのインダクタンスが大きくなっても、点灯回路Sが誤動作を起こすようなスパイクを生じることがない。

20

【0055】

また、HIDランプ1が点灯開始すると同時に、HIDランプ1に流れる電流値 $I_{(INV)}$ がセンサ14bにより検出され、この値とHIDランプ1の定格使用電力から交流矩形波電圧 V_4 の極性方向に対応する当該ランプ1の正方向抵抗値 $R_{(0)}$ 及び負方向抵抗値 $R_{(1)}$ が算出される。

【0056】

交流矩形波電圧 V_4 が正方向に印加されたときの電流値 $I_{(0)} = 2(A)$ 、負方向に印加されたときの電流値 $I_{(1)} = 1.5(A)$ 、HIDランプ1の定格使用電力が150Wだとすると、

30

$$\text{正方向抵抗 } R_{(0)} = W / I^2 = 150 / (2)^2 = 37.5 (\quad)$$

$$\text{負方向抵抗 } R_{(1)} = W / I^2 = 150 / (1.5)^2 = 66.7 (\quad)$$

【0057】

また、交流矩形波電圧 V_4 の一周期の時間 $T = 10ms$ とすると、

$$\text{正方向印加時間 } T_{(0)} = T \times R_{(1)} / (R_{(0)} + R_{(1)}) = 6.4ms$$

$$\text{負方向印加時間 } T_{(1)} = T \times R_{(0)} / (R_{(0)} + R_{(1)}) = 3.6ms$$

となり、インターバルの時間が一周期の $1/10 = 1ms$ とすれば、実際に正方向及び負方向が印加される時間は夫々5.4ms及び2.6msである。

40

【0058】

さらに、HIDランプ1に印加すべき目標ランプ電圧値 $V_{(INV)}$ は、

$$\text{正方向印加時: } V_{(0)} = I_{(0)} \times R_{(0)} = 75V$$

$$\text{負方向印加時: } V_{(1)} = I_{(1)} \times R_{(1)} = 100V$$

となる。

【0059】

したがって、図8(b)に示すように、HIDランプ1に印加される交流矩形波電圧 V_4 は、正方向と負方向で印加時間及び印加電圧が個別に制御される。

このように、ランプ電圧 V_3 を目標ランプ電圧値 $V_{(INV)}$ に一致させるように印加す

50

れば、正方向印加時と負方向印加時で消費電力が一定であり、チラツキもより効果的に防止できる。

【0060】

なお、本例では、インターバルの時間を正方向印加時間 $T_{(0)}$ 及び負方向印加時間 $T_{(1)}$ に含ませて交流矩形波電圧 V_4 の正方向と負方向のデューティ比を各抵抗値の大きさに反比例するように設定した場合について説明したが、交流矩形波電圧 V_4 の1周期の時間 T からインターバルの時間を除いた残りの時間を各抵抗値の大きさに反比例したデューティ比に配分することにより、正方向印加時間 $T_{(0)}$ 及び負方向印加時間 $T_{(1)}$ を決定する場合であっても良い。

【0061】

【発明の効果】

以上述べたように、本発明によれば、H I Dランプに交流矩形波電圧を供給する配線のインダクタンスに蓄積された磁界エネルギーにより逆起電力が生じて、交流矩形波電圧がアース電位に維持されている間にアースへ逃がされるので、点灯回路が誤動作を起こすような逆スパイク電流やこれに起因するスパイク電圧を生じることがなく、したがって、点灯回路とH I Dランプを離して設置することができるという大変優れた効果を奏する。

【0062】また、交流矩形波電圧の正方向と負方向のデューティ比が、その極性方向に対応するH I Dランプの正方向抵抗値及び負方向抵抗値に反比例して定められるので、抵抗値が大きい方の極性の電圧が印加される時間は短くなり、アークの揺らぎによるチラツキを生じにくいという大変優れた効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係るH I Dランプの点灯回路を示すブロック図。

【図2】ランプ電力制御回路を示す回路図。

【図3】インバータを示す回路図。

【図4】電圧制御パルス信号を示す波形図。

【図5】極性制御信号及び入出力電圧を示す波形図。

【図6】交流矩形波電圧形成処理手順を示すフローチャート。

【図7】デューティ比/電圧設定処理手順を示すフローチャート。

【図8】検出電圧を示す波形図。

【図9】一般的な点灯回路を示す説明図。

【図10】その電圧及び電流を示す波形図。

【符号の説明】

S 点灯回路

C 制御部

1 H I Dランプ

2 主回路

3 始動回路

8 ランプ電力制御回路

9 インバータ

12 A ~ 12 D F E T (スイッチング素子)

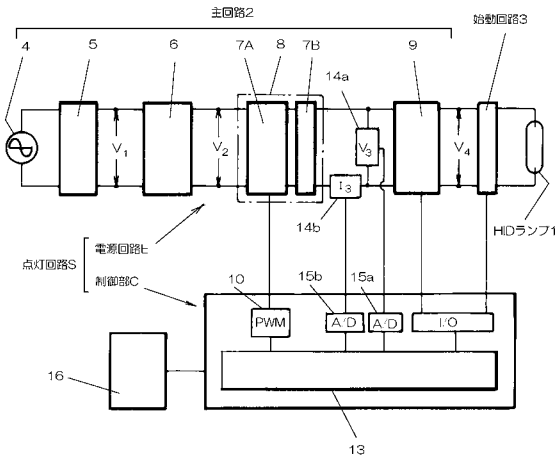
10

20

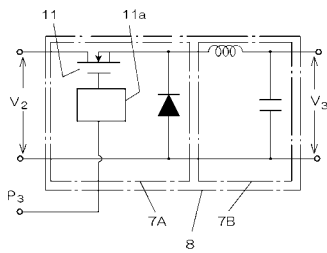
30

40

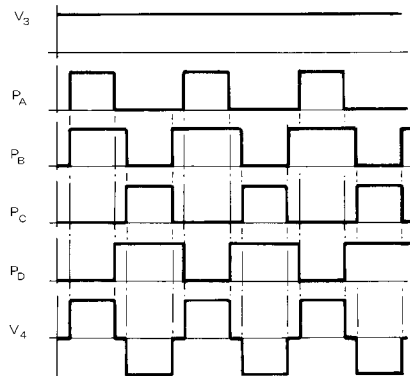
【図1】



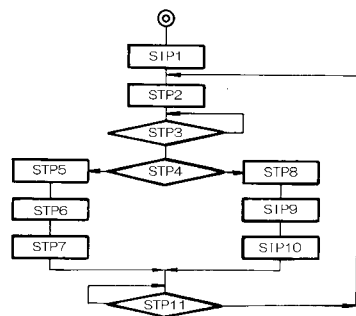
【図2】



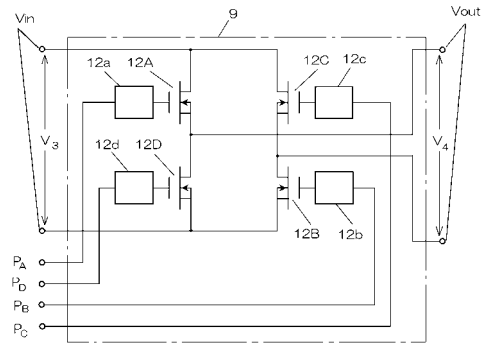
【図5】



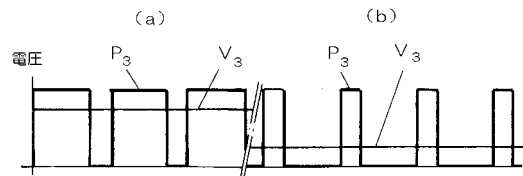
【図6】



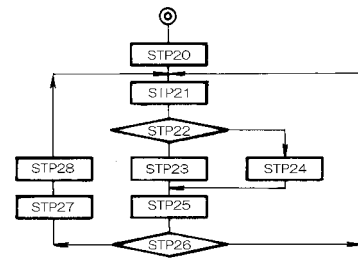
【図3】



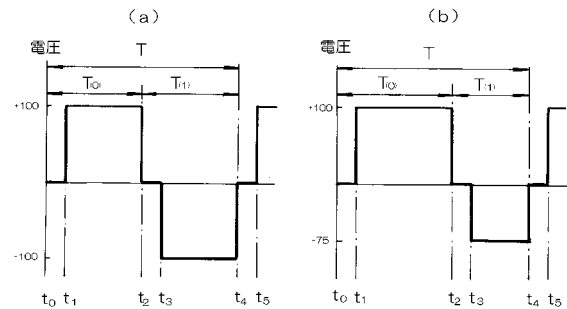
【図4】



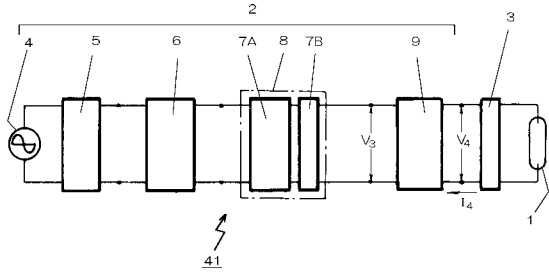
【図7】



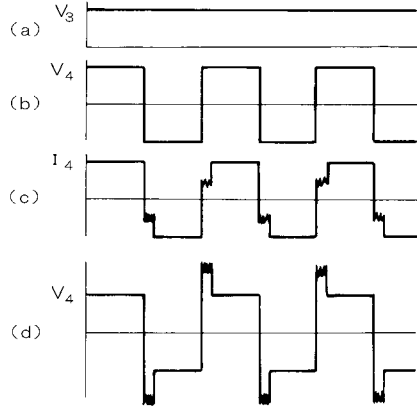
【図8】



【 図 9 】



【 図 10 】



フロントページの続き

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B名)

H05B41/24 - 41/298