

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3918109号

(P3918109)

(45) 発行日 平成19年5月23日(2007.5.23)

(24) 登録日 平成19年2月23日(2007.2.23)

(51) Int. Cl.	F I
H05B 41/392 (2006.01)	H05B 41/392 G
H05B 41/24 (2006.01)	H05B 41/24 L

請求項の数 16 (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2001-277719 (P2001-277719)	(73) 特許権者	000006013
(22) 出願日	平成13年9月13日(2001.9.13)		三菱電機株式会社
(65) 公開番号	特開2003-86386 (P2003-86386A)		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(43) 公開日	平成15年3月20日(2003.3.20)	(74) 代理人	100085198
審査請求日	平成15年2月21日(2003.2.21)		弁理士 小林 久夫
		(74) 代理人	100098604
			弁理士 安島 清
		(74) 代理人	100061273
			弁理士 佐々木 宗治
		(74) 代理人	100070563
			弁理士 大村 昇
		(74) 代理人	100087620
			弁理士 高梨 範夫

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 放電灯点灯装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

A C 電源を倍電圧整流する電源回路と、
 該 A C 電源の出力から位相角を検出する位相角検出回路と、
 第 1、第 2 のスイッチング素子を回生ダイオードを内蔵した電界効果型トランジスターで構成し、前記第 1 のスイッチング素子を前記電源回路の出力点に、前記第 2 のスイッチング素子をグランドに接続したハーフブリッジ構成とし、前記電源回路の直流出力をドライバからの駆動周波数によって高周波に変換するスイッチング回路と、
 該ドライバの駆動周波数を制御する制御回路と、
 前記スイッチング回路の高周波出力が印加される放電灯と、
 該放電灯に流れる電流を制限するチョーク回路と、
 前記放電灯に流れる電流を検出するランプ電流検出回路とを備え、
 前記制御回路が前記ランプ電流検出回路及び前記位相角検出回路の出力をもとに前記ドライバを制御し、
 前記電源回路は、
 直列接続した第 1 及び第 2 のコンデンサ並びに直列に順極性接続した第 1、第 2、第 3 及び第 4 のダイオードからなり、
 第 1 のコンデンサの負極と第 2 のコンデンサの正極を接続し、第 1 のダイオードのカソードと第 1 のコンデンサの正極との接続点を前記電源回路の出力点とし、
 第 4 のダイオードのアノードと第 2 のコンデンサの負極との接続点をグランドとする構成

10

20

とし、

前記 A C 電源の一端を、第 2 のコンデンサの正極に接続し、他端を第 3 のダイオードのカソードに接続し、

前記スイッチング回路の出力点に、前記放電灯とチョーク回路の直列回路を接続し、前記チョーク回路に発生する電圧を第 1 と第 2 のダイオードの接続点及び第 3 と第 4 のダイオードの接続点にそれぞれインピーダンス素子を介して帰還するように構成し、

前記第 1 と第 2 のダイオードの接続点及び第 3 と第 4 のダイオードの接続点に接続されるインピーダンス素子がそれぞれ第 3 及び第 4 のコンデンサであり、前記チョーク回路が中間タップを設けたチョークコイルであって、前記第 3 と第 4 のコンデンサの接続点と前記中間タップとを、直接もしくはインダクタを介して接続し、

前記ドライバの駆動周波数の変動範囲が、前記第 3 のコンデンサまたは前記第 4 のコンデンサに流れる第 1 の電流と、前記中間タップと前記第 2 のコンデンサの正極との間を流れる第 2 の電流の加算値が周波数に対して極小となる点を、含み、

前記第 1 の電流が前記第 2 の電流より支配的な第 1 の期間と、前記第 2 の電流が前記第 1 の電流より支配的な第 2 の期間において、前記第 1 の期間と前記第 2 の期間で異なる駆動制御を行うことを特徴とする放電灯点灯装置。

【請求項 2】

A C 電源を倍電圧整流する電源回路と、

該 A C 電源の出力から位相角を検出する位相角検出回路と、

第 1、第 2 のスイッチング素子を回生ダイオードを内蔵した電界効果型トランジスタで構成し、前記第 1 のスイッチング素子を前記電源回路の出力点に、前記第 2 のスイッチング素子をグランドに接続したハーフブリッジ構成とし、前記電源回路の直流出力をドライバからの駆動周波数によって高周波に変換するスイッチング回路と、

該ドライバの駆動周波数を制御する制御回路と、

前記スイッチング回路の高周波出力が印加される放電灯と、

該放電灯に流れる電流を制限するチョーク回路と、

前記放電灯に流れる電流を検出するランプ電流検出回路とを備え、

前記制御回路が前記ランプ電流検出回路及び前記位相角検出回路の出力をもとに前記ドライバを制御し、

前記電源回路は、

直列接続した第 1 及び第 2 のコンデンサ並びに直列に順極性接続した第 1、第 2、第 3 及び第 4 のダイオードからなり、

第 1 のコンデンサの負極と第 2 のコンデンサの正極を接続し、第 1 のダイオードのカソードと第 1 のコンデンサの正極との接続点を前記電源回路の出力点とし、

第 4 のダイオードのアノードと第 2 のコンデンサの負極との接続点をグランドとする構成とし、

前記 A C 電源の一端を、第 2 のコンデンサの正極に接続し、他端を第 3 のダイオードのカソードに接続し、

前記スイッチング回路の出力点に、前記放電灯とチョーク回路の直列回路を接続し、前記チョーク回路に発生する電圧を第 1 と第 2 のダイオードの接続点及び第 3 と第 4 のダイオードの接続点にそれぞれインピーダンス素子を介して帰還するように構成し、

前記第 1 と第 2 のダイオードの接続点及び第 3 と第 4 のダイオードの接続点に接続されるインピーダンス素子がそれぞれ第 3 及び第 4 のコンデンサであり、前記チョーク回路が中間タップを設けたチョークコイルであって、前記第 3 と第 4 のコンデンサの接続点と前記中間タップとを、直接もしくはインダクタを介して接続し、

前記ドライバの駆動周波数の変動範囲が、前記第 3 のコンデンサまたは前記第 4 のコンデンサに流れる第 1 の電流が周波数に対して単調減少する範囲を、含み、

前記第 1 の電流が前記第 2 の電流より支配的な第 1 の期間と、前記第 2 の電流が前記第

10

20

30

40

50

1の電流より支配的な第2の期間において、前記第1の期間と前記第2の期間で異なる駆動制御を行うことを特徴とする放電灯点灯装置。

【請求項3】

A C電源を倍電圧整流する電源回路と、

該A C電源の出力から位相角を検出する位相角検出回路と、

第1、第2のスイッチング素子を回生ダイオードを内蔵した電界効果型トランジスタで構成し、前記第1のスイッチング素子を前記電源回路の出力点に、前記第2のスイッチング素子をグランドに接続したハーフブリッジ構成とし、前記電源回路の直流出力をドライバからの駆動周波数によって高周波に変換するスイッチング回路と、

該ドライバの駆動周波数を制御する制御回路と、

前記スイッチング回路の高周波出力が印加される放電灯と、

該放電灯に流れる電流を制限するチョーク回路と、

前記放電灯に流れる電流を検出するランプ電流検出回路とを備え、

前記制御回路が前記ランプ電流検出回路及び前記位相角検出回路の出力をもとに前記ドライバを制御し、

前記電源回路は、

直列接続した第1及び第2のコンデンサ並びに直列に順極性接続した第1、第2、第3及び第4のダイオードからなり、

第1のコンデンサの負極と第2のコンデンサの正極を接続し、第1のダイオードのカソードと第1のコンデンサの正極との接続点を前記電源回路の出力点とし、

第4のダイオードのアノードと第2のコンデンサの負極との接続点をグランドとする構成とし、

前記A C電源の一端を、第2のコンデンサの正極に接続し、他端を第3のダイオードのカソードに接続し、

前記スイッチング回路の出力点に、前記放電灯とチョーク回路の直列回路を接続し、前記チョーク回路に発生する電圧を第1と第2のダイオードの接続点及び第3と第4のダイオードの接続点にそれぞれインピーダンス素子を介して帰還するように構成し、

前記第1と第2のダイオードの接続点及び第3と第4のダイオードの接続点に接続されるインピーダンス素子がそれぞれ第3及び第4のコンデンサであり、前記チョーク回路が中間タップを設けたチョークコイルであって、前記第3と第4のコンデンサの接続点と前記中間タップとを、直接もしくはインダクタを介して接続し、

前記ドライバの駆動周波数の変動範囲が、

前記中間タップと前記第2のコンデンサの正極との間を流れる第2の電流の中で前記放電灯の放電電流として流れる第3の電流が周波数に対して極小となる点を、含み、

前記第1の電流が前記第2の電流より支配的な第1の期間と、前記第2の電流が前記第1の電流より支配的な第2の期間において、前記第1の期間と前記第2の期間で異なる駆動制御を行うことを特徴とする放電灯点灯装置。

【請求項4】

前記第1の期間において前記ランプ電流検出回路の出力をもとに、前記ドライブの駆動周波数を帰還制御し、前記第2の期間は固定の周波数で駆動することを特徴とする請求項1乃至3のいずれかに記載の放電灯点灯装置。

【請求項5】

前記第1の期間と前記第2の期間とで、帰還値を決定するための設定が異なることを特徴とする請求項4記載の放電灯点灯装置。

【請求項6】

少なくとも2つ以上の調光範囲で、帰還値を決定するための設定が異なることを特徴とする請求項4記載の放電灯点灯装置。

【請求項7】

第1の調光範囲において、前記第1の期間と前記第2の期間とも帰還値を決定するための設定を同一とし、第2の調光範囲において、前記第1の期間と前記第2の期間で帰還値

10

20

30

40

50

を決定するための設定が異なることを特徴とする請求項 4 記載の放電灯点灯装置。

【請求項 8】

前記調光制御回路において、少なくとも 2 つ以上の帰還値を決定するための設定を有し、A C 電源による電圧変化と同期して前記帰還値を変化させることを特徴とする請求項 4 記載の放電灯点灯装置。

【請求項 9】

前記帰還値を前記 A C 電源の半分の周期で変化させることを特徴とする請求項 7 または 8 記載の放電灯点灯装置。

【請求項 10】

前記帰還値を、前記 A C 電源に接続された位相制御式調光器内のサイリスタの ON 期間と OFF 期間との間で変化させることを特徴とする請求項 8 または 9 記載の放電灯点灯装置。 10

【請求項 11】

前記帰還対象が、前記駆動周波数の範囲であることを特徴とする請求項 5 乃至 10 のいずれかに記載の放電灯点灯装置。

【請求項 12】

前記帰還対象が、前記駆動周波数の上限であることを特徴とする請求項 5 乃至 10 のいずれかに記載の放電灯点灯装置。

【請求項 13】

前記第 1 の期間の帰還対象である駆動周波数の上限が、前記第 2 の期間の帰還対象である駆動周波数の上限よりも高いことを特徴とする請求項 12 記載の放電灯点灯装置。 20

【請求項 14】

前記第 2 の期間の帰還対象である駆動周波数の上限が、前記第 3 の電流の極小点を与える周波数よりも低い周波数であることを特徴とする請求項 13 記載の放電灯点灯装置。

【請求項 15】

前記帰還値を決定するための設定の変化を連続的にしたことを特徴とする請求項 5 乃至 14 のいずれかに記載の放電灯点灯装置。

【請求項 16】

前記位相角検出回路が第 1、第 2 の比較器を有し、
前記第 2、第 3 のダイオードの接続点における分圧値を検出値とし、 30
前記第 1、第 2 のコンデンサの接続点における第 1、第 2 の分圧値をそれぞれ第 1、第 2 のしきい値とし、
該第 1 のしきい値の平均値が検出値の平均値よりも高く、該第 2 のしきい値の平均値が検出値の平均値よりも低くなるように設定し、

前記第 1 の比較器では、検出値が前記第 1 のしきい値を上回ったときにハイ出力となるように、

前記第 2 の比較器では、検出値が前記第 2 のしきい値を下回ったときにハイ出力となるように設定し、

前記第 1 及び前記第 2 の比較器の出力を前記位相角検出回路の出力としたことを特徴とする請求項 5 乃至 15 のいずれかに記載の放電灯点灯装置。 40

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、放電灯を高周波点灯する放電灯点灯装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

図 21 は従来の放電灯点灯装置であり、図において 1 は A C 電源、2 はノイズフィルタ、4、5 はダイオード、7、8 は平滑コンデンサであり、ダイオード 4、5 の直列回路と平滑コンデンサ 7、8 の直列回路は並列接続され、A C 入力 1 の一端がダイオード 4、5 の接続点に、他端が平滑コンデンサ 7、8 の接続点に接続され、いわゆる倍電圧整流回路を 50

構成している。

10はドライバ9によって駆動されるスイッチング素子11、12からなるスイッチング回路であり、ハーフブリッジを構成する。ここで、スイッチング素子11、12は回生ダイオードを内蔵したMOSFETである。

13は放電灯(以下、ランプと称す)、14は共振コンデンサ、15はチョークコイルであり、ランプ13と共振コンデンサ14は並列接続され、ランプ13、チョークコイル15は直列接続され、一端がスイッチング回路10の出力点に、他端が平滑コンデンサ8の正極に接続されている。

【0003】

次に動作について説明する。

ノイズフィルタ2を介して入力されるAC入力は、ダイオード4、5、平滑コンデンサ7、8によって倍電圧整流される。倍電圧整流された直流出力はスイッチング回路10に印加され、ドライバ9によってスイッチング素子11とスイッチング素子12が交互にON、OFFすることによって、高周波電力に変換される。

スイッチング回路10によって出力される高周波電力は、チョークコイル15による電流制限を受けながらランプ13を点灯する。また、共振コンデンサ14は、ランプ始動時にランプ電圧を確保するとともに、点灯中の回路の共振点を決める要因の一つになっている。

【0004】

ここで、倍電圧整流した電圧によってランプ13を点灯する場合、AC電圧を全波整流して平滑するコンデンサインプット型の回路の場合に比べて、スイッチング回路10に入力する電圧がランプ電圧に対して余裕があるので、スイッチング周波数を変えるだけで、幅広いランプ出力を得ることができる。すなわち、ランプ13の出力を絞った場合もランプ電圧を確保でき、ランプ13のちらつきや立ち消えを防止できるとともに、ランプ13の出力を上げた場合でもスイッチング位相が進相にならず安全に駆動できるというメリットがある。従って、特にAC100V電源に対する点灯装置に対しては有効な構成である。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、図21に示した従来の回路構成には、以下のような課題があった。

第1に平滑コンデンサ7、8が充電される時間が非常に短く、その期間内に回路に必要な電荷を充電するため、入力電流のピークが極めて大きくなり、平滑コンデンサの寿命を縮める恐れがあった。

図22(c)はこの入力電流の様子を示したものであり、(a)、(b)はそれぞれAC電源1の入力電圧、平滑コンデンサ7の正極電圧を入力電流と同じ時間軸で表わしたものである。

このように力率が低いことからAC電源供給側の設備を破壊してしまう恐れもあった。

【0006】

第2に入力電圧が位相制御式の調光器20により位相制御された場合、位相角90度付近で調光器内のサイリスタがONすると、さらに大きな突入電流が流れてしまい平滑コンデンサ7、8の寿命をさらに縮める他、位相制御式の調光器20と平滑コンデンサ7または8の間に位置する部品やダイオード4、5等の故障を招く恐れがあった。

図23(c)はこの突入電流の様子を示したものであり、(a)、(b)はそれぞれAC電源1の入力電圧、平滑コンデンサ7の正極電圧を入力電流と同じ時間軸で表わしたものである。

またこの時、点灯装置ばかりか、調光器20そのものも誤動作や故障を招く恐れもあった。

【0007】

このような課題を解決するために、例えば特開平10-271831号公報では図24に示すような回路構成が提案されている。図21と同じ点については説明を省き、異なる点について説明する。図においてダイオード4と平滑コンデンサ7の間、及びダイオード5

10

20

30

40

50

と平滑コンデンサ 8 の間にそれぞれダイオード 3、6 が挿入される。また、チョークコイルを 3 1 と 3 2 の 2 個に分け、その接続点とダイオード 3、4 の接続点、及びダイオード 5、6 の接続点にそれぞれコンデンサ 1 8、1 9 が接続される。

【0008】

これにより、チョークコイル 3 1 と 3 2 の間に発生する電圧を利用して、

チョークコイル 3 1 と 3 2 の接続点 コンデンサ 1 8 ダイオード 3 平滑コンデンサ 7 の径路（以下、「径路 L b 1 1」とする）、

A C 電源 1 ダイオード 4 コンデンサ 1 8 チョークコイル 3 1 と 3 2 の接続点の径路（以下、「径路 L b 1 2」とする）、

チョークコイル 3 1 と 3 2 の接続点 コンデンサ 1 9 ダイオード 5 A C 電源 1 の径路（以下、「径路 L b 2 1」とする）、 10

及び、A C 電源 1 平滑コンデンサ 8 ダイオード 6 コンデンサ 1 9 チョークコイル 3 1 と 3 2 の接続点の径路（以下、「径路 L b 2 2」とする）、

に電流を流すことができる。

図 2 1 で示した回路と比べると、平滑コンデンサ 7、8 が充電される期間が拡大されており、この結果として力率が改善されている。

【0009】

また図 2 4 においてコンデンサ 1 8、コンデンサ 1 9、チョークコイル 3 2 を流れる電流をそれぞれ I_{b1} 、 I_{b2} 、 I_m とし、電流 I_{b1} と電流 I_{b2} の和を電流 $I_b (= I_{b1} + I_{b2})$ とする。電流 I_{b1} は、それぞれ径路 L b 1 1 と径路 L b 1 2 を通過する電流の和で表される（両径路を併せて「径路 L b 1」とする）。同様に電流 I_{b2} は、それぞれ径路 L b 2 1 と径路 L b 2 2 を通過する電流の和で表される（両径路を併せて「径路 L b 2」とする）。 20

また、チョークコイル 3 1 と 3 2 の接続点 チョークコイル 3 2 平滑コンデンサ 7 と 8 の接続点の径路 と、

平滑コンデンサ 7 と 8 の接続点 チョークコイル 3 2 チョークコイル 3 1 と 3 2 の接続点の径路 を併せて径路 L m とする。

【0010】

図 2 5 に電流 I_b 、 I_m 、及びこれらを加算した電流 ($I_m + I_b$) の周波数特性を示す。電流 I_b 、 I_m はともに極大点を持っており、それぞれの極大点を与える周波数を f_3 、 f_5 とする。 30

また電流 ($I_m + I_b$) は周波数 f_3 、 f_5 において極大点を持ち、周波数 f_3 と f_5 の間で極小点を持つ。この極小点を与える周波数を f_4 とする。

【0011】

ここで特開平 1 0 2 7 1 8 3 1 号公報では、調光する場合、スイッチング周波数を電流 ($I_m + I_b$) が単調減少する範囲、即ち周波数が f_5 以上の範囲で制御することを提案している。このように位相制御された場合の A C 電圧と、これに対する電流 I_m 、 I_{b1} 、 I_{b2} 及びランプ電流の波形をそれぞれ図 2 6 の (a)、(b)、(c)、(d)、(e) に示す。同図 (e) と図 2 2 もしくは 2 3 の (c) を比較すると、ランプ電流が平準化されてピークが低減されていることが分かる。なお図中、高周波で変調された波形はその包絡線の内部を黒く塗りつぶして表しており、以下の本文中の図についても同じ表記法をとるものとする。 40

【0012】

ところで、図 2 4 で示した回路構成についても以下のような課題があった。

第 1 に主回路を設計するうえで、スイッチング回路 1 0 から平滑コンデンサ 8 の正極に至る最も電流の多く流れる径路に 2 つのチョークコイルを接続しなければならない、回路の小型化が困難であった。

第 2 に 2 つのチョークコイル 3 1、3 2 及びコンデンサ 1 8 (もしくは 1 9) という 3 つの要素で、力率改善と安定点灯を満たす条件設定をしなければならない、設計の自由度が低かった。

【 0 0 1 3 】

第3に制御上、電流 ($I_b + I_m$) が単調減少する周波数範囲を利用しようとする、図25から周波数範囲として $f_3 \sim f_4$ または f_5 以上が選択される。しかしながら、周波数範囲として $f_3 \sim f_4$ を選択した場合、調光範囲が広く取れないため調光機能が十分発揮できないという課題があった。また、周波数範囲として f_5 以上を選択した場合、径路 L_b を流れる電流が径路 L_m を流れる電流に比べかなり小さくなるため、力率改善効果が発揮できないという課題があった。さらに、周波数範囲に $f_4 \sim f_5$ を含ませると、1つの電流値を与える周波数 f が2個存在してしまう場合があり、電流 ($I_b + I_m$) の帰還ができないという課題があった。そしてこれら課題は、ランプ内の放電電流についても同じであった。

10

【 0 0 1 4 】

さらにまた、低調光度において、調光器20から見た回路側の負荷が軽くなった時、調光器20が誤動作し、ちらつく場合があった。図27(b)は調光器20がこのような誤動作をした場合のAC電圧を示したものであり、(a)は比較のため、調光器20が正常動作をした場合のAC電圧を表わしたものである。

【 0 0 1 5 】

本発明は上記のような課題を解決するためになされたもので、小型で力率を改善しつつ調光制御を可能とする放電灯点灯装置を提供することを目的とする。

【 0 0 1 6 】

【課題を解決するための手段】

20

本発明に係る放電灯点灯装置は、AC電源を倍電圧整流する電源回路と、AC電源の出力から位相角を検出する位相角検出回路と、第1、第2のスイッチング素子を回生ダイオードを内蔵した電界効果型トランジスタで構成し、第1のスイッチング素子を電源回路の出力点に、第2のスイッチング素子をグランドに接続したハーフブリッジ構成とし、電源回路の直流出力をドライバからの駆動周波数によって高周波に変換するスイッチング回路と、ドライバの駆動周波数を制御する制御回路と、スイッチング回路の高周波出力が印加される放電灯と、放電灯に流れる電流を制限するチョーク回路と、放電灯に流れる電流を検出するランプ電流検出回路とを備え、チョーク回路に発生する電圧を電源回路に帰還するとともに、制御回路がランプ電流検出回路及び位相角検出回路の出力をもとにドライバを制御し、

30

電源回路は、直列接続した第1及び第2のコンデンサ並びに直列に順極性接続した第1、第2、第3及び第4のダイオードからなり、第1のコンデンサの負極と第2のコンデンサの正極を接続し、第1のダイオードのカソードと第1のコンデンサの正極との接続点を電源回路の出力点とし、第4のダイオードのアノードと第2のコンデンサの負極との接続点をグランドとする構成とし、AC電源の一端を、第2のコンデンサの正極に接続し、他端を第3のダイオードのカソードに接続し、スイッチング回路の出力点に、放電灯とチョーク回路の直列回路を接続し、チョーク回路に発生する電圧を第1と第2のダイオードの接続点及び第3と第4のダイオードの接続点にそれぞれインピーダンス素子を介して帰還するように構成し、

第1と第2のダイオードの接続点及び第3と第4のダイオードの接続点に接続されるインピーダンス素子がそれぞれ第3及び第4のコンデンサであり、チョーク回路が中間タップを設けたチョークコイルであって、第3と第4のコンデンサの接続点と中間タップとを、直接もしくはインダクタを介して接続し、

40

ドライバの駆動周波数の変動範囲が、第3のコンデンサまたは第4のコンデンサに流れる第1の電流と、中間タップと第2のコンデンサの正極との間を流れる第2の電流の加算値が周波数に対して極小となる点を、含み、

第1の電流が第2の電流より支配的な第1の期間と、第2の電流が第1の電流より支配的な第2の期間において、第1の期間と第2の期間で異なる駆動制御を行うように構成したものである。

【 0 0 2 1 】

50

また、AC電源を倍電圧整流する電源回路と、AC電源の出力から位相角を検出する位相角検出回路と、第1、第2のスイッチング素子を回生ダイオードを内蔵した電界効果型トランジスタで構成し、第1のスイッチング素子を電源回路の出力点に、第2のスイッチング素子をグランドに接続したハーフブリッジ構成とし、電源回路の直流出力をドライバからの駆動周波数によって高周波に変換するスイッチング回路と、ドライバの駆動周波数を制御する制御回路と、スイッチング回路の高周波出力が印加される放電灯と、放電灯に流れる電流を制限するチョーク回路と、放電灯に流れる電流を検出するランプ電流検出回路とを備え、チョーク回路に発生する電圧を電源回路に帰還するとともに、制御回路がランプ電流検出回路及び位相角検出回路の出力をもとにドライバを制御し、

電源回路は、直列接続した第1及び第2のコンデンサ並びに直列に順極性接続した第1、第2、第3及び第4のダイオードからなり、第1のコンデンサの負極と第2のコンデンサの正極を接続し、第1のダイオードのカソードと第1のコンデンサの正極との接続点を電源回路の出力点とし、第4のダイオードのアノードと第2のコンデンサの負極との接続点をグランドとする構成とし、AC電源の一端を、第2のコンデンサの正極に接続し、他端を第3のダイオードのカソードに接続し、スイッチング回路の出力点に、放電灯とチョーク回路の直列回路を接続し、チョーク回路に発生する電圧を第1と第2のダイオードの接続点及び第3と第4のダイオードの接続点にそれぞれインピーダンス素子を介して帰還するように構成し、

第1と第2のダイオードの接続点及び第3と第4のダイオードの接続点に接続されるインピーダンス素子がそれぞれ第3及び第4のコンデンサであり、チョーク回路が中間タップを設けたチョークコイルであって、第3と第4のコンデンサの接続点と中間タップとを、直接もしくはインダクタを介して接続し、

ドライバの駆動周波数の変動範囲が、第3のコンデンサまたは第4のコンデンサに流れる第1の電流が周波数に対して単調減少する範囲を、含み、

第1の電流が第2の電流より支配的な第1の期間と、第2の電流が第1の電流より支配的な第2の期間において、第1の期間と第2の期間で異なる駆動制御を行うように構成したものである。

【0022】

また、AC電源を倍電圧整流する電源回路と、AC電源の出力から位相角を検出する位相角検出回路と、第1、第2のスイッチング素子を回生ダイオードを内蔵した電界効果型トランジスタで構成し、第1のスイッチング素子を電源回路の出力点に、第2のスイッチング素子をグランドに接続したハーフブリッジ構成とし、電源回路の直流出力をドライバからの駆動周波数によって高周波に変換するスイッチング回路と、ドライバの駆動周波数を制御する制御回路と、スイッチング回路の高周波出力が印加される放電灯と、放電灯に流れる電流を制限するチョーク回路と、放電灯に流れる電流を検出するランプ電流検出回路とを備え、チョーク回路に発生する電圧を電源回路に帰還するとともに、制御回路がランプ電流検出回路及び位相角検出回路の出力をもとにドライバを制御し、

電源回路は、直列接続した第1及び第2のコンデンサ並びに直列に順極性接続した第1、第2、第3及び第4のダイオードからなり、第1のコンデンサの負極と第2のコンデンサの正極を接続し、第1のダイオードのカソードと第1のコンデンサの正極との接続点を電源回路の出力点とし、第4のダイオードのアノードと第2のコンデンサの負極との接続点をグランドとする構成とし、AC電源の一端を、第2のコンデンサの正極に接続し、他端を第3のダイオードのカソードに接続し、スイッチング回路の出力点に、放電灯とチョーク回路の直列回路を接続し、チョーク回路に発生する電圧を第1と第2のダイオードの接続点及び第3と第4のダイオードの接続点にそれぞれインピーダンス素子を介して帰還するように構成し、

第1と第2のダイオードの接続点及び第3と第4のダイオードの接続点に接続されるインピーダンス素子がそれぞれ第3及び第4のコンデンサであり、チョーク回路が中間タップを設けたチョークコイルであって、第3と第4のコンデンサの接続点と中間タップとを、直接もしくはインダクタを介して接続し、

10

20

30

40

50

ドライバの駆動周波数の変動範囲が、中間タップと第2のコンデンサの正極との間を流れる第2の電流の中で放電灯の放電電流として流れる第3の電流が周波数に対して極小となる点を、含み、

第1の電流が第2の電流より支配的な第1の期間と、第2の電流が第1の電流より支配的な第2の期間において、第1の期間と第2の期間で異なる駆動制御を行うように構成したものである。

【0024】

また、第1の期間においてランプ電流検出回路の出力をもとに、ドライブの駆動周波数を帰還制御し、第2の期間は固定の周波数で駆動するように構成したものである。

【0025】

また、少なくとも2つ以上の調光範囲で、帰還値を決定するための設定が異なるように構成したものである。

【0026】

また、第1の調光範囲において、第1の期間と第2の期間とも帰還値を決定するための設定を同一とし、第2の調光範囲において、第1の期間と第2の期間で帰還値を決定するための設定が異なるように構成したものである。

【0027】

また、調光制御回路において、少なくとも2つ以上の帰還値を決定するための設定を有し、AC電源による電圧変化と同期して帰還値を変化させるように構成したものである。

【0028】

また、帰還値をAC電源の半分の周期で変化させるように構成したものである。

【0029】

また、帰還値を、AC電源に接続された位相制御式調光器内のサイリスタのON期間とOFF期間との間で変化させるように構成したものである。

【0030】

また、帰還対象が、駆動周波数の範囲であるように構成したものである。

【0031】

また、帰還対象が、駆動周波数の上限であるように構成したものである。

【0032】

また、第1の期間の帰還対象である駆動周波数の上限が、第2の期間の帰還対象である駆動周波数の上限よりも高くなるように構成したものである。

【0033】

また、第2の期間の帰還対象である駆動周波数の上限が、第3の電流の極小点を与える周波数よりも低い周波数であるように構成したものである。

【0034】

また、帰還値を決定するための設定の変化を連続的であるように構成したものである。

【0035】

また、位相角検出回路が第1、第2の比較器を有し、第2、第3のダイオードの接続点における分圧値を検出値とし、第1、第2のコンデンサの接続点における第1、第2の分圧値をそれぞれ第1、第2のしきい値とし、第1のしきい値の平均値が検出値の平均値よりも高く、第2のしきい値の平均値が検出値の平均値よりも低くなるように設定し、第1の比較器では、検出値が第1のしきい値を上回ったときにハイ出力となるように、第2の比較器では、検出値が第2のしきい値を下回ったときにハイ出力となるように設定し、第1及び第2の比較器の出力を位相角検出回路の出力とするように構成したものである。

【0037】

【発明の実施の形態】

実施の形態1.

図1は本発明の実施の形態1に係る概略回路図を示したものである。

図において、1~13及び18~20は図24で示したものと同一であるので説明を省略する。15は中間タップ16を有するチョークコイル、17はインダクタ、21は位相角

10

20

30

40

50

検出回路、22はランプ電流検出回路、23は制御回路、24はシャットダウン回路である。

また、AC入力ラインのうち、ダイオード4に接続される側の電圧を V_{ac} 、平滑コンデンサ8に接続される側の電圧を V_{dc} と称する。

【0038】

動作の概要について説明する。

位相角検出回路21によって調光器20の位相を検出し、検出された位相角をもとに制御回路23は調光目標値を設定する。そして、ランプ電流検出回路22によってランプ電流を検出し、これを帰還してドライバ9の発振周波数を制御する。また、位相角検出回路21の出力はシャットダウン回路24に入力され、所定の位相角以上ではドライバ9を停止させて消灯する。

10

【0039】

図2は位相角検出回路21、ランプ電流検出回路22、制御回路23などの回路構成を示した詳細回路図である。

従来例もしくは図1と同一もしくは相当部分には同じ符号を付し説明を省略し、異なる点につき説明する。

図において140はランプ13のフィラメントに流れる電流を減らし消費電力を低減するために接続された補助共振コンデンサであり、必要に応じて省略しても良い。CTはランプ電流を検出するカレントトランスであり、電流($I_b + I_m$)から共振コンデンサ14及び補助共振コンデンサ140を流れる電流を差し引いた電流量を検出するものである。

20

【0040】

また、図3はドライバ9の説明図である。

ドライバ9は、端子91、92、93及び94を備えたICであり、91は電源端子、92、93はゲート信号発生端子、94は発振周波数決定端子である。端子94は内部に基準電圧95と電流/周波数変換回路96を持ち、基準電圧95から外部に接続された抵抗等に流れる電流に比例した周波数出力で発振する。これによってドライバ9は、端子94に接続された抵抗の抵抗値に比例した発振周波数でゲート信号発生端子92、93を交互にON/OFFする。

以下、図2、3をもとに位相角検出回路21、ランプ電流検出回路22、制御回路23、ドライバ9、シャットダウン回路24の構成と働きについて説明する。

30

【0041】

位相角検出回路21では、抵抗R1、R2によって V_{ac} を抵抗分割し、コンデンサC1、抵抗R3、ダイオードD1、D2、抵抗R4によって微分回路を構成し、AC周期(50/60Hz)毎のAC電圧入力を検出する。このAC電圧入力は抵抗R5とコンデンサC2によって構成された積分回路により直流信号に変換され、制御回路23へ入力される。ここで、この直流信号は、位相がONされた時間幅(以下、「位相ON幅」とする)に対応したものであり、位相角の増加に伴って減少する。

【0042】

ランプ電流検出回路22では、カレントトランスCTによって検出されたランプ電流を、ダイオードブリッジDB1によって全波整流し、その電流を抵抗R6に流すことによって電圧出力としてランプ電流を検出する。検出されたランプ電流を抵抗R7、R8及びコンデンサC3によって構成されるフィルタを介して制御回路23へ入力される。

40

【0043】

制御回路23では、位相角検出回路21からの信号をオペアンプAMP1によって増幅し、エラーアンプを構成するエラーアンプAMP2の正入力とする。また、ランプ電流検出回路22からの信号をエラーアンプAMP2の負入力とする。

【0044】

ドライバ9は、起動抵抗25によって入力された電圧により起動され、起動後はスナバコンデンサ26から電力の供給を受ける。

ドライバ9の発振周波数決定端子94には抵抗R9、ダイオードD3が接続され、抵抗R

50

9には常にドライバ内部の基準電圧95から電流が流れるので、ダイオードD3のカソード側の状態にかかわらず、抵抗R9によって発振周波数の最小値が決定される。ダイオードD3のカソード側には抵抗R10、R11が接続され、抵抗R10はエラーアンプAMP2の出力に接続されランプ電流の帰還に寄与する。抵抗R11はトランジスタTr1によってスイッチングされ、トランジスタTr1はランプ電流出力点Aの出力を抵抗R12、R13、定電圧ダイオードZD1を介してベース入力とし、高周波的にスイッチングされる。高周波的にスイッチングされたトランジスタTr1は、ON状態とほぼ等価である。

なお、コンデンサC4はトランジスタTr1のスイッチング動作安定のために接続されているもので、必要に応じて省略しても良い。

【0045】

シャットダウン回路24では、位相角検出回路21の出力を、定電圧ダイオードZD2を介してトランジスタTr2のベースへ入力する。また、トランジスタTr2のコレクタはトランジスタTr3のベースに接続され、トランジスタTr3のコレクタは、抵抗R14を介してドライバ9の電源端子91に接続される。

位相角が小さいとき（位相ON幅が大きいとき）は位相角検出回路21の出力により、トランジスタTr2がON状態となり、トランジスタTr3はOFF状態となる。また、位相ON幅が所定の値を下回ると、トランジスタTr2がOFFし、トランジスタTr3がONすることにより、抵抗25より比較的抵抗値の小さい抵抗R14によりドライバ9の電圧を下げ、発振を停止させる。

なお、トランジスタTr2がOFFして発振停止した後も、AC電源1がOFFされない限り平滑コンデンサ8は充電され続け、Vdcはある程度の電位を持つのでトランジスタTr3はONを維持し、発振停止が維持されることになる。

【0046】

次に、調光制御について説明する。

図4(a)、(b)、(c)、(d)、(e)はそれぞれ位相ON幅が75%程度に制御された入力電圧と、これに対応する電流Im、電流Ib1、電流Ib2、ランプ電流の波形を同じ時間軸で表したものである。

ランプ電流を帰還しているため、電流Ib1または電流Ib2が支配的な期間と、電流Imが支配的な期間とがはっきりと分かれる。同図(e)に示すように、電流Ib1または電流Ib2が支配的な期間を期間b、電流Imが支配的な期間を期間mとする。また、ランプに流れる電流Ib、電流Imの成分をそれぞれ電流ILb、電流ILmとする。ここで、電流Ibと電流ILbの差分または電流Imと電流ILmの差分は、共振コンデンサ14及び補助共振コンデンサ140に流れる電流に相当する。

【0047】

図5(a)、(b)、(c)はそれぞれ電流Imと電流Ib、電流ILbと電流ILm、電流(Im+Ib)と電流(ILb+ILm)の周波数特性を示したものである。図に示すように電流Ibの極大点を与える周波数より僅かに高く、電流Ibの単調減少が始まる周波数をf1、電流Imの極小点を与える周波数より僅かに低く、電流Imの単調増加が終わる周波数をf2とする。

【0048】

図6は周波数範囲f1~f2における電流ILb、ILmの拡大図である。図をもとに周波数fb1、fb2、fmの定義について説明する。

まず周波数f1における電流Imの電流値をIf1mとし、電流Ib上で電流値がIf1mとなる時の周波数をfb1とする。また電流ILmの単調減少が終わる極小点の手前の周波数をfmとし、この周波数における電流ILmの電流値をIfmmとする。さらに電流ILb上で電流値がIfmmとなる時の周波数をfb2とする。

【0049】

以上の定義のもと、周波数範囲f1~f2における調光制御について説明する。

図7は調光度と期間b、mにおける駆動周波数との関係を示した説明図である。図に示す

10

20

30

40

50

ように調光範囲を調光度の明中暗にあわせて、それぞれ調光範囲 1、2、3 の 3 つの範囲に分ける。

【0050】

また、駆動周波数はトランジスタ T_{r1} の動作 (ON/OFF) によって変わるため、トランジスタ T_{r1} の動作をもとに、各調光範囲における期間 b 、 m の運転状態について説明する。

調光範囲 1 または 2 では、トランジスタ T_{r1} は常に ON であり、期間 b 、 m でも ON であるため、帰還されるランプ電流の周波数の上限は期間 b 、 m とも周波数 f_2 となる。

図 8 (h) はこの様子を示したものであり、調光範囲 1 または 2 において点灯周波数の上限値は、期間 b 、 m とも周波数 f_2 である。同図 (a)、(b)、(c)、(d)、(e)、(f)、(g) はそれぞれ同じ時間軸で、位相制御された入力電圧と、これに対応する電流 I_m 、電流 I_{b1} 、電流 I_{b2} 、ランプ電流と、トランジスタ T_{r1} のベース電圧、コレクタ電圧を示したものである。

10

【0051】

また、調光範囲 3 では、トランジスタ T_{r1} は期間 b で ON、期間 m で OFF であるため、期間 b における周波数の上限は周波数 f_2 、期間 m における周波数の上限は周波数 f_m となる。

図 9 の (h) はこの様子を示したものであり、調光範囲 3 において点灯周波数の上限値は、期間 b で周波数 f_2 、期間 m で周波数 f_m である。同図 (a)、(b)、(c)、(d)、(e)、(f)、(g) はそれぞれ同じ時間軸で、位相制御された入力電圧と、これ

20

【0052】

また、ここでは周波数の上限値について説明したが、周波数が実際に変動する範囲は、図 7 に示すように、調光範囲 1 では期間 b で周波数 $f_1 \sim f_{b1}$ 、期間 m で周波数 f_1 であり、調光範囲 2 では期間 b で周波数 $f_{b1} \sim f_{b2}$ 、期間 m で周波数 $f_1 \sim f_m$ であり、調光範囲 3 では期間 b で周波数 $f_{b2} \sim f_2$ 、期間 m で周波数 f_m である。

【0053】

なお、調光範囲 3 の調光が最も深い場合、期間 b では周波数 f_2 、期間 m では周波数 f_m でドライブされ、期間 b の電流 I_{Lb} は一定のピークを保つことになるため、トランジスタ T_{r1} は OFF になることはない。

30

また、このように期間 b 、 m とも上限周波数でのドライブとなった場合、電流 I_{Lb} のピーク波形は、位相制御された AC 電圧波形にほぼ比例した波形となり、その幅とピークが減少することになるが、位相角検出回路 21 とシャットダウン回路 24 により、所定の位相角以上ではトランジスタ T_{r1} が ON されて、ドライブが停止するように、予め抵抗 R_{12} 、 R_{13} と定電圧ダイオード ZD_1 が設定されている。

【0054】

さらに調光が深くなり調光器 20 から見た回路側の負荷が軽くなり、調光器 20 が正常に動作しない場合でもシャットダウン回路 24 は位相幅が狭くなったのを検知し、ドライバ 9 をシャットダウンする。

40

図 10、11 は、それぞれ回路側の負荷が軽い状態で調光器 20 が正常動作した場合と異常動作した場合の位相幅を比較したものである。図において (a)、(b)、(c) は、それぞれ AC 入力電圧と D2 カソード電圧とオペアンプ AMP1 の正入力電圧 (位相 ON 幅) を示したものである。図 10 (c) と 11 (c) の比較より異常動作により位相幅が狭くなっている状態が検知されていることが分かる。

【0055】

以上のように調光制御において使用する周波数帯を電流 I_b の周波数に対する電流の山と電流 I_m の周波数に対する電流の山との間から選択し、さらに電流 I_b が支配的な期間と電流 I_m が支配的な期間とで使用する周波数帯を調光度に応じて分ける構成としたので、電流 I_b による力率改善効果を発揮しつつ、なだらかな調光が可能となる。

50

【 0 0 5 6 】

また、トランジスタ $T r 1$ のスイッチングを高周波的なものとしたので、ONの期間とOFFの期間との境目がはっきり出ない構成とすることができる。従って、上記のように調光度に応じて制御系を切り替えても調光度の境目で光出力に段差が出ない構成となる。さらにまた、低調光度で調光器 20 が誤動作しても確実にドライバ 9 の発振を停止し、消灯することができる。

【 0 0 5 7 】

なお図 12 はチョークコイル 15 とインダクタ 17 の等価回路を示したものである。図において (a) はチョークコイル 15 とインダクタ 17 の要部を抜き出したもので、中間タップ 16 から見てチョークコイル 15 は巻方向が逆であるため、等価回路は (b) に示すように相互インダクタンス - M ($0 < M$) が分離した形となる。この結果、インダクタ 17 のインダクタンス $L 3$ と相互インダクタンス - M を合成すると、(c) に示すような 2 つのチョークコイルの接続点に ($L 3 - M$) というインダクタンスを持ったインダクタが接続されている回路と等価になる。

10

【 0 0 5 8 】

このように 1 つのチョークコイル 15 と 1 つのインダクタ 17 で主回路を構成するようにしたので、大型のコイルはチョークコイル 15 だけで済み、回路が小さく済むとともに、チョークコイル 15 に中間タップ 16 を設けて径路 $L b$ 、 $L m$ を磁気結合させる構成としたので、その相互インダクタ成分 - M ($0 < M$) とインダクタ 17 のインダクタンス $L 3$ との合成により設計の自由度を広げることが可能となる。

20

【 0 0 5 9 】

実施の形態 2 .

実施の形態 1 では、位相角検出回路 21 に微分回路を用い、期間 b と期間 m の周波数範囲の切り替えを電流検出回路 22 の出力によって行うようにしたが、本実施の形態では位相角検出回路 21 において 2 つの比較器 (以下、「コンパレータ」とする) を用いて位相幅を検出し、この出力に基づいて期間 b と期間 m における周波数範囲を切り替えるようにした。

【 0 0 6 0 】

概略回路図は図 1 と同じである。実施の形態 1 と比べると、位相角検出回路 21 と制御回路 23 の回路構成が異なっている。図 13 をもとに位相角検出回路 21 と制御回路 22 の構成と働きについて説明する。

30

【 0 0 6 1 】

制御回路 21 において、 $V d c$ を抵抗 $R 15$ 、 $R 16$ 及び $R 17$ により分割し、抵抗 $R 15$ 、 $R 16$ 間の分圧値をしきい値 1 としてコンパレータ $C M P 1$ の負入力とし、抵抗 $R 16$ 、 $R 17$ の分圧値をしきい値 2 としてコンパレータ $C M P 2$ の正入力とする。

また、 $V a c$ を抵抗 $R 18$ 、 $R 19$ により分圧し、検出値として、コンパレータ $C M P 1$ の正入力及びコンパレータ $C M P 2$ の負入力とする。

このようにして、検出値の平均値をしきい値 1 と 2 で挟み込み、検出値がコンパレータ $C M P 1$ のしきい値を上回ったときにハイ出力、またコンパレータ $C M P 2$ のしきい値を下回ったときにハイ出力を得る。この結果、位相 ON 幅は AC 周期の半分 ($100 / 120$ Hz) 毎に検出され、矩形波に変換される。

40

そして 2 つのコンパレータにより矩形波に変換された位相 ON 幅は、ダイオード $D 4$ と $D 5$ により加算的に出力され、抵抗 $R 5$ とコンデンサ $C 2$ からなる積分回路により直流化されて制御回路 23 のオペアンプ $A M P 1$ の入力とされる。

【 0 0 6 2 】

ここで図 14、15、16 は、それぞれ位相 ON 幅が 75% 程度の場合、50% 程度の場合と、低調光かつ軽負荷時に調光器が誤動作した場合におけるオペアンプ $A M P 1$ への入力電圧の比較を示したものである。

図において (a)、(b)、(c) は、それぞれ同じ時間軸でコンパレータ $C M P 1$ 、2 のしきい値とダイオード $D 4$ 、 $D 5$ のカソード電圧とオペアンプ $A M P 1$ への入力電圧の

50

波形を示したものである。

これら図の比較よりオペアンプAMP1への入力電圧は位相ON幅75%、50%、低調光かつ軽負荷時に調光器が誤動作した場合の順に小さくなっている。

【0063】

またダイオードD6、D7によって加算的に出力された電圧は、制御回路23のトランジスタTr1のベース信号となる。これにより、位相ONの期間のみTr1はONし、抵抗R11は有効になる。この結果、期間bではトランジスタTr1はONし、期間mではOFFすることになり、点灯周波数の上限値は期間bで f_2 、期間mで f_m となる。

図17(f)はこの様子を示したものであり、同図(a)、(b)、(c)、(d)、(e)はそれぞれ同じ時間軸で、位相制御された入力電圧と、これに対応する電流 I_m 、電流 I_{b1} 、電流 I_{b2} 、ランプ電流と、点灯周波数の上限値を示したものである。

10

【0064】

なお、ここでは周波数の上限値について説明したが、周波数が実際に変動する範囲は、期間bでは周波数 $f_1 \sim f_2$ であり、期間mでは周波数 $f_1 \sim f_m$ である。また、電流 I_m と電流 I_b 、電流 I_{Lb} と電流 I_{Lm} 、電流($I_m + I_b$)と電流($I_{Lb} + I_{Lm}$)の周波数特性は、実施の形態1で示した図5、6と同じであるため省略する。

【0065】

以上のように、2つのコンパレータにより位相幅を検出するようにしたので、AC周期の半分(100/120Hz)毎に確実に位相幅を検出することができる。

また、期間bと期間mとでランプ電流を帰還する上限周波数を切り替えるようにしたので、期間bの力率改善効果を活かしつつ、期間mの制御を容易なものにすることができる。さらに、実施の形態1と同様に、低調光度で調光器20が誤動作しても確実にドライバ9の発振を停止し、消灯することができる。

20

【0066】

実施の形態3.

これまでの実施の形態では、ランプ電流を帰還する上限周波数を期間bと期間mで切り替えるようにしたが、本実施の形態では、期間bの周波数の範囲を $f_1 \sim f_2$ とし、期間mの周波数を f_m に固定している。

【0067】

概略回路図は図1と同じであり、実施の形態2と比べると制御回路23の内部構成のみが異なっており、この点につき図18の詳細回路図をもとに説明する。

30

図において制御回路23は、ダイオードD6、D7の出力をトランジスタTr4のベース信号とし、トランジスタTr4の出力をトランジスタTr5、Tr1のベース信号とする。トランジスタTr5がONの時、エラーアンプAMP2の正入力端子が0となり、エラーアンプAMP2の出力は0となる。

【0068】

また、トランジスタTr1がONすることにより、抵抗R11が有効となる。トランジスタTr5、Tr1がONした場合、抵抗R9、R10及びR11によって決まる固定の周波数でのドライブとなる。これにより、期間bではトランジスタTr5、Tr1をOFFとしてランプ電流の帰還を有効とし、期間mではランプ電流の帰還を無効とし、抵抗R9、R10、R11で決まる固定の周波数でドライブする構成になっている。

40

【0069】

図19(f)は期間b、mに対するランプ電流の帰還の有効/無効を示したものであり、同図(a)、(b)、(c)、(d)、(e)は、それぞれ同じ時間軸で、位相制御された入力電圧と、これに対応する電流 I_m 、電流 I_{b1} 、電流 I_{b2} 、ランプ電流を示したものである。

【0070】

上記の動作より、期間bでは周波数 $f_1 \sim f_2$ を変動範囲とし、期間mでは周波数を f_m で固定する。また、電流 I_m と電流 I_b 、電流 I_{Lb} と電流 I_{Lm} 、電流($I_m + I_b$)と電流($I_{Lb} + I_{Lm}$)の周波数特性は、実施の形態1で示した図5、6と同じである

50

ため省略する。

【0071】

以上のように、期間bではランプ電流を帰還し、期間mでは固定の周波数でドライブする構成としたので、簡単な構成で期間bの力率改善効果を活かし、かつ、期間mの制御を簡単なものとすることができる。

【0072】

なお、実施の形態1から3では、帰還値を決定するための設定の切り換えを周波数範囲の切り換えとしたが、これに限るものではない。例えば帰還のゲインなどを期間mと期間bとで切り換えても同様な効果を得ることができる。

【0073】

実施の形態4 .

図20は電球形蛍光灯装置に、本発明に係る放電灯点灯装置を組み込んだ状態を示した概略正面図である。従来例もしくは実施の形態1～3の回路構成と一致している点については説明を省略し、異なる点について説明する。

図において27は口金、28はカバー、29はグローブ、30は実施の形態1～3に説明したいずれかに対応する放電灯点灯装置を実装した回路基板である。

ランプ13は屈曲型蛍光ランプとし、ランプ13、口金27、カバー28、グローブ29及び回路基板30を一体化し、電球形蛍光灯装置を構成する。

回路基板30は、少ない部品点数で構成できるので、図に示すように電球形蛍光ランプに組み込むこと可能で、また、位相制御式調光器に対応した電球形蛍光灯装置とすることができる。

【0074】

【発明の効果】

本発明は以上のように構成されているので以下に示すような効果を奏する。

【0075】

以上のように、請求項1記載の発明によれば、ドライバの駆動周波数を適切に選び、第1の電流が第2の電流より支配的な第1の期間と、第2の電流が第1の電流より支配的な第2の期間において、第1の期間と第2の期間で異なる駆動制御を行う構成としたので、ドライバの駆動周波数を適切に選ぶことにより、中間タップから分流する径路の電流を十分に取ることができ、力率を大幅に改善して力率改善効果を最大限に発揮しつつ、確実に調光制御を行うことができる。

【0080】

請求項2記載の発明によれば、請求項1記載の放電灯点灯装置において、ドライバの駆動周波数を適切に選ぶことにより、中間タップから分流する径路の電流を十分に取ることができ、力率を大幅に改善することができるとともに、周波数帯の選択を容易にすることができる。

【0081】

請求項3記載の発明によれば、請求項1記載の放電灯点灯装置において、ドライバの駆動周波数の変動範囲を、第2の電流の中でランプの放電電流として流れる第3の電流が周波数に対し、極小となる点を含むようにしたので、力率を大幅に改善することができるとともに、周波数帯の選択を容易にすることができる。

【0083】

請求項4記載の発明によれば、請求項1乃至3のいずれかに記載の放電灯点灯装置において、ランプに流れる電流を検出し、調光制御回路において駆動周波数に帰還をかけ、第2の期間は固定の周波数で駆動する構成としたので、力率改善効果を発揮しつつ、簡単な構成で調光制御を行うことができる。

【0084】

請求項5記載の発明によれば、請求項4記載の放電灯点灯装置において、ランプに流れる電流を検出し、調光制御回路において駆動周波数に帰還をかけ、第2の期間は固定の周波数で駆動する構成としたので、力率改善効果を発揮しつつ、簡単な構成で調光制御を行

10

20

30

40

50

うことができる。

【0085】

請求項6記載の発明によれば、請求項4記載の放電灯点灯装置において、少なくとも2つ以上の調光範囲で、帰還値を決定するための設定が異なるようにした、各調光度に応じて、力率改善効果を最大限に発揮することができる。

【0086】

請求項7記載の発明によれば、請求項4記載の放電灯点灯装置において、第1の調光範囲においては、第1の期間と第2の期間とも帰還値を決定するための設定を同一とし、第2の調光範囲においては、第1の期間と第2の期間とで帰還値を決定するための設定が異なるようにしたので、力率改善効果を最大限に発揮しつつ、確実に調光制御を行うことができる。

10

【0087】

請求項8記載の発明によれば、請求項4記載の放電灯点灯装置において、調光制御回路において、少なくとも2つ以上の帰還値を決定するための設定を有し、AC電源電圧の変化と同期して帰還値を決定するための設定を変化させる構成としたので、簡単な構成で確実な調光制御を行うことができる。

【0088】

請求項9記載の発明によれば、請求項7または8記載の放電灯点灯装置において、帰還値を決定するための設定をAC電源の半分の周期で変化させる構成としたので、ランプ電流リップルを正負対称なものにして簡単な構成で確実な調光制御を行うことができる。

20

【0089】

請求項10記載の発明によれば、請求項8または9記載の放電灯点灯装置において、帰還値を決定するための設定をAC電源に接続された位相制御式調光器内のサイリスタのON期間とOFF期間とで変化させる構成としたので、位相角検出を簡単な回路で検出でき、確実な調光制御を行うことができる。

【0090】

請求項11記載の発明によれば、請求項5乃至10のいずれかに記載の放電灯点灯装置において、帰還対象を帰還する周波数の範囲としたので簡単な構成で確実に調光制御を行うことができる。

【0091】

請求項12記載の発明によれば、請求項5乃至10のいずれかに記載の放電灯点灯装置において、帰還対象を帰還する周波数の上限としたので、より簡単な構成で確実に調光制御を行うことができる。

30

【0092】

請求項13記載の発明によれば、請求項12記載の放電灯点灯装置において、第1の期間の帰還係数における周波数上限が、第2の期間の帰還係数における周波数上限よりも高くなるようにしたので、確実な調光制御を行うことができる。

【0093】

請求項14記載の発明によれば、請求項13記載の放電灯点灯装置において、第2の期間の帰還対象である駆動周波数の上限が、第3の電流の極小点を与える周波数よりも低い周波数となるようにしたので、力率改善効果を最大限に発揮しつつ、確実な調光制御を行うことができる。

40

【0094】

請求項15記載の発明によれば、請求項5乃至14のいずれかに記載の放電灯点灯装置において、帰還値を決定するための設定の変化を連続的にしたので、ランプがちらつきのない安定な点灯を維持することができる。

【0095】

請求項16記載の発明によれば、請求項5乃至15のいずれかに記載の放電灯点灯装置において、位相角検出回路が第1、第2の比較器を有し、第2、第3のダイオードの接続点の分圧値を検出値とし、第1、第2のコンデンサの接続点の第1、第2の分圧値をそれ

50

ぞれ第 1、第 2 のしきい値とし、第 1 のしきい値の平均値が検出値の平均値よりも高く、第 2 のしきい値の平均値が検出値の平均値よりも低くなるように設定し、第 1 の比較器では、検出値が第 1 のしきい値を上回ったときにハイ出力となるように、第 2 の比較器では、検出値が第 2 のしきい値を下回ったときにハイ出力となるように設定し、第 1、第 2 の比較器の出力を位相角検出回路の出力とする構成としたので、ランプの点灯状態等の負荷変動に対しても確実に位相角を検出できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の実施の形態 1 に係る放電灯点灯装置の概略回路を示した概略回路図である。

【図 2】本発明の実施の形態 1 に係る放電灯点灯装置の詳細回路を示した詳細回路図である。 10

【図 3】本発明の実施の形態 1 に係る放電灯点灯装置のドライバ 9 の働きを説明する説明図である。

【図 4】本発明の実施の形態 1 に係る放電灯点灯装置の位相制御された入力電圧やランプ電流等の関係を示した波形図である。

【図 5】本発明の実施の形態 1 に係る放電灯点灯装置の周波数とランプ電流等との関係を示した説明図である。

【図 6】本発明の実施の形態 1 に係る放電灯点灯装置の周波数範囲 $f_1 \sim f_2$ における周波数とランプ電流との関係を示した説明図である。

【図 7】本発明の実施の形態 1 に係る放電灯点灯装置の調光範囲 1、2、3 における位相 ON 幅と周波数の関係を示した説明図である。 20

【図 8】本発明の実施の形態 1 に係る放電灯点灯装置の調光範囲 1 または 2 における各電圧と各電流の関係を示した波形図である。

【図 9】本発明の実施の形態 1 に係る放電灯点灯装置の調光範囲 3 における各電圧と各電流の関係を示した波形図である。

【図 10】本発明の実施の形態 1 に係る放電灯点灯装置に関し低調光かつ軽負荷時に調光器が正常動作した場合の各電圧と各電流の関係を示した波形図である。

【図 11】本発明の実施の形態 1 に係る放電灯点灯装置に関し低調光かつ軽負荷時に調光器が異常動作した場合の各電圧と各電流の関係を示した波形図である。

【図 12】本発明の実施の形態 1 に係る放電灯点灯装置のチョークコイル 15 とインダクタ 17 の等価回路を示したものである。 30

【図 13】本発明の実施の形態 2 に係る放電灯点灯装置の詳細回路を示した詳細回路図である。

【図 14】本発明の実施の形態 2 に係る放電灯点灯装置が位相 ON 幅 75% の入力電圧で駆動された場合の各電圧と各電流の関係を示した波形図である。

【図 15】本発明の実施の形態 2 に係る放電灯点灯装置が位相 ON 幅 50% の入力電圧で駆動された場合の各電圧と各電流の関係を示した波形図である。

【図 16】本発明の実施の形態 2 に係る放電灯点灯装置が低調光かつ軽負荷の入力電圧で駆動され異常動作をした場合の各電圧と各電流の関係を示した波形図である。

【図 17】本発明の実施の形態 2 に係る放電灯点灯装置の位相制御された入力電圧、ランプ電流等の関係を示した波形図である。 40

【図 18】本発明の実施の形態 3 に係る放電灯点灯装置の位相角検出回路と制御回路の詳細回路を示した詳細回路図である。

【図 19】本発明の実施の形態 3 に係る放電灯点灯装置の位相制御された入力電圧、ランプ電流等の関係を示した波形図である。

【図 20】本発明の実施の形態 4 に係る電球型蛍光灯の概略正面を示した概略正面図である。

【図 21】第 1 の従来の放電灯点灯装置に係る回路図である。

【図 22】第 1 の従来の放電灯点灯装置に入力された AC 電圧と入力電流の関係を説明する波形図である。 50

【図 2 3】第 1 の従来の放電灯点灯装置に位相制御されて入力された A C 電圧と入力電流の関係を説明する波形図である。

【図 2 4】第 2 の従来の放電灯点灯装置に係る回路図である。

【図 2 5】第 2 の従来の放電灯点灯装置に係る各電流の周波数特性を説明する説明図である。

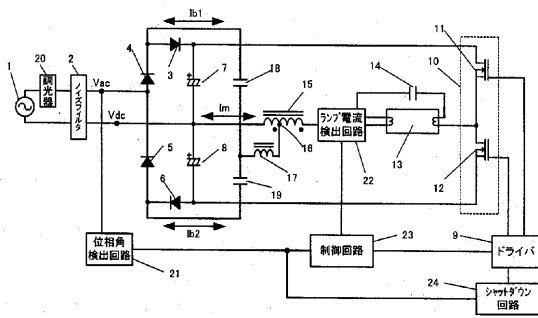
【図 2 6】第 2 の従来の放電灯点灯装置に係る各電圧と各電流の関係を示した波形図である。

【図 2 7】第 2 の従来の放電灯点灯装置が低調光かつ軽負荷時に調光器が異常動作した場合の各電圧と各電流の関係を示した波形図である。

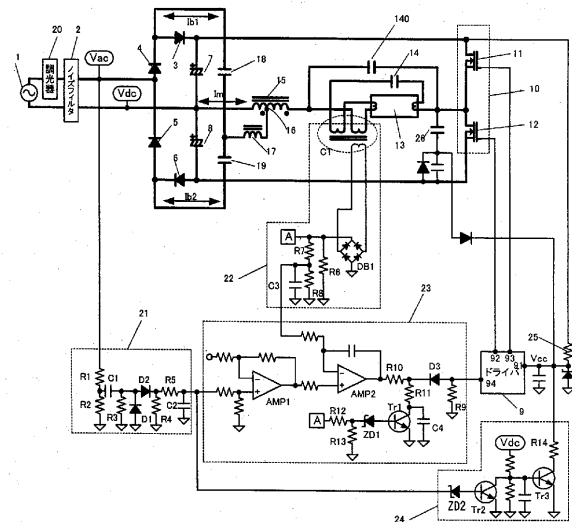
【符号の説明】

- | | | |
|-------|-----------|----|
| 1 | A C 電源 | |
| 3 ~ 6 | ダイオード | |
| 7、8 | 平滑コンデンサ | |
| 9 | ドライバ | |
| 10 | スイッチング回路 | |
| 11、12 | スイッチング素子 | |
| 13 | ランプ | |
| 14 | 共振コンデンサ | |
| 140 | 補助共振コンデンサ | |
| 15 | チョークコイル | 20 |
| 16 | 中間タップ | |
| 17 | インダクタ | |
| 18、19 | コンデンサ | |
| 21 | 位相角検出回路 | |
| 22 | ランプ電流検出回路 | |
| 23 | 制御回路 | |
| 24 | シャットダウン回路 | |
| 25 | 起動抵抗 | |
| 26 | スナバコンデンサ | |
| 27 | 口金 | 30 |
| 28 | カバー | |
| 29 | グローブ | |
| 30 | 回路基板 | |
| CT | カレントトランス | |

【図1】

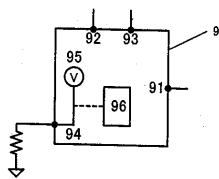


【図2】



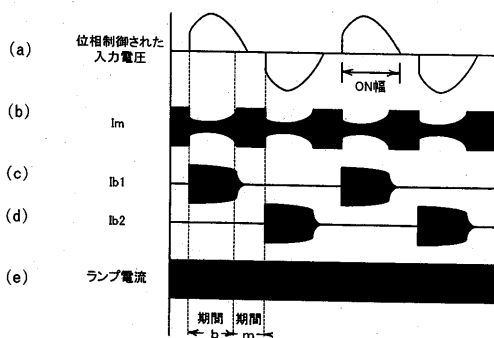
- 16 チョークコイル
- 16 中継タップ
- 17 インダクタ
- 18、19 コンデンサ
- 21 位相角検出回路
- 22 ランプ電流検出回路
- 23 制御回路
- 24 シャットダウン回路
- 25 駆動抵抗
- 26 スナバコンデンサ
- 140 補助共振コンデンサ
- GT カレントトランス

【図3】

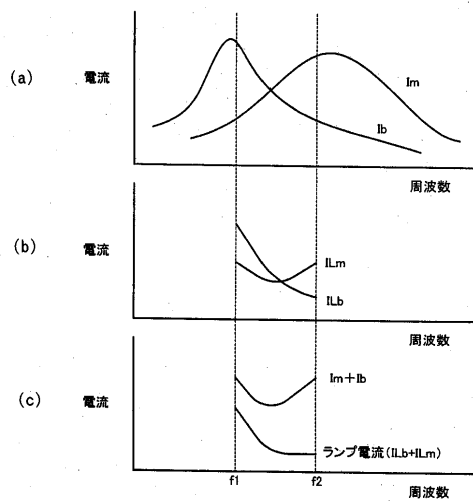


- 91~94 端子
- 95 基準電圧
- 96 電流/周波数変換回路

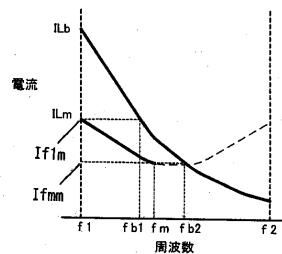
【図4】



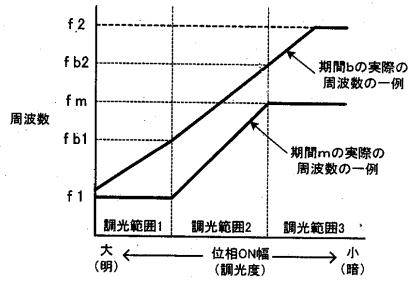
【図5】



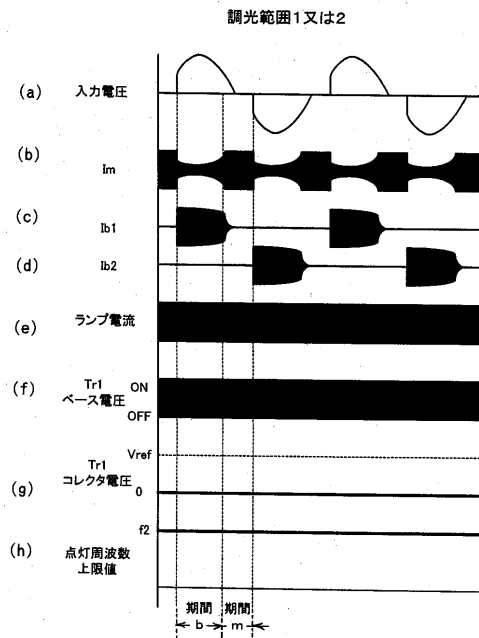
【図6】



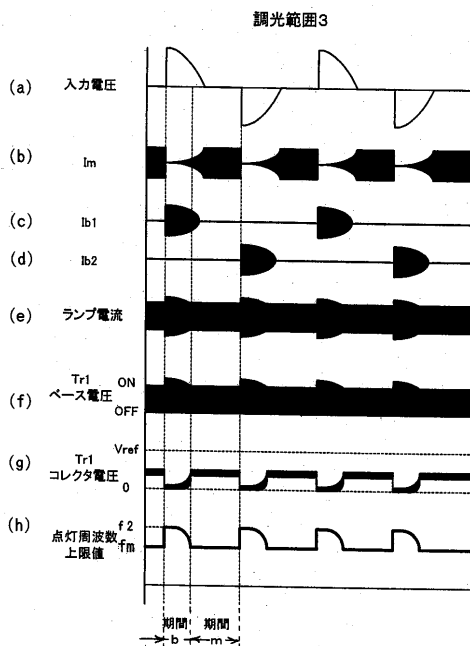
【 図 7 】



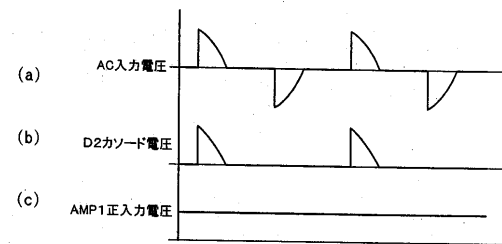
【 図 8 】



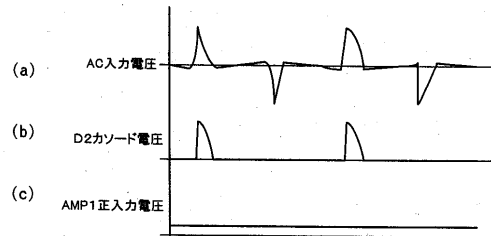
【 図 9 】



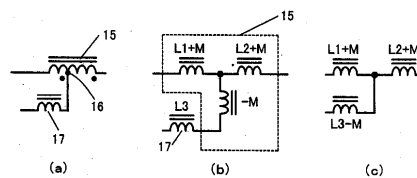
【 図 10 】



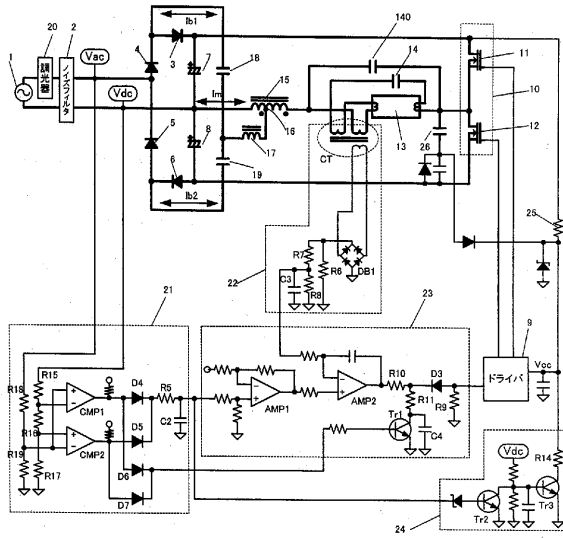
【 図 11 】



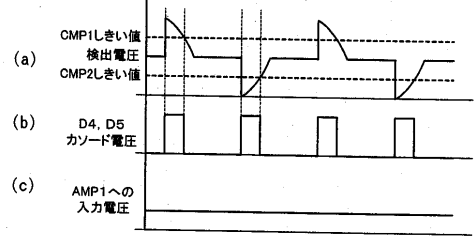
【 図 12 】



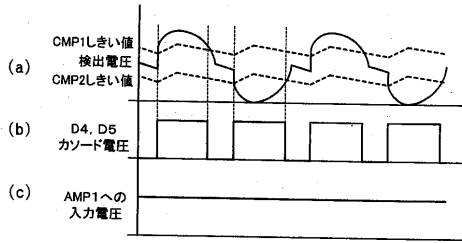
【 図 13 】



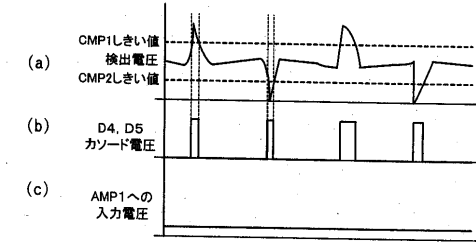
【 図 15 】



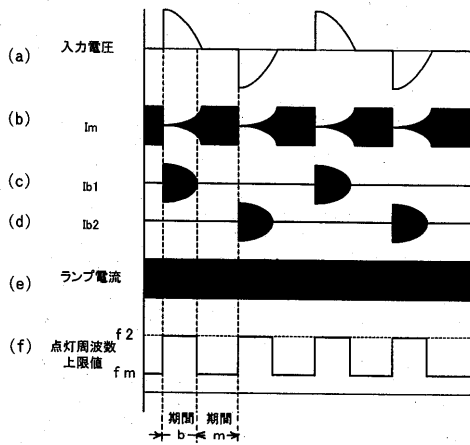
【 図 14 】



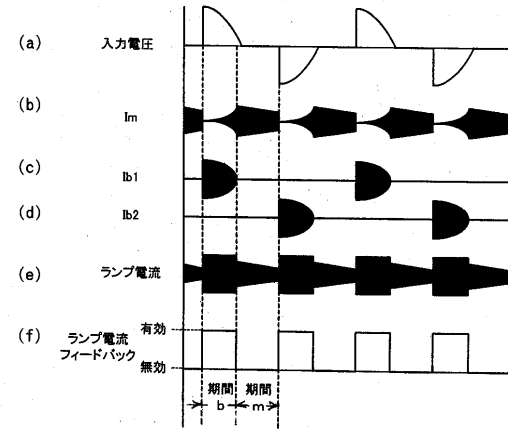
【 図 16 】



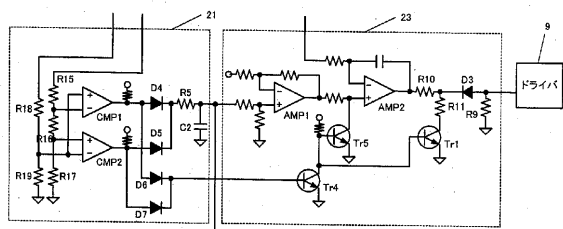
【 図 17 】



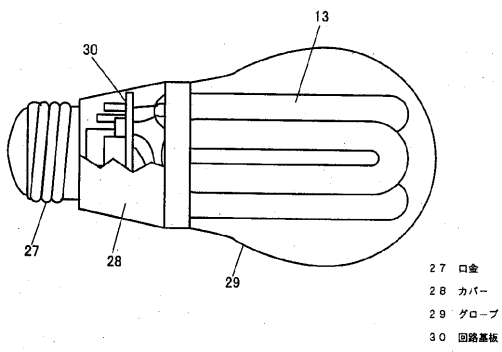
【 図 19 】



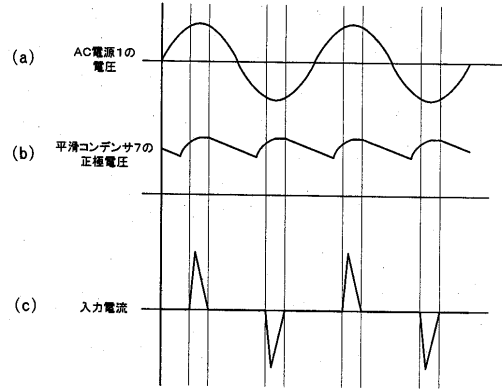
【 図 18 】



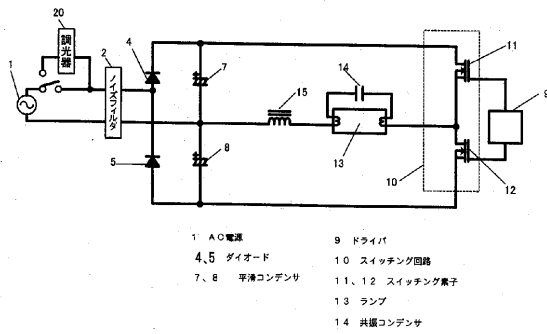
【図20】



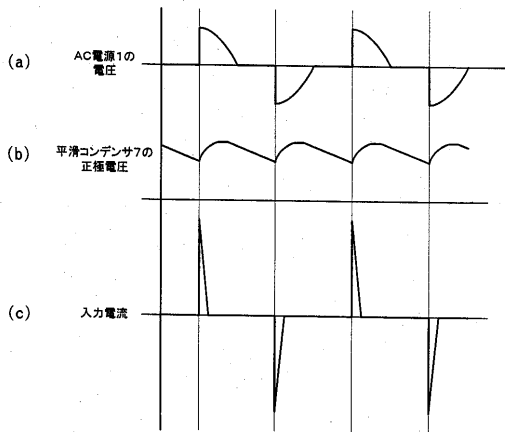
【図22】



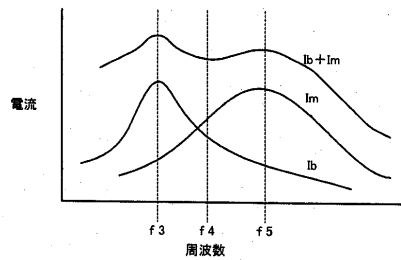
【図21】



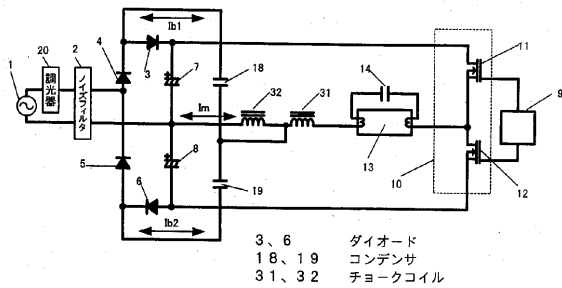
【図23】



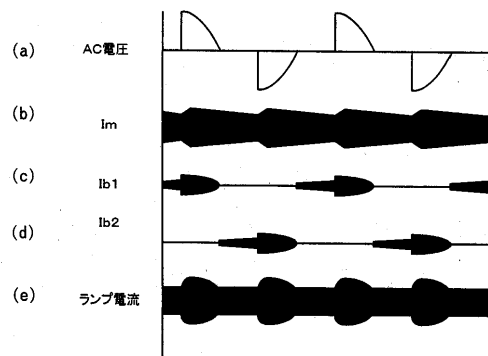
【図25】



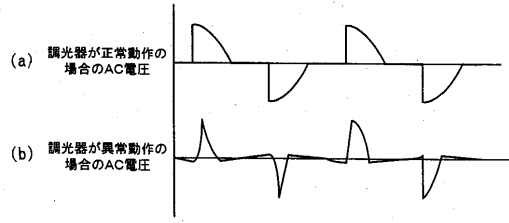
【図24】



【図26】



【 図 2 7 】



フロントページの続き

(72)発明者 浜口 岳久
東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内

審査官 永田 和彦

(56)参考文献 特開平10-271831(JP,A)
特表2000-511690(JP,A)
国際公開第01/37617(WO,A1)
特開平1-252175(JP,A)
特開2001-244097(JP,A)
特開2003-7483(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H05B41/00,
H02M7/42