

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3733609号

(P3733609)

(45) 発行日 平成18年1月11日(2006.1.11)

(24) 登録日 平成17年10月28日(2005.10.28)

(51) Int. Cl.	F I
H05B 41/14 (2006.01)	H05B 41/14 310D
H05B 41/392 (2006.01)	H05B 41/14 310B
H05B 41/282 (2006.01)	H05B 41/392 Z
	H05B 41/29 C

請求項の数 6 (全 17 頁)

<p>(21) 出願番号 特願平7-89840 (22) 出願日 平成7年4月14日(1995.4.14) (65) 公開番号 特開平8-288085 (43) 公開日 平成8年11月1日(1996.11.1) 審査請求日 平成13年1月25日(2001.1.25)</p>	<p>(73) 特許権者 000005832 松下電工株式会社 大阪府門真市大字門真1048番地 (74) 代理人 100087767 弁理士 西川 恵清 (74) 代理人 100085604 弁理士 森 厚夫 (72) 発明者 水本 秀顕 大阪府門真市大字門真1048番地松下電 工株式会社内 審査官 永田 和彦</p>
---	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 照明装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

フィラメントを備えた放電灯を点灯させる1つの点灯回路に対して選択的に給電可能な複数個の電源を備え、電源のうち少なくとも1つは2次電池であって、2次電池から点灯回路に給電するときには他の電源から給電するときよりも放電灯の光出力を小さくするようにした照明装置において、2次電池から点灯回路に給電するときには他の電源から給電するときよりも予熱電流を低減させる予熱電流制御手段を設け、予熱電流制御手段は、2次電池からの給電時にフィラメントの非電源側に接続された予熱回路のインピーダンスを他の電源からの給電時よりも大きくすることを特徴とする照明装置。

【請求項2】

点灯回路は直流電源を交番電圧に変換して放電灯を点灯させるインバータ回路であって、インバータ回路への直流電源は通常時に給電する第1の電源と、第1の電源の電圧が所定値以上のときに2次電池を充電し所定値以下のときに2次電池から給電されてインバータ回路に直流電力を供給する第2の電源とからなり、第1の電源の電圧を上記所定値と比較する電源検出回路により予熱電流制御手段における予熱電流の大小と第2の電源における2次電池の充放電とを切り換えることを特徴とする請求項1記載の照明装置。

【請求項3】

第2の電源は、トランスの各巻線にそれぞれスイッチング要素を直列接続し、一方の巻線と第1のスイッチング要素との直列回路を第1の電源からインバータ回路への給電部に接続し、他方の巻線と第2のスイッチング要素との直列回路を2次電池の両端間に接続し

10

20

た双方向性コンバータよりなり、各スイッチング要素はオフ時にオン時とは逆方向の通電が可能であって、2次電池の充電時には第1のスイッチング要素をオン・オフさせるとともに第2のスイッチング要素をオフにし、放電時には第2のスイッチング要素をオン・オフさせるとともに第1のスイッチング要素をオフにする制御回路を設けたことを特徴とする請求項2記載の照明装置。

【請求項4】

第2の電源は、第1の電源から給電されて2次電池を充電する第1のDC-DCコンバータと、2次電池から給電されてインバータ回路に直流電力を供給する第2のDC-DCコンバータとからなり、2次電池の充電時と放電時とで第1のDC-DCコンバータと第2のDC-DCコンバータとを択一的に動作させる制御回路を設けたことを特徴とする請求項2記載の照明装置。

10

【請求項5】

第1の電源は入力された直流電源の電圧を昇圧した直流電圧をインバータ回路に入力する昇圧回路を備え、第2の電源は、第1の電源における昇圧回路の入力側の直流電源から給電されて2次電池を充電する第1のDC-DCコンバータと、2次電池から給電されてインバータ回路に直流電力を供給する第2のDC-DCコンバータとからなり、2次電池の充電時と放電時とで第1のDC-DCコンバータと第2のDC-DCコンバータとを択一的に動作させる制御回路を設けたことを特徴とする請求項2記載の照明装置。

【請求項6】

予熱電流制御手段は、予熱電流を切り換えるスイッチ手段を備え、予熱電流の切換時に点灯回路から放電灯への電力供給を一時停止することを特徴とする請求項1記載の照明装置。

20

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】

本発明は、一つの放電灯に給電可能な電源を複数個備え、電源のうちの少なくとも1つを2次電池とした照明装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

従来より、同じ放電灯に給電可能な複数個の電源を備え、電源のうちの少なくとも1つを2次電池とした照明装置が提供されている。たとえば、図10に示すように、放電灯DLへの給電経路をリレーRy aの接点により切り換えるようにし、一方の給電経路を選択すると、商用電源ACを整流し平滑して得た直流電源を電源とするインバータ回路INV₄₁より放電灯DLに給電し、他方の給電経路を選択すると、2次電池Bを電源とするインバータ回路INV₄₂より放電灯DLに給電する照明装置がある。

30

【0003】

すなわち、この照明装置は、商用電源ACの正常な通電時にはインバータ回路INV₄₁を通して放電灯DLに給電するとともに充電回路CHを通して2次電池Bを充電し、停電などによって商用電源ACの電圧が所定値以下になると2次電池BからインバータINV₄₂を通して放電灯DLに給電する。商用電源ACが正常か否かは、商用電源ACを降圧トランスT₄で降圧し整流回路DB₂で整流して得た脈流電圧を監視する電源検出回路4で判断される。つまり、脈流電圧が正常であれば、電源検出回路4は放電灯DLをインバータ回路INV₄₁の出力に接続し、脈流電圧が所定値以下になると、電源検出回路4は放電灯DLをインバータ回路INV₄₂の出力に接続するようにリレーRy aの接点を切り換えるのである。また、電源検出回路4は、リレーRy aの接点の切換と同時に、各インバータ回路INV₄₁、INV₄₂の制御回路2a、2bの動作も制御する。

40

【0004】

インバータ回路INV₄₁は、商用電源ACを整流回路DB₁で整流し、平滑用コンデンサC₈で平滑して得た直流電圧を、2個のスイッチング要素(トランジスタQ₂₁、Q₂₂とダイオードD₂₁、D₂₂の並列回路からなる)の直列回路に印加し、一方のトランジスタQ₂₁

50

の両端間に、直流カット用のコンデンサ C_2 、放電灯 DL 、インダクタ L_2 の直列回路を接続し、両トランジスタ Q_{21} 、 Q_{22} を交互にオン・オフさせることにより放電灯 DL に交番電流を流すように構成されている。

【0005】

一方、インバータ回路 INV_{42} は、2個のトランジスタ Q_{23} 、 Q_{24} のエミッタを2次電池 B の負極に共通に接続し、両トランジスタ Q_{23} 、 Q_{24} のコレクタ間にトランス T_5 の1次巻線とコンデンサ C_6 との並列回路を接続し、トランス T_5 の1次巻線のセンタタップに2次電池 B の正極を接続した構成を有する。このインバータ回路 INV_{42} は、放電灯 DL をトランス T_5 の2次巻線に接続し、トランジスタ Q_{23} 、 Q_{24} をプッシュプル動作させることによって、放電灯 DL に交番電流を流すことができる。

10

【0006】

充電回路 CH は、上述した降圧トランス T_4 および整流回路 DB_2 のほか、逆流阻止用のダイオード D_{41} 、 D_{42} 、平滑用のコンデンサ C_{41} 、限流用の抵抗 R_{41} を備える。

ところで、図10に示す回路構成では、商用電源 AC が正常時と非正常時とに各別のインバータ回路 INV_{41} 、 INV_{42} を動作させて放電灯 DL に給電しているものであるから、部品点数が多く大型化しコスト増につながるという問題が生じる。とくに、2次電池 B を充電するために商用電源 AC を降圧する降圧トランス T_4 を設け、2次電池 B を電源として動作するインバータ回路 INV_{42} から比較的高い電圧を取り出すためにトランス T_5 を設けているものであるから、構成要素の中で大きな体積を占めるトランスを2個も用いることになり大型化が避けられないものになっている。

20

【0007】

これに対して、図11に示すように、構成要素を共用することによって小型化、低コスト化を図った照明装置も提案されている。この構成では、整流回路 DB_1 と平滑用のコンデンサ C_8 との間に逆流阻止用のダイオード D_2 を挿入し、整流回路 DB_1 の出力端間に接続した電源検出回路4により商用電源 AC が正常か否かを判断する。また、2次電池 B の両端電圧を昇圧してインバータ回路 INV_1 の電源として用いる構成を採用することにより、商用電源 AC の正常時と異常時との両方でインバータ回路 INV_1 を共用できるようにし、インバータ回路 INV_2 を不要にしている。

【0008】

ここで、2次電池 B の充電と放電とを1つのトランス T_0 で行なえるように、双方向性コンバータ回路 CNV_0 を用いている。双方向性コンバータ回路 CNV_0 は、トランス T_0 の各巻線にそれぞれスイッチング要素を直列に接続したスイッチング回路 S_{01} 、 S_{02} を備え、2個のスイッチング回路 S_{01} 、 S_{02} のうち一方に設けたスイッチング要素をオン・オフさせることで $DC-DC$ コンバータを構成する。つまり、2次電池 B を充電する際にはスイッチング回路 S_{01} を動作させるのであり、2次電池 B から放電する際にはスイッチング回路 S_{02} を動作させるのである。また、商用電源 AC の電源電圧の低下が電源検出回路4で検出されたときに、インバータ回路 INV_1 には、商用電源 AC の正常時のコンデンサ C_8 の両端電圧と同程度の電圧が双方向性コンバータ回路 CNV_0 から印加される。スイッチング回路 S_{01} 、 S_{02} のどちらでスイッチング要素をオン・オフさせるかは、電源検出回路4での商用電源 AC の監視状態に応じて決定される。

30

40

【0009】

【発明が解決しようとする課題】

上述したように、図11の回路構成では図10の回路構成に比較して部品点数が少なく、とくに1個のトランス T_0 を2次電池 B の充放電に兼用するから、小型化が可能でありコストの低減にもつながる。ところで、2次電池 B を電源とする際には、電池容量に限りがあるから、放電灯 DL での消費電力を抑制する必要がある。そこで、図11の回路構成では、2次電池 B を電源として用いる際には、放電灯 DL に給電される電力が放電灯 DL の定格よりも小さくなるように制御回路2を制御して放電灯 DL の光出力を低下させている。したがって、電池 B を電源とするときには放電灯 DL に流れる電流が減少するとともに放電灯 DL のインピーダンスが増大する。

50

【0010】

図11に示す構成では、放電灯DLには蛍光灯のようにフィラメントを有するものを用いており、放電灯DLの両フィラメントにおける非電源側の一端間にはフィラメントに予熱電流を流す予熱回路としてのコンデンサ C_3 が接続してある。上述のように、電池Bを電源とする際には放電灯DLの光出力を低減するから、放電灯DLの点灯時のランプ電流に対する予熱電流の比率が商用電源ACからの給電時よりも大きくなる。つまり、商用電源ACから給電するときと比較して2次電池Bから給電するときのほうが点灯時のランプ電流に対する予熱電流の相対的比率が大きくなる。

【0011】

また、放電灯DLを遅相モードで点灯させている場合に、インバータ回路INV₁のトランジスタ Q_{21} 、 Q_{22} のスイッチング周波数を高くすることにより放電灯DLの点灯時には調光することができる。しかしながら、スイッチング周波数を高くすることによってコンデンサ C_3 のインピーダンスが小さくなるから、このことによっても予熱電流が増加することになる。

【0012】

つまり、放電灯DLの点灯時のランプ電流に対する予熱電流の割合は、2次電池Bを電源とする調光点灯時の調光レベルが低いほど増加することになる。上記構成では2次電池Bを電源とする際に予熱電流が過剰に供給されるという不都合が生じる。

【0013】

言い換えると、予熱電流によるフィラメントでの電力損失は、図12に示すように、予熱電流の二乗にほぼ比例して増加するから、調光点灯時には全点灯時に比較すると、入力電力に対して放電灯DLの点灯に用いる電力の割合が低下することになり、照明装置全体としての電力の利用効率が低くなる。その結果、2次電池Bのように電力容量の限られた電源を用いているにもかかわらず電力の利用効率が低くなり、2次電池Bを電源とする際の点灯時間が短くなるという問題を生じるのである。

【0014】

本発明は上記事由に鑑みて為されたものであり、その目的は、2次電池を電源とする調光点灯時における電力の利用効率を高めることによって、2次電池での点灯時間を従来よりも延長した照明装置を提供することにある。

【0015】

【課題を解決するための手段】

請求項1の発明は、フィラメントを備えた放電灯を点灯させる1つの点灯回路に対して選択的に給電可能な複数個の電源を備え、電源のうち少なくとも1つは2次電池であって、2次電池から点灯回路に給電するときには他の電源から給電するときよりも放電灯の光出力を小さくするようにした照明装置において、2次電池から点灯回路に給電するときには他の電源から給電するときよりも予熱電流を低減させる予熱電流制御手段を設け、予熱電流制御手段は、2次電池からの給電時にフィラメントの非電源側に接続された予熱回路のインピーダンスを他の電源からの給電時よりも大きくすることを特徴とする。

【0017】

請求項2の発明では、請求項1の発明において、点灯回路は直流電源を交番電圧に変換して放電灯を点灯させるインバータ回路であって、インバータ回路への直流電源は通常時に給電する第1の電源と、第1の電源の電圧が所定値以上のときに2次電池を充電し所定値以下のときに2次電池から給電されてインバータ回路に直流電力を供給する第2の電源とからなり、第1の電源の電圧を上記所定値と比較する電源検出回路により予熱電流制御手段における予熱電流の大小と第2の電源における2次電池の充放電とを切り換えることを特徴とする。

【0018】

請求項3の発明では、請求項2の発明において、第2の電源は、トランスの各巻線にそれぞれスイッチング要素を直列接続し、一方の巻線と第1のスイッチング要素との直列回路を第1の電源からインバータ回路への給電部に接続し、他方の巻線と第2のスイッチ

10

20

30

40

50

グ要素との直列回路を2次電池の両端間に接続した双方向性コンバータよりなり、各スイッチング要素はオフ時にオン時とは逆方向の通電が可能であって、2次電池の充電時には第1のスイッチング要素をオン・オフさせるとともに第2のスイッチング要素をオフにし、放電時には第2のスイッチング要素をオン・オフさせるとともに第1のスイッチング要素をオフにする制御回路を設けたことを特徴とする。

【0019】

請求項4の発明では、請求項2の発明において、第2の電源は、第1の電源から給電されて2次電池を充電する第1のDC-DCコンバータと、2次電池から給電されてインバータ回路に直流電力を供給する第2のDC-DCコンバータとからなり、2次電池の充電時と放電時とで第1のDC-DCコンバータと第2のDC-DCコンバータとを択一的に動作させる制御回路を設けたことを特徴とする。

10

【0020】

請求項5の発明では、請求項2の発明において、第1の電源は入力された直流電源の電圧を昇圧した直流電圧をインバータ回路に入力する昇圧回路を備え、第2の電源は、第1の電源における昇圧回路の入力側の直流電源から給電されて2次電池を充電する第1のDC-DCコンバータと、2次電池から給電されてインバータ回路に直流電力を供給する第2のDC-DCコンバータとからなり、2次電池の充電時と放電時とで第1のDC-DCコンバータと第2のDC-DCコンバータとを択一的に動作させる制御回路を設けたことを特徴とする。

【0021】

20

請求項6の発明では、請求項1の発明において、予熱電流制御手段は、予熱電流を切り換えるスイッチ手段を備え、予熱電流の切替時に点灯回路から放電灯への電力供給を一時停止することを特徴とする。

【0022】

【作用】

請求項1の発明の構成によれば、2次電池から点灯回路に給電して放電灯の光出力を低減する際に予熱電流も低減するので、点灯時のランプ電流に対する予熱電流の割合を従来よりも低減することができ、結果的に容量の限られている2次電池から給電するときに必要な以上に大きな予熱電流を流すことを防止でき、結果的に2次電池の電力の利用効率が高くなり、2次電池による点灯時間を従来よりも長くすることができる。

30

【0023】

しかも、予熱回路のインピーダンスを変更するから、簡単な構成で予熱電流を制御することができる。

【0024】

請求項2ないし請求項5の発明は望ましい実施態様であって、2電源の一方を通常時の給電用に用い、通常時に給電している電源の電圧が低下すると2次電池から給電するから、非常灯のように停電時にも放電灯を点灯させるものに有用である。とくに、請求項3の発明の構成によれば、双方向性コンバータを用いて2次電池の充放電を行なうから、2次電池を充放電する回路が比較的簡単な構成になる。また、請求項5の発明の構成によれば、通常時にインバータ回路に給電する第1の電源が昇圧回路を備えている場合に、昇圧回路の入力側から2次電池の充電のための電源をとるようにしているから、2次電池を充電する第1のDC-DCコンバータに高電圧が印加されず、第1のDC-DCコンバータの構成部品へのストレスが少なくなる。

40

【0025】

請求項6の発明の構成によれば、予熱電流をスイッチ手段により切り換える際に点灯回路から放電灯への給電を一時停止するから、予熱電流を切り換えるときに点灯回路の動作による高電圧がスイッチ手段に印加されることがなく、スイッチ手段へのストレスを防止することができる。

【0026】

【実施例】

50

(実施例1)

本実施例は、図1に示すように、基本的には図11に示した従来構成と同様の構成であって、上述した目的を達成するために、放電灯DLの両フィラメントの非電源側の一端間に予熱回路として容量の異なる2個のコンデンサ C_{31} 、 C_{32} を択一的に接続する構成を採用したことが図11に示した従来構成との主な相違点である。また、整流回路 DB_1 とインバータ回路 INV_1 との間には、昇圧回路としての昇圧チョッパ回路CPを設けている。

【0027】

さらに具体的に説明する。商用電源ACはダイオードブリッジよりなる整流回路 DB_1 により全波整流され、整流回路 DB_1 より出力された脈流電圧は昇圧チョッパ回路CPに入力される。昇圧チョッパ回路CPは、整流回路 DB_1 の直流出力端間にインダクタ L_1 とトランジスタ Q_1 のコレクタ-エミッタ間との直列回路を接続し、トランジスタ Q_1 のコレクタ-エミッタ間には、トランジスタ Q_1 のオン時にインダクタ L_1 に蓄積したエネルギーで充電されるコンデンサ C_1 を、ダイオード D_1 を介して接続してある。また、トランジスタ Q_1 はPWM制御を行なうチョッパ制御回路1により商用電源ACに対して十分に高い周波数でスイッチングされる。したがって、周知のように、トランジスタ Q_1 のオン時にインダクタ L_1 に蓄積されたエネルギーが、トランジスタ Q_1 のオフ時にダイオード D_1 を通して放出されコンデンサ C_1 が充電されることにより、トランジスタ Q_1 のオンデューティに応じてコンデンサ C_1 の両端電圧を制御することができるのである。ここに、昇圧チョッパ回路CPの出力電圧(コンデンサ C_1 の両端電圧)が一定に保たれるようにチョッパ制御回路1でトランジスタ Q_1 のオンデューティをPWM制御している。

【0028】

昇圧チョッパ回路CPの出力は、インバータ回路 INV_1 の電源として用いられる。インバータ回路 INV_1 は、図11に示した従来構成と同様に、2個のスイッチング要素(トランジスタ Q_{21} 、 Q_{22} とダイオード D_{21} 、 D_{22} との各並列回路)の直列回路をコンデンサ C_1 の両端間に接続し、直流カット用のコンデンサ C_2 と放電灯DLとインダクタ L_2 との直列回路を正極側のトランジスタ Q_{21} に並列に接続した構成を有する。各トランジスタ Q_{21} 、 Q_{22} のエミッタ-コレクタ間に対してダイオード D_{21} 、 D_{22} はそれぞれ逆並列に接続される。また、両トランジスタ Q_{21} 、 Q_{22} はインバータ制御回路2により交互にオン・オフされる。したがって周知のように、トランジスタ Q_{22} のオン時にコンデンサ C_2 -放電灯DL-インダクタ L_2 という経路で放電灯DLに電流が流れ、トランジスタ Q_{21} のオン時にはコンデンサ C_2 -トランジスタ Q_{21} -インダクタ L_2 -放電灯DLという経路で電流が流れることによって、放電灯DLに交番電流を流すことができる。

【0029】

放電灯DLは蛍光灯のように一对のフィラメントを有し、各フィラメントの非電源側の一端間には、コンデンサ C_{31} とダイオードブリッジ DB_{31} との直列回路と、コンデンサ C_{32} とダイオードブリッジ DB_{32} との直列回路との並列回路が接続されている。各ダイオードブリッジ DB_{31} 、 DB_{32} は、交流端間にそれぞれコンデンサ C_{31} 、 C_{32} を介して放電灯DLを接続しているのであり、直流端間にはそれぞれスイッチ手段としてのトランジスタ Q_{31} 、 Q_{32} のコレクタ-エミッタ間を接続している。すなわち、ダイオードブリッジ DB_{31} 、 DB_{32} はトランジスタ Q_{31} 、 Q_{32} とコンデンサ C_{31} 、 C_{32} との接続を無極性化し、各トランジスタ Q_{31} 、 Q_{32} のオン時にダイオードブリッジ DB_{31} 、 DB_{32} を介して接続された各コンデンサ C_{31} 、 C_{32} に交番電流を流すことができるようにしている。また、両トランジスタ Q_{31} 、 Q_{32} は択一的にオンになるように、制御回路 3_1 、 3_2 により制御される。ここに、コンデンサ C_{31} 、 C_{32} は異なる容量のものを用いる。

【0030】

制御回路 3_1 、 3_2 は、整流回路 DB_1 から出力される脈流電圧を監視する電源検出回路4により制御され、商用電源ACの電圧が所定値以上であるか否かに応じて択一的に動作する。すなわち、商用電源ACの電圧が所定値以上であるか否かに応じて、制御回路 3_1 、 3_2 はいずれか一方のトランジスタ Q_{31} 、 Q_{32} をオンにし、放電灯DLに接続されるコンデンサ C_{31} 、 C_{32} を選択するのである。また、電源検出回路4はインバータ制御回路2

10

20

30

40

50

によるトランジスタ Q_{21} 、 Q_{22} のスイッチング周波数も商用電源ACの電圧に応じて切り換える。つまり、非正常時には正常時よりも高い周波数でトランジスタ Q_{21} 、 Q_{22} をスイッチングするのである。

【0031】

いま、商用電源ACの電圧が所定値以上であって正常であるときにトランジスタ Q_{31} をオンにし、所定値以下ではトランジスタ Q_{32} をオンにするとすれば、正常時の予熱でのインバータ回路INV₁の共振周波数は、コンデンサ C_2 、 C_{31} 、インダクタ L_2 で決まり、非正常時の予熱でのインバータ回路INV₁の共振周波数は、コンデンサ C_2 、 C_{32} 、インダクタ L_2 で決まることになる。コンデンサ C_{31} の容量はコンデンサ C_{32} の容量よりも大きく設定してある。トランジスタ Q_{21} 、 Q_{22} のスイッチング周波数は非正常時のほうが高いから、非正常時に容量の小さいほうのコンデンサ C_{32} が放電灯DLに接続されることによって、非正常時の予熱電流を正常時の予熱電流よりも小さくすることが可能になる。つまり、非正常時の予熱回路のインピーダンスを正常時よりも大きくするのである。

10

【0032】

ところで、インバータ回路INV₁には昇圧チョッパ回路CPのほか、双方向性コンバータCNV₁からも給電が可能になっている。つまり、インバータ回路INV₁は、昇圧チョッパ回路CPと双方向性コンバータCNV₁との2つの電源より給電される。ただし、双方向性コンバータCNV₁は商用電源ACの電圧が所定値以下のときにのみインバータ回路INV₁に給電する。

【0033】

双方向性コンバータCNV₁は、トランス T_1 の両巻線 n_1 、 n_2 にそれぞれスイッチング回路を備え、昇圧チョッパ回路CPの出力を受けて2次電池Bを充電する状態と、2次電池Bの端子電圧を昇圧してインバータ回路INV₁に給電する状態とが選択可能になっている。各スイッチング回路は、それぞれトランス T_1 の巻線 n_1 、 n_2 に直列接続したスイッチング要素を備え、各スイッチング要素はトランジスタ Q_{51} 、 Q_{52} と、トランジスタ Q_{51} 、 Q_{52} のコレクタ-エミッタ間に逆並列に接続されたダイオード D_{51} 、 D_{52} とにより構成される。また、トランジスタ Q_{51} 、 Q_{52} は、制御回路 5_1 、 5_2 によりオン・オフ制御される。

20

【0034】

商用電源ACの電圧が所定値以上であるときには、昇圧チョッパ回路CP側の巻線 n_1 に接続されたトランジスタ Q_{51} が制御回路 5_1 によりオン・オフされ、他方のトランジスタ Q_{52} を制御する制御回路 5_2 は動作を停止されてトランジスタ Q_{52} はオフに保たれる。この動作によって、トランジスタ Q_{51} のオン時にトランス T_1 に蓄積されたエネルギーにより、トランジスタ Q_{51} のオフ時に2次電池B側の巻線 n_2 に誘起電圧が発生し、ダイオード D_{52} を通して2次電池Bへの充電電流が流れる。すなわち、昇圧チョッパ回路CPの出力電圧が降圧され2次電池Bが充電されるのである。ここで、制御回路 5_1 は2次電池Bの端子電圧に応じてトランジスタ Q_{51} のオンデューティをPWM制御している。

30

【0035】

一方、商用電源ACの電圧が所定値以下であるときには、昇圧チョッパ回路CP側の巻線 n_1 に接続されたトランジスタ Q_{51} を制御する制御回路 5_1 の動作を停止してトランジスタ Q_{51} をオフに保ち、他方のトランジスタ Q_{52} は制御回路 5_2 によりオン・オフされる。この動作によって、トランジスタ Q_{52} のオン時にトランス T_1 に蓄積されたエネルギーにより、トランジスタ Q_{52} のオフ時にインバータ回路INV₁側の巻線 n_1 に誘起電圧が発生し、ダイオード D_{51} を通してコンデンサ C_1 が充電される。すなわち、2次電池Bの端子電圧を昇圧した直流電圧を得ることができる。双方向性コンバータCNV₁により2次電池Bの端子電圧を昇圧して得られる電圧は、商用電源ACの正常時におけるコンデンサ C_1 の両端電圧と同程度に設定される。

40

【0036】

以上のようにして、双方向性コンバータCNV₁はフライバック形のDC-DCコンバータとして機能し、しかも2次電池Bを充電する際には降圧を行ない、2次電池Bに充電さ

50

れたエネルギーを利用して放電灯DLを点灯させる際には昇圧を行なうことになる。つまり、商用電源ACの電圧にかかわらず、コンデンサ C_1 の両端電圧をほぼ一定に保つことができ、インバータ回路INV₁は商用電源ACの電圧にかかわらず安定して動作することになる。

【0037】

以上説明したように、商用電源ACの電圧が所定値以上である正常時には、インバータ回路INV₁のトランジスタ Q_{21} 、 Q_{22} は比較的低い周波数でスイッチングされ、放電灯DLには容量の大きいほうのコンデンサ C_{31} が接続される。また同時に、制御回路5₁が作動して2次電池Bが充電される。一方、商用電源ACの電圧が所定値以下である非正常時には、インバータ回路INV₁のトランジスタ Q_{21} 、 Q_{22} は比較的高い周波数でスイッチングされ、放電灯DLには容量の小さいほうのコンデンサ C_{32} が接続される。

10

【0038】

いま、図1に示した回路からインバータ回路INV₁と、放電灯DLの予熱にかかわる部分のみを取り出すと、等価回路を図2のように表すことができる。直流電源DCは、昇圧チョッパ回路CPと双方向性コンバータCNV₁とのどちらでもよく、放電灯DLは点灯時における等価インピーダンスZで表してある。等価インピーダンスZは、放電灯DLの調光レベルが一定であれば、変化を無視することができる。コンデンサ C_3 は、放電灯DLのフィラメントの非電源側に接続されたコンデンサ C_{31} 、 C_{32} を表し、非正常時の容量は正常時の容量よりも小さく設定してある。さらに、直流カット用のコンデンサ C_2 はコンデンサ C_3 に比較して十分に大きい容量に設定してある($C_2 > C_3$)。つまり、共振周波数の決定に際してコンデンサ C_2 を無視することができる。

20

【0039】

しかるに、商用電源ACの電圧が所定値以上であるときには、コンデンサ C_3 として容量の大きいほうのコンデンサ C_{31} を用いるから共振周波数は低くなり、等価インピーダンスZの両端電圧は、トランジスタ Q_{21} 、 Q_{22} のスイッチング周波数に応じて図3にaで示すように変化する。一方、商用電源ACの電圧が所定値以下であるときには、コンデンサ C_3 として容量の小さいほうのコンデンサ C_{32} を用いるから共振周波数が高くなり、等価インピーダンスZの両端電圧は図3にbで示すように変化する。すなわち、コンデンサ C_3 の容量を変化させたときに、放電灯DLの光出力を等しくするには等価インピーダンスZの両端電圧を等しくすればよいから、等価インピーダンスZの両端電圧を V_z にするものとすれば、コンデンサ C_3 の容量が小さいほどトランジスタ Q_{21} 、 Q_{22} のスイッチング周波数を高くしなければならない。たとえば、図3に示す例では、コンデンサ C_{31} を用いたときのスイッチング周波数を f_a とすれば、コンデンサ C_{32} を用いたときに同じ光出力を得るためのスイッチング周波数 f_b は高くなる。ここで、2次電池Bを電源とするときには、全点灯ではなく調光点灯を行なうから、コンデンサ C_{32} を接続する際にはスイッチング周波数を f_b よりも高く設定する必要がある。

30

【0040】

ここで、等価インピーダンスZの両端電圧 V_z はコンデンサ C_3 の両端電圧であるから、コンデンサ C_3 を通して流れる予熱電流 I_p はトランジスタ Q_{21} 、 Q_{22} のスイッチング周波数を f とするときに、

40

$$I_p = 2 \pi f C_3 V_z$$

になる。いま、商用電源ACが正常か否かにかかわらず等価インピーダンスZの両端電圧(すなわち、放電灯DLのランプ電圧) V_z を一定に保つこととし、商用電源ACの正常時のスイッチング周波数を f_a 、非正常時のスイッチング周波数を f_b とすれば、上式によって、商用電源ACの非正常時に正常時よりも予熱電流 I_p を減少させるには、 $f_a C_{31} > f_b C_{32}$ 、すなわち、 $(C_{32} / C_{31}) < (f_a / f_b)$ になるようにコンデンサ C_{31} 、 C_{32} の容量を選定しておけばよいことになる。同様に、2次電池Bによる給電時には放電灯DLの光出力を正常時よりも小さくする場合(つまり調光点灯させる場合)であっても、コンデンサ C_{31} 、 C_{32} を適宜選定すれば、正常時の予熱電流よりも非正常時の予熱電流を小さくすることが可能になることがわかる。したがって、本実施例

50

のように、放電灯 DL のフィラメントの非電源側に接続されて予熱電流が流れるコンデンサ C_{31} 、 C_{32} として容量の異なる 2 種のものを用い、商用電源 AC の電圧に応じて一方のコンデンサ C_{31} 、 C_{32} を放電灯 DL に接続すれば、予熱電流を所望の値に設定することが可能になるのである。つまり、2 次電池 B による給電時には、商用電源 AC からの給電時よりも予熱電流を下げることができ、予熱電流による無駄な電力消費を低減することができて点灯効率が向上し、結果的に 2 次電池 B の限られた容量を有効に利用して 2 次電池 B による点灯時間を長くすることができるのである。

【0041】

本実施例では、昇圧チョッパ回路 CP を用いているが、昇圧チョッパ回路 CP は必ずしも必要ではなく、整流回路 DB₁ の出力をコンデンサで平滑した直流電源をインバータ回路 INV₁ の電源に用いてもよい。また、インバータ回路 INV₁ も上記実施例に限定されるものではなく、予熱回路や予熱電流の切換の構成についてもインバータ回路 INV₁ の構成に応じて適宜選択すればよい。また、共振系を遅相モードで発振させている場合について説明したが、進相モードで発振させる場合も同様にして、2 次電池 B を電源とするときには、共振コンデンサとスイッチング周波数との積を小さくするように共振コンデンサを切り換えればよい。

10

【0042】

ところで、2 次電池 B を電源とする状態に切り換える際に、予熱電流を切り換えるためのスイッチング要素であるトランジスタ Q_{31} 、 Q_{32} にはインバータ回路 INV₁ の共振動作による大きな電圧が印加されることがある。そこで、図 4 に示すタイミングで各回路を動作させるのが望ましい。すなわち、所定電圧が得られているときには電源検出回路 4 は、図 4 (a) の左端のように H レベルの出力を発生する。このとき、図 4 (b) のようにインバータ回路 INV₁ が動作し、図 4 (c) のように予熱回路のトランジスタ Q_{31} もオンになる。このときには図 4 (e) のように制御回路 5₁ を動作させて 2 次電池 B の充電を行なう。

20

【0043】

次に、商用電源 AC の電圧が低下して電源検出回路 4 の出力が図 4 (a) のように L レベルに立ち下がると、図 4 (b) (e) のように、インバータ回路 INV₁ の動作が停止するとともに、2 次電池 B の充電も停止する。しかしながら、トランジスタ Q_{31} はただちにオフにするのではなく、インバータ回路 INV₁ での共振が停止した程度の時間が経過した後にオフにし、その時点で図 4 (d) のようにトランジスタ Q_{32} をオンにする。トランジスタ Q_{32} をオンにした後の所定時間が経過すると、図 4 (f) のように制御回路 5₂ を動作させて 2 次電池 B からインバータ回路 INV₁ への給電を開始し、図 4 (b) のようにインバータ回路 INV₁ も動作させて放電灯 DL への給電を行なう。

30

【0044】

2 次電池 B での給電状態から商用電源 AC が正常に戻ったときの動作も同様であって、インバータ回路 INV₁ と双方向性コンバータ回路 CNV₁ との動作を停止させた後に、トランジスタ Q_{31} 、 Q_{32} を切換え、その後、インバータ回路 INV₁ と双方向性コンバータ CNV₁ による 2 次電池 B の充電とを再開するのである。

【0045】

このようにインバータ回路 INV₁ の動作が停止し、共振動作が停止した状態でトランジスタ Q_{31} 、 Q_{32} を切り換えるから、トランジスタ Q_{31} 、 Q_{32} に大きな電圧が印加されることがなく、トランジスタ Q_{31} 、 Q_{32} に大きなストレスがかかることによる破損などを防止することができる。

40

(実施例 2)

本実施例は、図 5 に示すように、整流回路 DB₁ の直流出力端間に逆流阻止用のダイオード D₂ を介して平滑用のコンデンサ C₈ を接続し、コンデンサ C₈ をインバータ回路 INV₂ の電源に用いている。また、インバータ回路 INV₂ は、コンデンサ C₂ の両端間に接続された 2 個のスイッチング要素 (トランジスタ Q_{21} 、 Q_{22} とダイオード D₂₁、D₂₂ との各並列回路) の直列回路を備え、コンデンサ C₄ と放電灯 DL とインダクタ L₁ と直流

50

カット用のコンデンサ C_2 との直列回路が一方のトランジスタ Q_{21} に並列に接続される。また、トランジスタ Q_{21} には予熱トランス T_2 の1次巻線とコンデンサ C_2 との直列回路が並列接続される。さらに、放電灯 DL にはコンデンサ C_5 とコンデンサ C_4 との直列回路が並列接続される。

【0046】

予熱トランス T_2 は一对の2次巻線を備え、各2次巻線はタップを備える。予熱トランス T_2 の各2次巻線の一端は放電灯 DL の各フィラメントの電源側の一端にそれぞれ接続され、各2次巻線の他端とタップとはリレー Ry の接点 r_{31} 、 r_{32} を介して、放電灯 DL の各フィラメントの非電源側の一端に択一的に接続される。すなわち、リレー Ry は切換接点である2個の接点 r_{31} 、 r_{32} を備え、各接点 r_{31} 、 r_{32} の共通端子を放電灯 DL のフィラメントに接続しているのである。このリレー Ry は電源検出回路4により制御され、商用電源 AC の非正常時には2次巻線のタップをフィラメントに接続するように接点 r_{31} 、 r_{32} が切り換えられる。

10

【0047】

予熱トランス T_2 の1次巻線は放電灯 DL と並列的に接続されているから、インバータ回路 INV_2 の動作時にはトランス T_2 の1次巻線にも交番電流が流れてトランス T_2 の2次巻線から放電灯 DL のフィラメントに予熱電流を流すことができる。また、商用電源 AC の電圧が正常であれば2次巻線の両端をフィラメントに接続し、商用電源 AC の非正常時には2次巻線の一端とタップとの間にフィラメントを接続するから、非正常時には正常時よりもフィラメントに印加される電圧を低減することができ、結果的に予熱電流を下げる

20

【0048】

ところで、2次電池 B には充電用の $DC-DC$ コンバータ CNV_{21} と、インバータ回路 INV_2 への給電用の $DC-DC$ コンバータ CNV_{22} とを備える。両 $DC-DC$ コンバータ CNV_{21} 、 CNV_{22} は、ともにフォワード形であって、トランス T_{53} 、 T_{54} の1次巻線にスイッチング要素であるトランジスタ Q_{53} 、 Q_{54} のコレクタ-エミッタ間を直列接続し、トランス T_{53} 、 T_{54} の2次巻線出力を一对のダイオード $D_{51} \sim D_{54}$ で全波整流し、インダクタ L_{53} 、 L_{54} を通して直流出力を得るように構成してある。前段の $DC-DC$ コンバータ CNV_{21} は、コンデンサ C_8 を電源とし2次電池 B を負荷とする。また、後段の $DC-DC$ コンバータ CNV_{22} は、2次電池 B を電源としインバータ回路 INV_2 を負荷とする

30

【0049】

各トランジスタ Q_{53} 、 Q_{54} はそれぞれ制御回路 5_3 、 5_4 によりオン・オフ制御され、電源検出回路4により商用電源 AC が正常であることが検出されている間には、トランジスタ Q_{54} がオフになり、トランジスタ Q_{53} のみが制御回路 5_3 によりオン・オフされる。逆に商用電源 AC が非正常であるときには、トランジスタ Q_{53} がオフになり、トランジスタ Q_{54} が制御回路 5_4 によりオン・オフされる。したがって、商用電源 AC の電圧が所定値以上であれば、インバータ回路 INV_2 には交流電源 AC を整流平滑したコンデンサ C_8 の両端電圧が印加されると同時に、2次電池 B が $DC-DC$ コンバータ CNV_{21} を通して充電される。また、商用電源 AC の電圧が所定値以下であれば、2次電池 B を電源として

40

【0050】

(実施例3)

本実施例は、図6に示すように、実施例1の構成における双方向性コンバータの構成を変更し、また予熱回路のコンデンサ C_3 を商用電源 AC の電圧によって切り換えず、双方向性コンバータ CNV_3 からインバータ回路 INV_1 に印加する電圧を、昇圧チョッパ回路

50

CPからインバータ回路INV₁に印加する電圧よりも低くすることにより、2次電池Bによる給電時の放電灯DLの予熱電流を低減している。

【0051】

すなわち、双方向性コンバータCNV₃は、センタタップを備える一对の巻線n₁, n₂を有するトランスT₃を用いており、各巻線n₁, n₂にトランジスタQ₅₅~Q₅₈をプッシュプル接続している。各トランジスタQ₅₅~Q₅₈のコレクタ-エミッタ間にはダイオードD₅₅~D₅₈が逆並列に接続され、各一对のトランジスタQ₅₅~Q₅₈のエミッタ同士は共通に接続されるとともに、コレクタは各巻線n₁, n₂の両端に接続される。一方の巻線n₁はセンタタップとトランジスタQ₅₅, Q₅₆のエミッタとの間にインダクタL₅₆を介してコンデンサC₁を接続し、他方の巻線n₂ではセンタタップとトランジスタQ₅₇, Q₅₈のエミッタとの間にインダクタL₅₇を介して2次電池Bを接続してある。また、各トランジスタQ₅₅~Q₅₈は一对ずつ制御回路5₅, 5₆によりプッシュプル動作するように制御される。

10

【0052】

双方向性コンバータCNV₃の動作は実施例1の双方向性コンバータCNV₁と同様に、一方の制御回路5₅, 5₆を動作させ他方を停止させることによって、昇圧ないし降圧を行なうのであるが、実施例1との相違点は、2次電池Bを電源とするときに双方向性コンバータCNV₃からインバータ回路INV₁への供給電圧を、商用電源ACを電源とするときの昇圧チョッパ回路CPからの供給電圧よりも低く設定している点にある。このように、インバータ回路INV₁の電源電圧を非正常時には正常時よりも下げることによって、放電灯DLの光出力を低減することができる。つまり、正常時に全点灯を行なっているとすれば、非正常時には調光点灯させることができる。

20

【0053】

本実施例の動作を実施例1と同様に図2の等価回路で考えると、本実施例の場合は、商用電源ACの電圧が所定電圧以上であれば、インバータ回路INV₁への入力電圧は高くインバータ回路INV₁のスイッチング周波数と放電灯DLへの印加電圧との関係は、図7のa曲線のようになる。また、商用電源ACの電圧が所定電圧以下で2次電池Bを電源とする場合には図7のb曲線のようになる。すなわち、予熱回路の共振周波数を変化させないから、放電灯DLへの印加電圧のみが変化する。

【0054】

一方、商用電源ACの電圧が所定電圧以上のときに図7に示すスイッチング周波数f_aで放電灯DLを点灯させていたとすれば、2次電池Bを電源とするときに同じ光出力を得ようとするならば、スイッチング周波数を図7に示すf_bまで引き下げる必要がある。つまり、予熱回路のコンデンサC₃が一定であっても、コンデンサC₃に流れる電流は2次電池Bを電源とするときのほうが小さくなり(上述した予熱電流I_pに関する式より明らか)、結局、本実施例の構成でも予熱電流を低減することができる。

30

【0055】

本実施例の構成では、2次電池Bを電源とするときに商用電源ACを電源とする場合よりもインバータ回路INV₁への印加電圧を低くしていることによって、上述のように2次電池Bからの給電時における予熱電流を商用電源ACからの給電時よりも低減することができ、しかも、トランジスタQ₂₁, Q₂₂に印加される電圧が低減することによって、スイッチング損失が低減する。他の構成および効果は実施例1と同様である。

40

【0056】

(実施例4)

本実施例は、図8に示すように、昇圧チョッパ回路CPおよびインバータ回路INV₁は実施例3と同様の構成を採用し、双方向性コンバータCNV₂を図5に示した実施例2と同様の構成としたものである。また、双方向性コンバータCNV₂において、2次電池Bへの充電を行なうDC-DCコンバータCNV₂₁の入力端は、整流回路DB₁の直流出力端に逆流阻止用のダイオードD₇を介して接続してある。DC-DCコンバータCNV₂₁の入力端間には平滑用のコンデンサC₇も接続される。

50

【0057】

この構成を採用することによって、DC-DCコンバータ CNV_{21} の入力電圧を昇圧チョップ回路CPの出力側で得る場合よりも、DC-DCコンバータ CNV_{21} の入力電圧を低減することができ、結果的に双方向性コンバータ CNV_2 におけるトランジスタ Q_{53} へのストレスを低減することができる。しかも、昇圧チョップ回路CPの負荷を低減できるとともに、DC-DCコンバータ CNV_{21} の入力電圧と2次電池Bの端子電圧との差が小さくなることによって、電力損失を低減できることになる。他の構成および動作は実施例3と同様である。

【0058】

(実施例5)

本実施例は、図9に示すように、昇圧チョップ回路CPおよびインバータ回路 INV_1 として図6に示した実施例6と同様の構成を採用し、双方向性コンバータ CNV_1 には実施例1と同様のものを用いている。ただし、本実施例では、制御回路 5_2 により制御されるトランジスタ Q_{52} のオンデューティをスイッチSWによって複数種類から選択することができるデューティ制御回路6を電圧調節手段として備えている。したがって、双方向性コンバータ CNV_1 は、スイッチSWでの選択にかかわらず2次電池Bを充電することができ、2次電池Bを電源とする際には、スイッチSWにより選択したオンデューティでトランジスタ Q_{52} がオン・オフされるのである。2次電池Bを電源とする際に双方向性コンバータ CNV_1 より出力されインバータ回路 INV_1 に入力される電圧は、トランジスタ Q_{52} のオンデューティにより決定されるから、2次電池Bを電源とする際のインバータ回路 INV_1 への印加電圧を、商用電源ACを電源とする際の印加電圧よりも低く設定することができるのである。

【0059】

この構成により、実施例3と同様に商用電源ACの電圧が所定値以下のときに所定値以上のときよりもインバータ回路 INV_1 への印加電圧を低減することができ、結果的に放電灯DLを調光することができる。つまり、2次電池Bを電源に用いる際には実施例3と同様の原理により予熱電流を低減することができることになる。しかも、スイッチSWにより調光レベルを複数段階に変化させることが可能である。他の構成および動作は実施例3と同様である。

【0060】

【発明の効果】

本発明は上述のように、2次電池から点灯回路に給電して放電灯の光出力を低減する際に予熱電流も低減するので、点灯時のランプ電流に対する予熱電流の割合を従来よりも低減することができ、結果的に容量の限られている2次電池から給電するときに必要な以上に大きな予熱電流を流すことを防止でき、結果的に2次電池の電力の利用効率が高くなり、2次電池による点灯時間を従来よりも長くすることができるという利点を有する。

【0061】

しかも、予熱回路のインピーダンスを変更するので、簡単な構成で予熱電流を制御することができるという利点がある。

【0062】

請求項2ないし請求項5の発明のように、2電源の一方を通常時の給電用に使い、通常時に給電している電源の電圧が低下すると2次電池から給電すれば、非常灯のように停電時にも放電灯を点灯させるものに有用である。

とくに、請求項3の発明は、双方向性コンバータを用いて2次電池の充放電を行なうから、2次電池を充放電する回路が比較的簡単な構成になるという利点がある。

【0063】

また、請求項5の発明は、通常時にインバータ回路に給電する第1の電源が昇圧回路を備えている場合に、昇圧回路の入力側から2次電池の充電のための電源をとるようにしているから、2次電池を充電する第1のDC-DCコンバータに高電圧が印加されず、第1のDC-DCコンバータの構成部品へのストレスが少なくなるという利点がある。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 4 】

請求項 6 の発明は、予熱電流をスイッチ手段により切り換える際に点灯回路から放電灯への給電を一時停止するから、予熱電流を切り換えるときに点灯回路の動作による高電圧がスイッチ手段に印加されることがなく、スイッチ手段へのストレスを防止することができるという利点がある。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 実施例 1 を示す回路図である。

【 図 2 】 実施例 1 の要部の等価回路図である。

【 図 3 】 実施例 1 の動作説明図である。

【 図 4 】 実施例 1 の動作説明図である。

10

【 図 5 】 実施例 2 を示す回路図である。

【 図 6 】 実施例 3 を示す回路図である。

【 図 7 】 実施例 3 の動作説明図である。

【 図 8 】 実施例 4 を示す回路図である。

【 図 9 】 実施例 5 を示す回路図である。

【 図 1 0 】 従来例を示す回路図である。

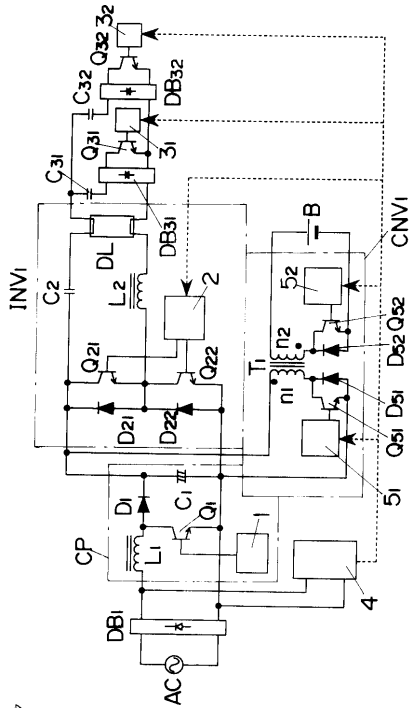
【 図 1 1 】 他の従来例を示す回路図である。

【 図 1 2 】 放電灯の予熱電流とフィラメント損失との関係を示す図である。

【 符号の説明 】

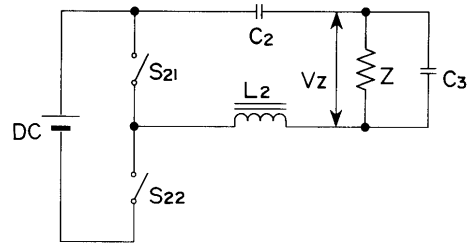
1	チョッパ制御回路	20
2	インバータ制御回路	
3 ₁	制御回路	
3 ₂	制御回路	
4	電源検出回路	
5 ₁	制御回路	
5 ₂	制御回路	
6	デューティ制御回路	
A C	商用電源	
B	2次電池	
C ₃₁	コンデンサ	30
C ₃₂	コンデンサ	
C P	昇圧チョッパ回路	
C N V ₁	双方向性コンバータ	
C N V ₂	双方向性コンバータ	
C N V ₂₁	D C - D C コンバータ	
C N V ₂₂	D C - D C コンバータ	
D ₂₁	ダイオード	
D ₂₂	ダイオード	
D ₅₁	ダイオード	
D ₅₂	ダイオード	40
D L	放電灯	
I N V ₁	インバータ回路	
Q ₂₁	トランジスタ	
Q ₂₂	トランジスタ	
Q ₅₁	トランジスタ	
Q ₅₂	トランジスタ	
S W	スイッチ	
T ₁	トランス	
T ₂	予熱トランス	
T ₃	トランス	50

【 図 1 】

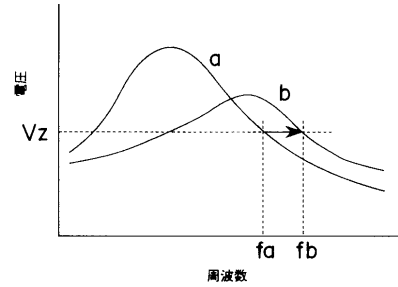


- AC 商用電源
- B 2次電池
- C₃₁, C₃₂ コンデンサ
- CP 昇圧チョップ回路
- CNV₁, 双方向性コンバータ
- D₃₁, D₃₂ ダイオード
- D₁, D₂ ダイオード
- D.L. 放電灯
- INV₁, インバータ回路
- Q₃₁, Q₃₂ トランジスタ
- Q₁, Q₂ トランジスタ
- T₁ トランス

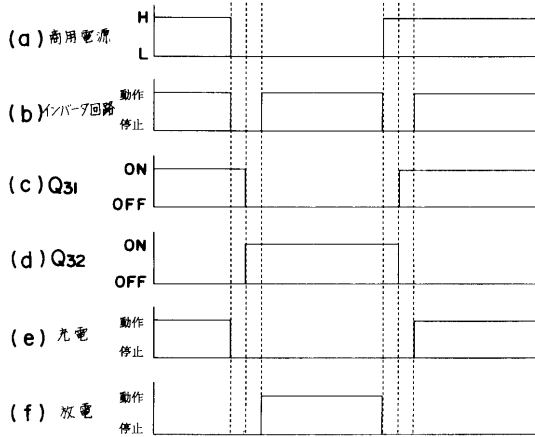
【 図 2 】



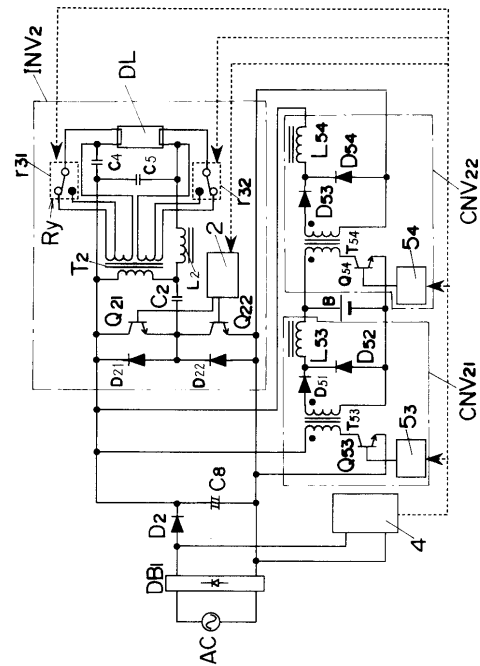
【 図 3 】



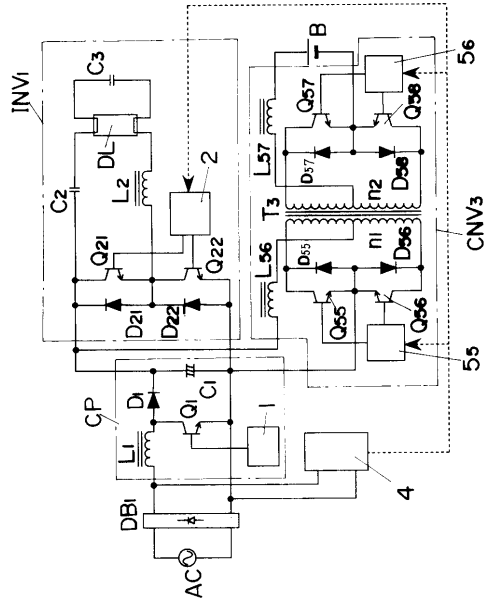
【 図 4 】



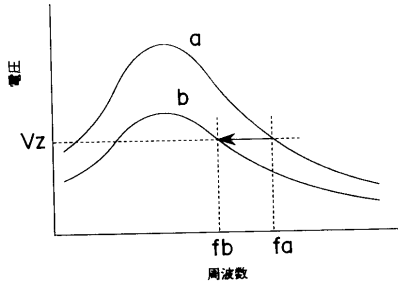
【 図 5 】



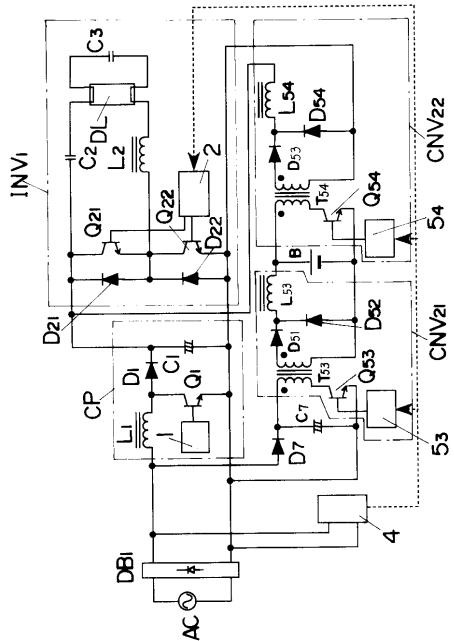
【 図 6 】



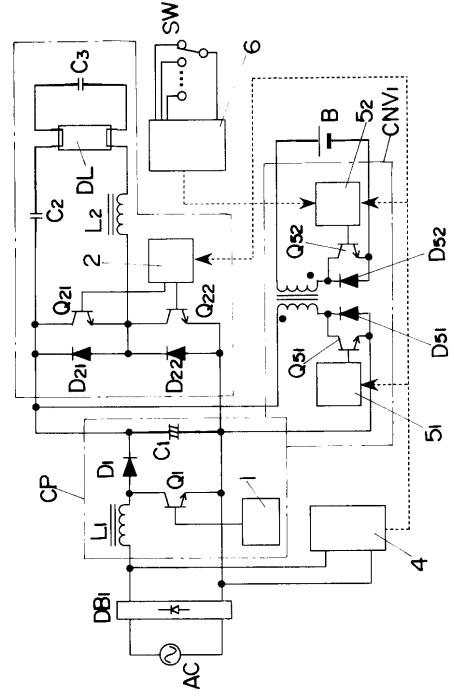
【 図 7 】



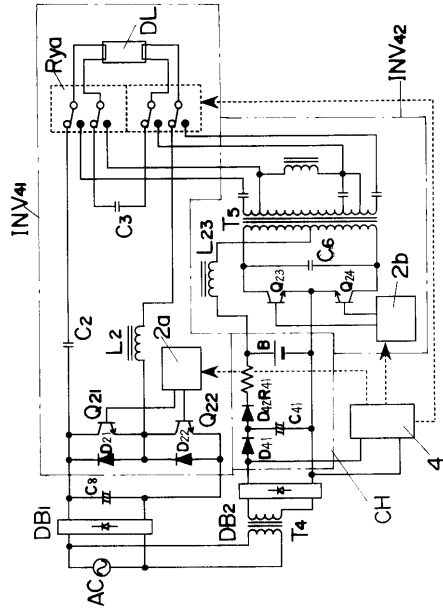
【 図 8 】



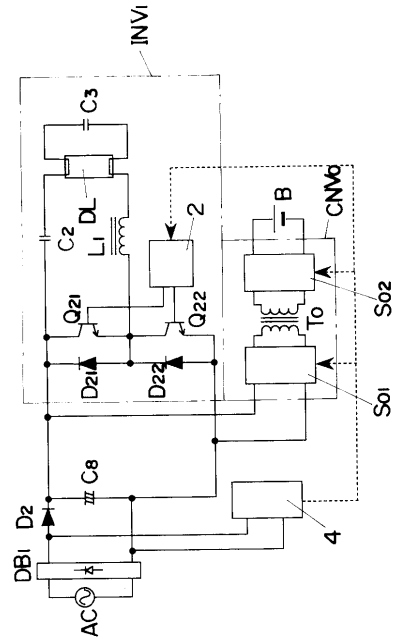
【 図 9 】



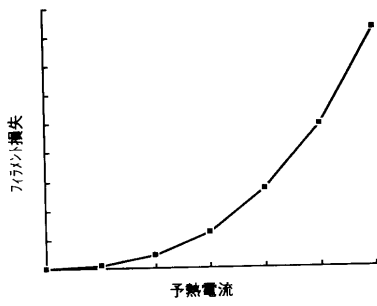
【 図 1 0 】



【 図 1 1 】



【 図 1 2 】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平05 - 190286 (JP, A)
特開平06 - 245540 (JP, A)
特開平06 - 113487 (JP, A)
特開平06 - 196271 (JP, A)
特開昭56 - 093292 (JP, A)
特開平06 - 163181 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H05B 41/14-41/46