

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4735239号
(P4735239)

(45) 発行日 平成23年7月27日 (2011.7.27)

(24) 登録日 平成23年5月13日 (2011.5.13)

(51) Int. Cl.

F I

H 0 5 B 41/282 (2006.01)

H 0 5 B 41/29

C

H 0 5 B 41/24 (2006.01)

H 0 5 B 41/24

F

請求項の数 4 (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2005-368957 (P2005-368957)
 (22) 出願日 平成17年12月22日 (2005.12.22)
 (65) 公開番号 特開2007-173024 (P2007-173024A)
 (43) 公開日 平成19年7月5日 (2007.7.5)
 審査請求日 平成20年8月25日 (2008.8.25)

(73) 特許権者 000005832
 パナソニック電工株式会社
 大阪府門真市大字門真1048番地
 (74) 代理人 100085615
 弁理士 倉田 政彦
 (72) 発明者 小西 洋史
 大阪府門真市大字門真1048番地
 松下電工株式会社内
 (72) 発明者 上飯屋 淳一
 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 田村 佳孝

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 放電灯点灯装置及び画像表示装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

放電灯に供給する電力を制御するスイッチング回路を備え、該スイッチング回路は放電灯の状態に応じてスイッチング周波数を制御され、スイッチング素子のオン時にインダクタンス要素に蓄積されたエネルギーがスイッチング素子のオフ時に放出され、そのエネルギー放出電流が略ゼロとなるタイミングでスイッチング素子がオン制御される放電灯点灯装置であって、

負荷電圧を検出する負荷電圧検出器と、

前記負荷電圧検出器から検出された電圧に基づいて所定の放電灯の電力になるようにスイッチング周波数を設定するための時間計測を行うスイッチング周波数計時部と、

前記スイッチング回路に流れる電流が所定の基準値に達したことを検出する電流検出器と、

前記スイッチング周波数計時部で設定されたスイッチング周波数において前記エネルギー放出電流が略ゼロとなるタイミング以降にスイッチング素子がオンされるように前記負荷電圧検出器から検出された電圧に基づいて前記所定の基準値を設定する基準演算部と、

前記スイッチング周波数計時部の信号を受けてスイッチング素子をオン制御、前記電流検出器の出力信号を受けてスイッチング素子をオフ制御するドライブ制御器とを備え、

前記スイッチング周波数計時部は、前記負荷電圧検出器から検出された電圧に基づいて設定されるスイッチング周波数が動作禁止領域と重なる場合には、スイッチング周波数

10

20

を動作禁止領域外の固定周波数に設定することを特徴とする放電灯点灯装置。

【請求項 2】

請求項 1 において、前記スイッチング回路の入力電圧を検出する入力電圧検出器をさらに備え、前記入力電圧検出器から検出された入力電圧と負荷電圧検出器から検出された負荷電圧に基づいて、所定の放電灯の電力になるように前記スイッチング周波数および所定の基準値が設定されることを特徴とする放電灯点灯装置。

【請求項 3】

請求項 1 又は 2 において、前記スイッチング周波数および所定の基準値は、前記エネルギー放出電流が略ゼロとなった時に発生する自由振動電圧のピーク電圧のタイミングでスイッチング素子がオンするように設定されることを特徴とする放電灯点灯装置。

10

【請求項 4】

請求項 1 ~ 3 のいずれかに記載の放電灯点灯装置と、該放電灯点灯装置により点灯される放電灯と、この放電灯からの光を透過または反射する画像表示手段と、画像表示手段を介する透過光または反射光をスクリーンに投射する光学系とを備えることを特徴とする画像表示装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は放電灯を点灯させる放電灯点灯装置及びこれを用いた画像表示装置に関するものである。

20

【背景技術】

【0002】

放電灯点灯装置の一例として、図 11 に示す構成のものがある。この放電灯点灯装置 100 は、電源回路部 101 及び点灯制御回路部 102 で構成されている。電源回路部 101 は、例えばチョッパ回路であり、直流電源 E、負荷 109、スイッチング素子 Q、スイッチング素子 Q に流れる電流を検出する抵抗 R、トランス T、ダイオード D、コンデンサ C 及び負荷 109 の電圧を検出する負荷電圧検出器 103 で構成される。電源回路部 101 のスイッチング素子 Q は、点灯制御回路部 102 のドライブ制御器 108 から負荷 109 の状態（電力、電圧等）に応じて出力される駆動信号によってスイッチング動作を行う。

30

【0003】

点灯制御回路部 102 は、トランス T の 2 次側から 2 次電流がゼロになったことを検出するゼロクロス検出器 104、スイッチング素子 Q に流れる電流と負荷の電力に応じた基準値 I_s との大きさを比較する電流検出器 105、負荷の電力に応じて基準値 I_s を出力する基準演算部 106、負荷電圧検出器 103 により検出された負荷電圧を A/D 変換する A/D 変換器 107、スイッチング素子 Q をオン、オフ制御するドライブ制御器 108 で構成されている。ドライブ制御器 108 は例えば RS フリップフロップ等を有して構成されている。

【0004】

トランス T の電流は、スイッチング素子 Q がオンしているオン時間 T_{on} では、図 12 (a) に示すように、トランス T にエネルギーを充電し、トランス T の電流は増加する。スイッチング素子 Q がオフしているオフ時間 T_{off} では、図 12 (b) に示すように、トランス T に蓄えられたエネルギーを放出する回生電流がコンデンサ C、ダイオード D を通して流れ、次第に減少する。トランス T に蓄えられているエネルギーをすべて放出すると、トランス T の電流はゼロとなる。

40

【0005】

点灯制御回路部 102 のゼロクロス検出器 104 で、トランス T に蓄えられたエネルギーがゼロになったことを検出し、図 12 (c) に示すように、ドライブ制御器 108 のセット入力端子 SET にスイッチング素子 Q のターンオン信号を入力すると、ドライブ制御器 108 はスイッチング素子 Q をターンオンする。負荷電圧検出器 103 により負荷電圧

50

V_{1a}を検出し、A/D変換器107を通して基準演算部106でモニターし、負荷の電力に応じた基準値I_sを出力する。スイッチング素子Qに流れる電流を抵抗Rで検出した値と、基準値I_sの値を電流検出器105で比較し、検出した抵抗Rの電圧値が基準値I_sより大きくなれば、図12(d)に示すように、電流検出器105からドライブ制御器108のリセット入力端子RESETに検出信号を入力し、スイッチング素子Qをターンオフする。図12(e)は、ドライブ制御器108の出力端子Doutの電圧出力波形である。これにより、負荷電圧V_{1a}に応じた適正な電力を供給し、また、トランスTに流れる電流がゼロクロスするタイミングでスイッチング素子Qをターンオン制御することができる。

【0006】

10

特許文献1には、チョッパに流れる電流が所定の基準値以上になるとチョッパをオフし、チョッパコイルのエネルギー放出を検出するとチョッパをオンする放電灯点灯装置において、チョッパのオフ時間を計時するオフ時間タイマー回路を設け、チョッパコイルのエネルギー放出を検出する前にオフ時間タイマー回路により所定時間が計時されると、その計時タイミングでチョッパをオンすることが提案されているが、チョッパコイルのエネルギー放出を検出するゼロクロス検出器を備えるものであった。

【特許文献1】特開2004-178925号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

20

放電灯点灯装置において、図11に示すチョッパ回路を用いた電源回路部で、スイッチング素子Qを電流ゼロクロスのタイミングでターンオン制御する場合、トランスTに蓄えられたエネルギーがゼロになったことを検出する動作が必要となるため、トランスTの2次巻線を用いたゼロクロス検出が必要になり、部品点数が多くなり、コストアップを招来するという問題がある。

【0008】

さらには、ゼロクロス検出によりスイッチング素子Qをターンオン制御する場合の動作周波数は、直流電源Eの入力電圧V_{in}、負荷電圧V_{1a}、負荷電力、トランスTのインダクタンス値により自励で決定されるため、放電灯の負荷電圧V_{1a}が経時変化すると、スイッチング周波数は図5の破線で示すように変化する。そのスイッチング周波数が負荷電流に重畳し、そのリップル成分が負荷特有の周波数禁止領域に重なる場合、回避することができないという問題もある。

30

【0009】

特に、負荷109が高圧放電灯である場合には、負荷特有の周波数禁止領域として音響共鳴現象を生じる領域があり、アークの不安定や立ち消え、ちらつき等を招く恐れがある。

【0010】

本発明は上述のような点に鑑みてなされたものであり、放電灯点灯装置のコストアップを招来することなく、放電灯の状態に応じてスイッチング素子の動作周波数を制御し、スイッチング素子のオンタイミングは回生電流がゼロとなったタイミングに制御可能とすることを目的とする。

40

【課題を解決するための手段】

【0011】

請求項1の発明は、上記の課題を解決するために、図1に示すように、放電灯L_aに供給する電力を制御するスイッチング回路2を備え、該スイッチング回路2は放電灯L_aの状態に応じてスイッチング周波数を制御され、スイッチング素子Qのオン時にインダクタンス要素Lに蓄積されたエネルギーがスイッチング素子Qのオフ時に放出され、そのエネルギー放出電流が略ゼロとなるタイミングでスイッチング素子Qがオン制御される放電灯点灯装置であって、負荷電圧V_{1a}を検出する負荷電圧検出器5と、前記負荷電圧検出器5から検出された電圧に基づいて所定の放電灯の電力になるようにスイッチング周波数を

50

設定するための時間計測を行うスイッチング周波数計時部 8 と、前記スイッチング回路 2 に流れる電流が所定の基準値 I_s に達したことを検出する電流検出器 6 と、前記スイッチング周波数計時部 8 で設定されたスイッチング周波数において前記エネルギー放出電流が略ゼロとなるタイミング以降にスイッチング素子 Q がオンされるように前記負荷電圧検出器 5 から検出された電圧に基づいて前記所定の基準値 I_s を設定する基準演算部 7 と、前記スイッチング周波数計時部 8 の信号を受けてスイッチング素子 Q をオン制御、前記電流検出器 6 の出力信号を受けてスイッチング素子 Q をオフ制御するドライブ制御器 9 とを備え、前記スイッチング周波数計時部 8 は、図 6 ~ 図 10 に示すように、前記負荷電圧検出器 5 から検出された電圧に基づいて設定されるスイッチング周波数が動作禁止領域（音響共鳴周波数領域やノイズ発生が問題となる周波数領域）と重なる場合には、スイッチング周波数を動作禁止領域外の固定周波数に設定することを特徴とするものである。

10

【0012】

請求項 2 の発明は、図 2 に示すように、前記スイッチング回路 2 の入力電圧 V_{in} を検出する入力電圧検出器 12 をさらに備え、前記入力電圧検出器 12 から検出された入力電圧 V_{in} と負荷電圧検出器 5 から検出された負荷電圧 V_{la} に基づいて、所定の放電灯の電力になるように前記スイッチング周波数および所定の基準値 I_s が設定されることを特徴とする。

【0013】

請求項 3 の発明は、請求項 1 又は 2 において、前記スイッチング周波数および所定の基準値は、図 4 に示すように、前記エネルギー放出電流が略ゼロとなった時に発生する自由振動電圧のピーク電圧のタイミングでスイッチング素子 Q がオンするように設定されることを特徴とする。

20

【発明の効果】

【0015】

請求項 1 の発明によれば、負荷電圧に応じてスイッチング素子のスイッチング周波数を設定し、そのスイッチング周波数となるようにスイッチング周波数計時部でスイッチング素子のオンタイミングを設定し、そのスイッチング周波数においてスイッチング素子のオフ時のエネルギー放出電流が略ゼロとなるタイミングがスイッチング素子の次のオンタイミングとちょうど一致するように、スイッチング素子のオフタイミングを決定する電流の基準値を基準演算部で設定することにより、ゼロクロス検出回路を用いることなく、放電灯の状態に応じてスイッチング素子の動作周波数を制御し、スイッチング素子のオンタイミングは回生電流が略ゼロとなるタイミングに制御することが可能となる。したがって、ゼロクロス検出回路が不要となることで、部品点数を削減し、放電灯点灯装置のコストアップを防止または抑制することができる。また、請求項 1 の発明によれば、高圧放電灯の音響共鳴が発生する周波数領域やスイッチング回路のノイズ発生が問題となる周波数領域でのスイッチング動作を回避することができる。

30

【0016】

請求項 2 の発明によれば、スイッチング回路の入力電圧が異なる場合でも、スイッチング回路の回生電流が略ゼロとなるタイミングでスイッチング素子がオンするように動作させることができる。

40

【0017】

請求項 3 の発明によれば、スイッチング素子のオフ時電圧が略最小となるタイミングでスイッチング素子がオンするので、スイッチングロスを低減することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0019】

(実施形態 1)

図 1 は本発明の実施形態 1 に係る放電灯点灯装置の構成を示す回路図である。図 1 に示すように、放電灯点灯装置 1 は、スイッチング回路 2 とその制御回路 3 で構成される。スイッチング回路 2 は、直流電源 E、スイッチング素子 Q、チョークコイル L、ダイオード D、コンデンサ C、抵抗 R を備え、降圧チョッパ回路で構成されている。スイッチング素

50

子Qは、例えばMOSFETからなり、制御回路3から出力される信号によってオン/オフし、負荷の電力を適正に調整するようにスイッチングする。

【0020】

制御回路3は、放電灯Laの電力を適正に調整するようにスイッチング素子Qをオン/オフ制御するものであり、電流検出器6、基準演算部7、スイッチング周波数計時部8、ドライブ制御器9、A/D変換器10から構成されている。基準演算部7、スイッチング周波数計時部8、A/D変換器10は、マイクロコンピュータ4内に搭載されている。

【0021】

電流検出器6は、スイッチング素子Qに流れる電流を抵抗Rにより検出した電圧値と、基準演算部7にて放電灯の電力に応じて出力された基準値Isの大小を比較し、スイッチング素子Qのオフ信号を出力する。

10

【0022】

A/D変換器10は、負荷電圧検出器5で検出された負荷電圧Vla（アナログ値）を所定ビットのデジタル信号に変換するものである。

【0023】

基準演算部7は、マイクロコンピュータ4などで構成され、A/D変換後の負荷電圧に基づいて、電流検出器6によりスイッチング素子Qに流れる電流と大小を比較するための基準値Isを出力する。

【0024】

スイッチング周波数計時部8は、マイクロコンピュータ4などで構成され、A/D変換後の負荷電圧に基づいて、ドライブ制御器9にスイッチング素子Qのオン信号を出力し、そのオン信号は、ダイオードDに流れる回生電流がゼロになるタイミングで出力する。

20

【0025】

ドライブ制御器9は、RSフリップフロップなどを用いて構成され、スイッチング周波数計時部8から出力されたターンオン信号をセット入力端子SET側に、電流検出器6から出力されるターンオフ信号をリセット入力端子RESET側に入力することで、図13のように回生電流がゼロになるタイミングでスイッチング素子Qのオン/オフを制御し、放電灯Laの電力を適正に調整する。

【0026】

基準演算部7の基準値Is、スイッチング周波数計時部8のスイッチング周波数は、直流電源Eからの入力電圧Vin、入力電力Pin、チョップパ回路のチョークコイルLのインダクタンス値L、負荷電圧Vlaがわかれば、以下の式(1)～(4)より電流ゼロになるスイッチング周期Tcが求められる。

30

$$\begin{aligned} I_p &= (V_{in} - V_{la}) \times T_{on} / L \\ &= V_{la} \times T_{off} / L \end{aligned} \quad \dots (1)$$

$$T_c = T_{on} + T_{off} \quad \dots (2)$$

【0027】

上式において、Tonはスイッチング素子Qのオン時間、Toffはスイッチング素子Qのオフ時間、Tcはスイッチング素子Qのスイッチング周期（スイッチング周波数の逆数）であり、単位はsecである。Ipはスイッチング素子Qのピーク電流値（所定の基準値Is = Ip × R）である。また、スイッチング周期Tcが分かれば、(1)、(2)式よりスイッチング素子Qのピーク電流Ipを求めることが出来る。チョップパ回路の回生電流がゼロクロスする関係は(1)、(2)式で示され、(1)、(2)式より、

40

$$\begin{aligned} P_{in} &= V_{in} \times I_{in} \\ &= V_{in} \times (V_{in} - V_{la}) \times T_{on}^2 / (2 \times L \times T_c) \\ &= T_c \times (V_{in} - V_{la}) \times V_{la}^2 / (2 \times L \times V_{in}) \end{aligned} \quad \dots (3)$$

$$T_c = 2 \times L \times P_{in} \times V_{in} / (V_{in} - V_{la}) \times V_{la}^2 \quad \dots (4)$$

【0028】

式(4)より図12に示すTcの時間が求められる。したがって、負荷の電力に応じて回生電流がゼロとなるタイミングでスイッチング素子Qをオン/オフするためには、スイ

50

ッチング周期 T_c 、基準値 I_s は、負荷電圧 V_{la} に応じて可変する必要がある。

【0029】

本実施形態では、スイッチング周期 T_c 、基準値 I_s の出力機能をマイクロコンピュータ4に集約し、A/D変換器10で負荷電圧 V_{la} を監視しながら、所定の放電灯の電力になるように、スイッチング周期 T_c と基準値 I_s を負荷電圧 V_{la} に応じて可変制御することで、ゼロクロス検出回路を用いる必要がなくなり、部品点数を削減し、放電灯点灯装置のコストアップを防止または抑制することができる。

【0030】

マイクロコンピュータ4の演算速度については、A/D変換器10で負荷電圧 V_{la} を読み込むたびに前記演算式を用いて演算し、出力する構成にすると、高速度のマイクロコンピュータ4が必要となり、部品コストが高価となる。そこで、マイクロコンピュータ4には、あらかじめ負荷電圧 V_{la} に対する基準値 I_s 、スイッチング周期 T_c のテーブルデータをメモリ上に保持しておく。負荷電圧 V_{la} の読み込みのタイミングは、放電灯 L_a の負荷電圧 V_{la} が比較的ゆっくりと変化するものにおいては、例えば負荷電圧 V_{la} を $1\text{ msec} \sim 5\text{ msec}$ 間隔で読み込んで、次の負荷電圧 V_{la} を読み込むまでは、基準値 I_s 、スイッチング周期 T_c は更新しない制御にする。このように、予め用意してあるテーブルデータから基準値 I_s 、スイッチング周期 T_c を出力することで、比較的安価なマイクロコンピュータ4を用いて構成することができる。

【0031】

このように、チョッパ回路のダイオードDに流れる回生電流がゼロになるタイミングでスイッチング素子Qをターンオン制御するためのデータを予めマイクロコンピュータ4のメモリ上にテーブルデータとして用意しておいて、スイッチング素子Qのオン/オフタイミングの制御機能をマイクロコンピュータ4に集約することで、従来のようなトランスTの2次巻線を用いたゼロクロス検出が不要となり、コストアップを防止または抑制することができる。

【0032】

(実施形態2)

図2は本発明の実施形態2に係る放電灯点灯装置の構成を示す回路図である。図2の回路は、上述の図1の回路において、直流電源Eからの入力電圧 V_{in} を監視する入力電圧検出器12と、入力電圧検出器12で検出された入力電圧(アナログ値)を所定ビットのデジタル値に変換するA/D変換器11を追加したものである。

【0033】

直流電源Eからの入力電圧 V_{in} が変われば、上述の演算式における基準値 I_s 、スイッチング周期 T_c は変化する。よって、マイクロコンピュータ4内には、直流電源Eからの入力電圧 V_{in} の違いに応じて、負荷電圧 V_{la} に対する基準値 I_s 、スイッチング周期 T_c のテーブルデータを複数保持しておく。直流電源Eが投入されたとき、入力電圧検出器12により検出された入力電圧をマイクロコンピュータ4のA/D変換器11でデジタル値として取り込み、その入力電圧に応じた基準値 I_s 、スイッチング周期 T_c のテーブルデータを選択して制御する。これにより、直流電源Eの電圧変化に対しても放電灯 V_{la} の電力に応じて回生電流がゼロになるタイミングでスイッチング素子Qをターンオンさせるように制御することができる。

【0034】

図1又は図2において、スイッチング回路2は降圧チョッパ回路の構成である場合について説明したが、入力電圧変動幅など設計条件によっては、降圧チョッパ回路でなく、昇圧チョッパ回路や昇降圧チョッパ回路を用いる場合もある。そのような場合にも、本発明を適用できることは言うまでもない。

【0035】

(実施形態3)

図1又は図2に示す回路構成において、ダイオードDに流れる回生電流がゼロになった後にスイッチング素子Qがオンしなければ、ダイオードDの電圧 V_r は、図3のように自

10

20

30

40

50

由振動しながら負荷電圧 V_{1a} に収束する。自由振動電圧のピーク高さは、負荷電圧 V_{1a} の値により変動する。図 3 に示すように、 $V_{1a1} < V_{1a2}$ であれば、 $V_{rp1} < V_{rp2}$ となる。また、自由振動の周期は、チョッパ回路のスイッチング素子 Q 、ダイオード D の寄生容量で決定され、ほぼ固定値なので、負荷電圧 V_{1a} が変化しても自由振動電圧の周期は変わらない。

【0036】

そこで、図 4 に示すようにダイオード D に流れる回生電流がゼロになった時間から、自由振動電圧の 1 回目の半波のピーク電圧 V_{rp} になる時間 T_d を所定時間とし、上述のスイッチング周期 T_c に所定時間 T_d を足した時間で、スイッチング素子 Q をオンするようにスイッチング周期 ($T_c + T_d$) を設定すれば、スイッチング素子 Q に印加される電圧は、直流電源 E の入力電圧 V_{in} から自由振動電圧のピーク電圧 V_{rp} を差し引いた値となり、スイッチング素子 Q のスイッチングロスが低減される。また、負荷電圧 V_{1a} が変化しても、自由振動電圧の 1 回目の半波のピーク電圧 V_{rp} になる時間 T_d を所定時間として設定しているので、常に自由振動電圧のピーク電圧 V_{rp} のタイミングでスイッチング素子 Q がターンオンするように制御できる。

【0037】

(実施形態 4)

図 1 又は図 2 に示す回路構成において、負荷である放電灯 L_a が H I D ランプ (高輝度高圧放電灯) の場合、図 5 に示すように、負荷電圧 V_{1a} が定格電圧範囲 (例えば 50 ~ 150 V) において定電力制御を求められる。図中、実線は負荷電圧 V_{1a} と出力電力の関係を示しており、破線は負荷電圧 V_{1a} とチョッパのスイッチング周波数の関係を示している。図 5 の実線で示すように、負荷電圧 V_{1a} の上昇に対して出力電力が一定となるように制御しようとする、チョッパ電流がゼロになったタイミングでスイッチング素子 Q をオンさせる場合には、図 5 の破線で示すように、負荷電圧 V_{1a} が大きくなるにつれて、スイッチング周波数は高くなる。スイッチング周波数が変化する範囲内に、H I D ランプに特有の音響共鳴周波数領域が存在する場合、スイッチング素子 Q のスイッチング周波数が音響共鳴周波数領域を通過するとき、負荷電流に重畳するスイッチング周波数のリップル成分により H I D ランプのちらつきを発生させることがある。

【0038】

そこで、図 6 に示すように、H I D ランプの音響共鳴周波数領域が $f_1 \sim f_2$ 、 $f_3 \sim f_4$ に存在する場合、その音響共鳴周波数領域にかかる負荷電圧 $V_1 \sim V_2$ 、 $V_3 \sim V_4$ の区間のスイッチング周波数を音響共鳴周波数領域にかかる手前の周波数で固定周波数にし、その固定周波数で負荷の電力に応じた基準値 I_s を設定し、スイッチング素子 Q を制御する。

【0039】

本実施形態によれば、マイクロコンピュータ 4 に設定してある負荷電圧 V_{1a} に応じたスイッチング周期 T_c 、基準値 I_s のテーブルデータを変更するだけで、音響共鳴周波数を避ける切り替え回路などを必要としないので、コストアップを招来することなく、容易に音響共鳴周波数での動作を回避することができる。また、音響共鳴周波数領域が違う放電灯においてもテーブルデータを変更するだけで容易に対応することができる。

【0040】

(実施形態 5)

図 7 は本発明の実施形態 5 の動作説明図である。回路構成は図 1 又は図 2 と同様である。本実施形態では、上述の実施形態 4 と同様に、H I D ランプの音響共鳴周波数領域が $f_1 \sim f_2$ 、 $f_3 \sim f_4$ に存在する場合、その音響共鳴周波数領域にかかる負荷電圧 $V_1 \sim V_2$ 、 $V_3 \sim V_4$ の区間のスイッチング周波数を音響共鳴周波数領域にかかる手前の周波数で固定周波数にすることで、音響共鳴周波数での動作を回避すると共に、負荷電圧 V_{1a} が高い V_5 以上の領域では、固定周波数にするものである。これは、負荷電圧 V_{1a} が高い V_5 以上の領域では、負荷電圧 V_{1a} が上がるにつれてスイッチング周波数が高い領域になるため、固定周波数にすることで、チョッパ回路としてスイッチングノイズを低減

10

20

30

40

50

するものである。

【 0 0 4 1 】

(実施形態 6)

図 8 は本発明の実施形態 6 の動作説明図である。回路構成は図 1 又は図 2 と同様である。本実施形態では、上述の実施形態 4 と同様に、H I D ランプの音響共鳴周波数領域が $f_1 \sim f_2$ 、 $f_3 \sim f_4$ に存在する場合、その音響共鳴周波数領域にかかる負荷電圧 $V_2 \sim V_3$ 、 $V_4 \sim V_5$ の区間のスイッチング周波数を音響共鳴周波数領域にかかる手前の周波数で固定周波数にすることで、音響共鳴周波数での動作を回避すると共に、負荷電圧 V_{1a} が低い V_1 以下の領域では、固定周波数にするものである。これは、負荷電圧 V_{1a} が低い領域まで出力電力の低下に応じてスイッチング周波数を低下させると、スイッチング周波数が可聴領域に入る可能性があるため、負荷電圧 V_{1a} が V_1 以下の領域ではスイッチング周波数を固定周波数とすることで、可聴ノイズの発生を回避するものである。

10

【 0 0 4 2 】

(実施形態 7)

図 9 は本発明の実施形態 7 の動作説明図である。回路構成は図 1 又は図 2 と同様である。本実施形態では、H I D ランプの音響共鳴周波数領域が $f_1 \sim f_2$ に存在する場合、その音響共鳴周波数領域にかかる負荷電圧 V_2 以上の区間のスイッチング周波数を音響共鳴周波数領域にかかる手前の周波数 f_1 で固定周波数にすることで、音響共鳴周波数での動作を回避するものである。また、負荷電圧 V_{1a} が低い V_1 以下の領域では、固定周波数にするものである。すなわち、音響共鳴周波数 f_1 以上では、スイッチング周波数を固定周波数として音響共鳴周波数 f_1 以上の領域を全て回避し、また、負荷電圧 V_{1a} が低い領域ではスイッチング周波数が可聴領域に入る可能性があるため、負荷電圧 V_1 以下は全て固定周波数とすることで、可聴ノイズの発生も回避するものである。

20

【 0 0 4 3 】

(実施形態 8)

図 10 は本発明の実施形態 8 の動作説明図である。回路構成は図 1 又は図 2 と同様である。本実施形態は、図 7 に示した実施形態 5 と図 8 に示した実施形態 6 の組み合わせであり、H I D ランプの音響共鳴周波数領域が $f_1 \sim f_2$ 、 $f_3 \sim f_4$ に存在する場合、その音響共鳴周波数領域にかかる負荷電圧 $V_2 \sim V_3$ 、 $V_4 \sim V_5$ の区間のスイッチング周波数を音響共鳴周波数領域にかかる手前の周波数で固定周波数にすることで、音響共鳴周波数での動作を回避すると共に、負荷電圧 V_{1a} が高い V_6 以上の領域では、固定周波数にするものである。また、負荷電圧 V_{1a} が低い V_1 以下の領域では、固定周波数にするものである。本実施形態の作用効果は実施形態 5、6 の作用効果を合わせたものであり、負荷電圧 V_{1a} が高い V_6 以上の領域では、固定周波数にすることで、スイッチング周波数が高くなり過ぎることを回避し、チョッパ回路としてスイッチングノイズを低減するものである。また、負荷電圧 V_{1a} が V_1 以下の領域ではスイッチング周波数を固定周波数とすることで、スイッチング周波数が可聴領域に入ることを回避し、可聴ノイズの発生も回避するものである。

30

【 0 0 4 4 】

(実施形態 9)

上述の各実施形態 1 ~ 8 の放電灯点灯装置は、プロジェクタやリアプロジェクションテレビのような画像表示装置の光源となる放電灯の点灯に用いられる。ここでは、プロジェクタに実装する場合を例示する。図 14 は画像表示装置 30 の内部構成を示す概略構成図である。図中、31 は投光窓、32 は電源部、33a、33b、33c は冷却用ファン、34 は外部信号入力部、35 は光学系、36 はメイン制御基板、40 は放電灯点灯装置、La は放電灯である。破線で示した枠内にメイン制御基板 36 が実装されている。光学系 35 の途中には、放電灯 La からの光を透過または反射する画像表示手段（透過型液晶表示板または反射型画像表示素子）が設けられており、この画像表示手段を介する透過光または反射光をスクリーンに投射するように光学系 35 が設計されている。このように、放電灯点灯装置 40 は放電灯 La と共に画像表示装置 30 の内部に実装されているが、本発

40

50

明の放電灯点灯装置 40 を採用することにより、従来よりも部品点数が少なく安価に構成することができる。また、スイッチングロスを低減できるから、冷却用ファンの静音化が可能となる。さらに、高圧放電灯に特有の音響共鳴周波数での動作を回避し、ちらつきを防止できる。

【図面の簡単な説明】

【0045】

【図1】本発明の実施形態1の構成を示す回路図である。

【図2】本発明の実施形態2の構成を示す回路図である。

【図3】本発明の実施形態3の動作説明図である。

【図4】本発明の実施形態3の動作説明図である。

10

【図5】本発明の実施形態1～3のスイッチング周波数と出力電圧の関係を示す図である。

【図6】本発明の実施形態4の動作説明図である。

【図7】本発明の実施形態5の動作説明図である。

【図8】本発明の実施形態6の動作説明図である。

【図9】本発明の実施形態7の動作説明図である。

【図10】本発明の実施形態8の動作説明図である。

【図11】従来の放電灯点灯装置の構成を示す回路図である。

【図12】従来例の動作説明図である。

【図13】本発明の動作説明図である。

20

【図14】本発明の実施形態9の画像表示装置の内部構成を示す概略構成図である。

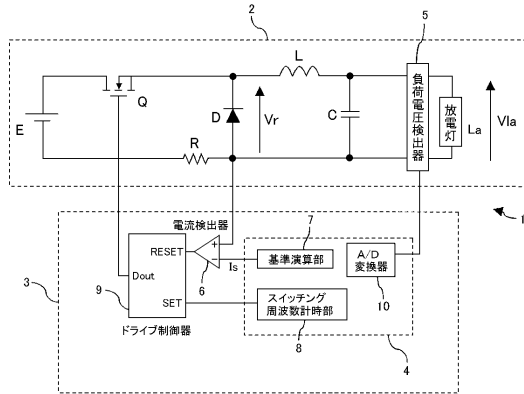
【符号の説明】

【0046】

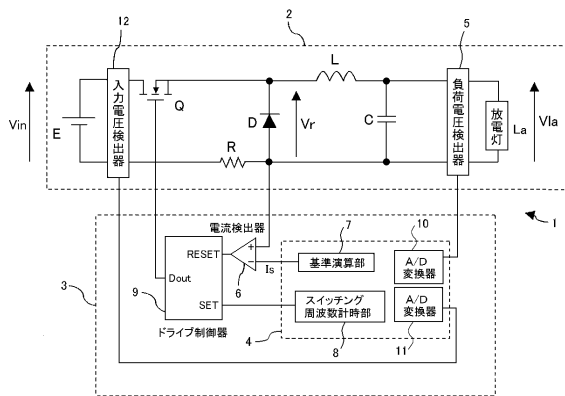
- 1 放電灯点灯装置
- 2 スwitchング回路
- 3 制御回路
- 4 マイクロコンピュータ
- 5 負荷電圧検出器
- 6 電流検出器
- 7 基準演算部
- 8 スwitchング周波数計時部
- 9 ドライブ制御器
- 10 A / D 変換器
- 11 A / D 変換器
- 12 入力電圧検出器
- L a 放電灯

30

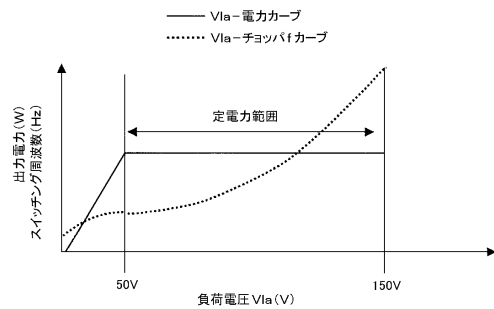
【図 1】



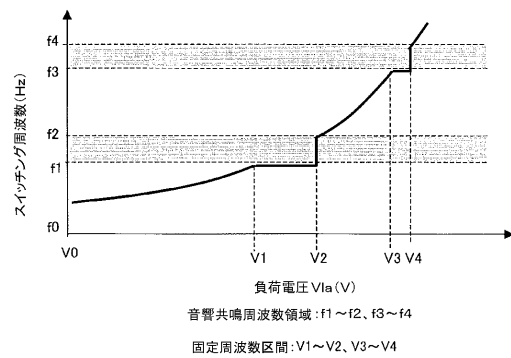
【図 2】



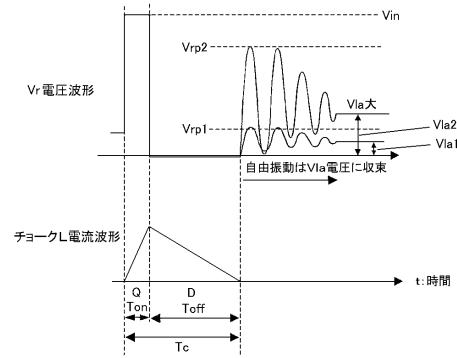
【図 5】



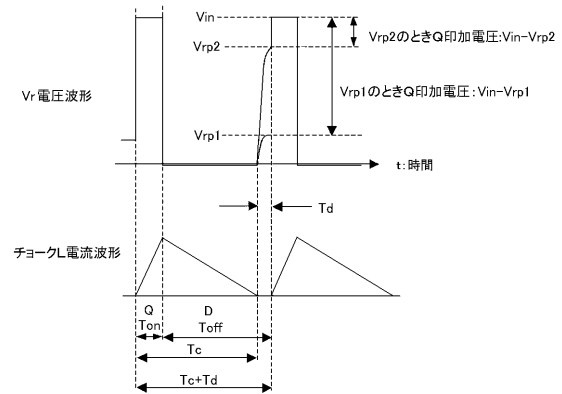
【図 6】



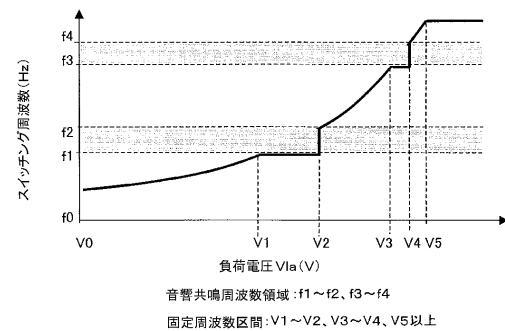
【図 3】



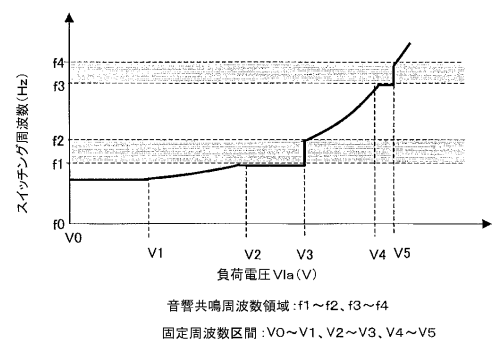
【図 4】



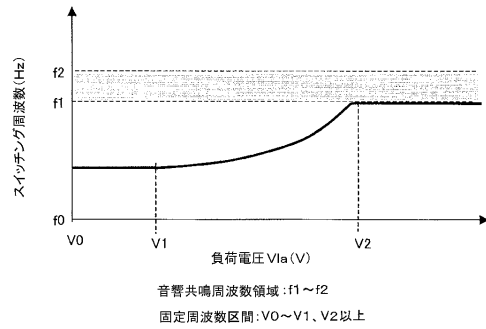
【図 7】



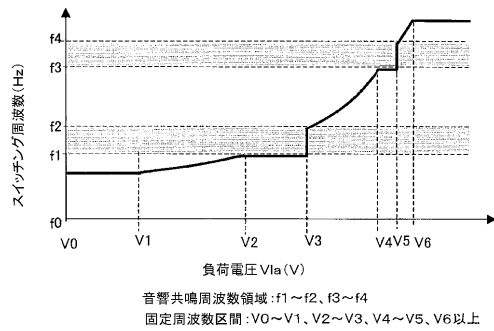
【図 8】



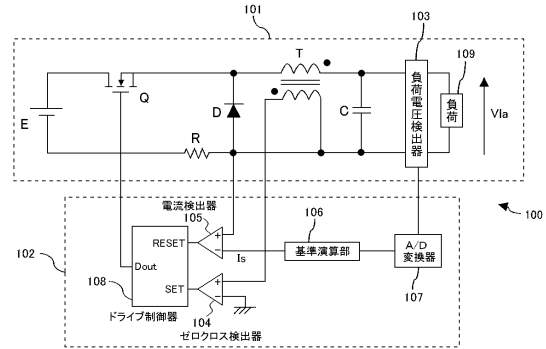
【図 9】



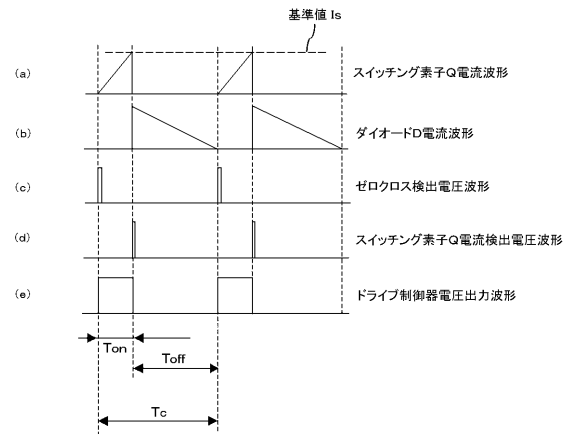
【図 10】



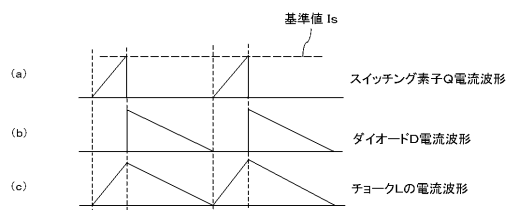
【図 11】



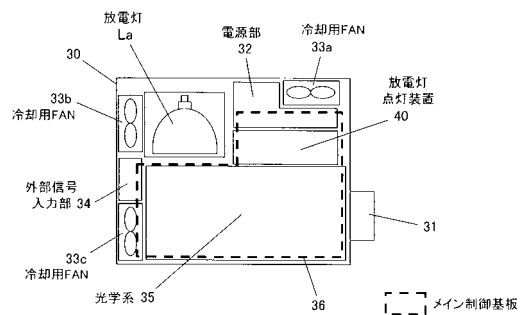
【図 12】



【図 13】



【図 14】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平 10 - 144488 (JP, A)
特開 2003 - 100485 (JP, A)
特開 2003 - 163093 (JP, A)
特開 2005 - 25995 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H05B41/24 - 41/298