

明 細 書

発明の名称：ＬＥＤランプ及びそのＬＥＤランプを含む照明装置 技術分野

[0001] 本発明は、市場に流通しているグロースタータ式、ラピッドスタート式及びインバータ式の各種点灯装置の蛍光ランプに替えて装着しても、内蔵するＬＥＤ発光部を高い周波数で点灯駆動できるＬＥＤランプ及びそのＬＥＤを含む照明装置に関するものである。

背景技術

[0002] 従来、一般に使用されている蛍光ランプ（通常、蛍光灯と称する）の代表的な点灯装置として、磁気式安定器と称されるグロースタータ式、ラピッドスタート式、又は電子式安定器と称されるインバータ式などの各種蛍光ランプの点灯装置が存在する。

[0003] 近年、特に急速に普及が進んでいる上記インバータ式の蛍光ランプ点灯装置は、交流電流を直流電流に変換した後、トランジスタ、コンデンサ、チョークコイルなどで構成されるインバータ回路により共振周波数付近の高い周波数（２０ｋＨｚ～１００ｋＨｚ）の高電圧を発生させる装置である。

[0004] その高電圧により蛍光ランプが点灯し、点灯後は蛍光ランプ内に流れる電流により低電圧で安定して蛍光ランプを点灯させるというものである。

[0005] これは、チョークコイルを用いた従来のグロースタータ式やラピッドスタート式など磁気式安定器に比べて、省電力、高効率、５０Ｈｚ／６０Ｈｚ兼用、低騒音、ちらつきが感じられない等のすぐれた特長を有している。

[0006] 以下に図面を参照して説明する。

[0007] 図８（ａ）は、グロースタータ式の安定器の一例を示す図であり、図８（ｂ）は、ラピッドスタート式の安定器の一例を示す図であり、図８（ｃ）は、インバータ式の安定器の一例を示す図である。

[0008] 図８（ａ）で示したグロースタータ式の安定器は、点灯管（グロースタータＧ）を用いた始動装置により蛍光ランプの電極（フィラメントとも称する

、以下同じ)を予熱し、スイッチを入れてから数秒で点灯が可能である方式で、最も普及しているタイプである。

[0009] また、図8(b)で示したラピッドスタート式の安定器は、ラピッドスタート形のランプと組み合わせて使う安定器で、スイッチを入れると予熱と同時に即時に点灯するタイプである。

[0010] 一方、図8(c)で示したインバータ式点灯装置の安定器は、AC入力電圧85～450V内の交流電流を直流電流に変換した後、集積回路によりLEDランプを上記のような高い周波数で駆動して点灯させるものである(例えば、特許文献1の第4頁及び図2を参照)。

[0011] この場合、LEDランプに流す電流を平滑化するため、LEDランプと直列にチョークコイルLが挿入されているが、通常はLEDランプと並列に電解コンデンサ(図示せず)が挿入される。

[0012] また、図9は、直列ラピッド式安定器に対して、2本の蛍光ランプを直列に接続した一例を示す図である。

[0013] 2本の蛍光ランプを直列に接続して、1個の安定器で点灯するもので、1灯用の安定器を2個使ったものや、フリッカレス安定器よりも構成が簡素で経済的である。

[0014] 電源が入力されると、蛍光ランプAと蛍光ランプBのそれぞれの電極が予熱されるとともに、始動用コンデンサが高インピーダンスのため、二次側の電圧が正常放電には移行せず微放電状態となる。この微放電電流による始動コンデンサの両端の降下電圧が蛍光ランプBに加わり、蛍光ランプBの放電を開始する。

[0015] 両蛍光ランプに放電が生じると、高インピーダンスの始動用コンデンサは実質上不動作状態となり、両蛍光ランプに正常な放電が起こり、点灯状態が維持される。

[0016] このように直列接続でありながら、1灯ずつ放電させるため、2灯直列の蛍光ランプを比較的低い二次側の電圧で点灯させることができるが、節電のため片方の蛍光ランプを外したり、片方の蛍光ランプが切れたりした時には

両方とも点灯しないという欠点もある。

先行技術文献

特許文献

[0017] 特許文献1：特開 2 0 1 0 - 3 4 0 1 2 号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0018] しかしながら、省電力対応やランプの長寿命化などの理由により、従来の蛍光ランプに替えてLEDランプを前述したような各種方式の安定器に装着して使用するケースも多く見られるようになってきている。

[0019] その場合、LEDランプの一对の入力端子部に入力される交流電流のピーク値や周波数が、装着される点灯装置の安定器の方式により大きく異なるため、それぞれの安定器に対応したLEDランプを使用する必要があった。

[0020] 例えば、蛍光ランプの点灯装置がグロースタート式やラピッドスタート式であれば、電源側入力のア C 1 0 0 V ~ 2 4 0 V (5 0 H z / 6 0 H z) に対応して、安定器の出力 (2 次側出力) は、約ア C 2 0 0 V で制御されるものの、周波数を高周波数化するような制御はなされていないため、その周波数は電源側入力の前波数と同一であった。

[0021] そのため、LEDランプ内においては、電源側入力の前波数と一致する交流電流を使用できるように、内部の整流回路で直流電流に整流した後、所望の照度を得られるようにLEDランプのLED発光部の回路構成 (複数のLEDが接続される回路の構成、以下同じ) を固定して、各LEDに流れる電流が所望の所定範囲内に収まるようにしていた。

[0022] したがって、従来は蛍光ランプの点灯装置の安定器がグロースタート式、ラピッドスタート式の場合には蛍光ランプ用のランプソケットに適合できる専用のLEDランプを用いれば内蔵する各LEDを点灯させることができていた。

[0023] 一方、前述したように、蛍光ランプの点灯装置がインバータ式であれば、

電源側入力がAC100V～240V（50Hz／60Hz）であっても、安定器の出力（2次側出力）は約AC280V（無負荷時）の定電圧に制御され、周波数も20kHz～100kHzの範囲に入るよう定電流制御又は定電力制御されているため、所望の照度が得られるようにLEDランプのLED発光部の回路構成を固定して、各LEDに流れる電流が所望の所定範囲内に収まるようにしていた。

[0024] そのため、上記蛍光ランプの点灯装置の安定器がインバータ式である場合には、そのインバータ式の安定器を介さず（駆動動作させることなく）、LEDランプに内蔵されるAC／DCコンバータ（整流回路）に電源側の電力を直接的に供給できるように、点灯装置側の回路変更工事を伴ったり、直結に必要な変換アダプタを適用したりするなど、点灯装置側やLEDランプ側において相応の処置が必要とされていた。

[0025] また、LEDランプをインバータ式で点灯させる場合には、インバータ式の安定器を内蔵する点灯装置とそれ専用のLEDランプをセットで付け替えることが必要とされていた。

[0026] 以上のように、点灯装置の方式に応じてLEDランプを取捨選択（適合性の確認）しなければならない点、又は点灯装置側での回路工事や直結作業などの付加作業が必要とされる点など、ユーザーサイドからすれば、導入工事のための現状把握調査、工期調整などの煩雑さやそれに伴う導入コスト増を生じる原因にもなっていた。

[0027] すなわち、それらが家庭や職場における従来の蛍光ランプ点灯装置にLEDランプを採用することへの障害となっていた。

[0028] その結果、従前の蛍光ランプがそのまま使い続けられるため、省電力やランプの長寿命化に大きく貢献できるLEDランプが市場に普及することの大きな阻害要因となっていた。

[0029] 本発明は、蛍光ランプ用点灯装置の安定器がグロースタート式、ラピッドスタート式又はインバータ式などいずれの点灯方式であっても、従前に装着されていた蛍光ランプ（LEDランプでもよい）と交換すれば、高い周波数

でパルス駆動して点灯させることのできるＬＥＤランプ及びそのＬＥＤランプを含む照明装置を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

- [0030] 前記従来の課題を解決するために、本発明のＬＥＤランプによれば、一対の入力端子部と、外部からその一対の入力端子部に入力される交流電流を直流電流に整流する整流回路部と、整流回路部から出力される直流電流の通電により発光するＬＥＤ発光部と、を含むＬＥＤランプであって、整流回路部とＬＥＤ発光部との間の回路において、ＬＥＤ発光部に流す電流をデューティ比に基づいてPWM制御できるPWM制御部が設けられ、そのPWM制御部は、一対の入力端子部に入力される外部の交流電流の周波数に応じて、ＬＥＤ発光部に流れる電流のPWM制御を行う場合と、ＬＥＤ発光部に流れる電流のPWM制御を行わない場合と、に切り替えられることを特徴としている。
- [0031] これにより、蛍光ランプ用点灯装置の安定器がグロースタータ式、ラピッドスタート式又はインバータ式のいずれの点灯方式であっても、従前に装着されていた蛍光ランプ（ＬＥＤランプでもよい）と交換すれば、パルス駆動によるPWMにより点灯可能な照明用として点灯させることができる。
- [0032] また、本発明のＬＥＤランプによれば、前記構成に加え、PWM制御部は、一対の入力端子部に入力される外部の交流電流の周波数が所定の周波数よりも低い場合には、所定の周波数よりも高い周波数のパルス駆動によりＬＥＤ発光部に流れる電流のPWM制御を行い、一対の入力端子部に入力される外部の交流電流の周波数が所定の周波数よりも高い場合には、ＬＥＤ発光部に流れる電流のPWM制御を行わない、ことが好ましい。
- [0033] この構成により、蛍光ランプ用点灯装置の安定器がグロースタータ式、ラピッドスタート式又はインバータ式のいずれの点灯方式であっても、従前に装着されていた蛍光ランプ（ＬＥＤランプでもよい）と交換すれば、所定の周波数よりも高い周波数でパルス駆動して点灯可能な照明用として点灯させることができる。

- [0034] そのため、点灯装置の方式に応じてLEDランプを取捨選択（適合性の確認）しなければならない点、又は点灯装置側での回路工事や直結作業などの付加作業が必要とされる点など、ユーザーサイドからすれば、導入工事のための現状把握調査、工期調整などの煩雑さやそれに伴い導入コストを生じるなどの事情が容易に解消される。
- [0035] その結果、LEDランプを家庭や職場における従来の蛍光ランプ点灯装置（LED点灯装置でもよい）にLEDランプを採用することへの障害がなくなる。
- [0036] そして、省電力やランプの長寿命化に大きく貢献できるLEDランプを市場に普及させることができる。
- [0037] 例えば、蛍光ランプ用点灯装置の安定器がグロースタート式又はラピッドスタート式の場合であれば、一对の入力端子部から入力される交流電流の周波数は、商用周波数の50Hz／60Hzである。
- [0038] したがって、PWM制御部は、LED発光部を流れる電流を少なくとも所定の周波数（例えば、5kHz）よりも高い周波数の駆動パルスによりPWM制御するため、LED発光部を流れる電流を高速でオン／オフを繰り返し、ちらつきを生じない安定した実効値（RMS値）を得ることができる。
- [0039] 一方、蛍光ランプ用点灯装置の安定器がインバータ式の場合であれば、一对の入力端子部から入力される交流電流は高い周波数の20kHz～100kHzであるため、PWM制御部はPWM制御を行わず、整流回路部により整流されたそのままの周波数（全波整流の場合であれば、直流に重畳するリップル電圧波形分は2倍の周波数）が用いられるため、LED発光部を流れる電流は、外部のインバータ式の安定器の制御（例えば、PWM制御）により、ちらつきを生じない安定した実効値（RMS値）を得ることができる。
- [0040] したがって、外部とLEDランプの内部において同種の制御方式が重畳することが確実に防止され、LED発光部を流れる電流が安定しないなどの不調が発生することの原因が解消される。
- [0041] また、本発明のLEDランプによれば、前記構成に加え、LED発光部の

カソード側端子と整流回路部のグラウンド側出力端子との間にバイパス回路部が設けられ、バイパス回路部は、スイッチング素子と、そのスイッチング素子の駆動電圧を出力するハイパスフィルタ回路と、を含み、スイッチング素子は、一対の入力端子部に入力される交流電流が所定の周波数よりも低い周波数である場合は、ＬＥＤ発光部のカソード側端子から整流回路部のグラウンド側出力端子へ電流を流さず、一対の入力端子部に入力される交流電流が所定の周波数よりも高い周波数である場合は、ＬＥＤ発光部のカソード側端子から整流回路部のグラウンド側出力端子へ電流を流す、ことが好ましい。

[0042] この構成により、バイパス回路部が、整流回路部の入力端子から入力される交流電流が所定の周波数よりも高い場合に、ＬＥＤ発光部を流れる電流をPWM制御するためのPWM制御部のスイッチング素子をバイパス（迂回）させることにより、ＬＥＤランプ内蔵のPWM制御部がPWM制御しないようにできる。

[0043] また、本発明のＬＥＤランプによれば、前記構成に加え、バイパス回路部のスイッチング素子は、ゲート端子に入力されるゲート電圧に応じて、ドレイン端子とソース端子との間の電流の流れを制御するＮチャンネルＭＯＳ型ＦＥＴであって、ドレイン端子はＬＥＤ発光部のカソード側端子に接続され、ソース端子は整流回路部のグラウンド側出力端子に接続され、ゲート端子は、ハイパスフィルタ回路を介して整流回路部の入力端子のいずれか一方に接続され、ハイパスフィルタ回路は、一対の入力端子部に入力される交流電流が所定の周波数よりも高い場合には、ドレイン端子からソース端子へ電流を流すように駆動させるゲート電圧をゲート端子に出力し、一対の入力端子部に入力される交流電流が所定の周波数よりも低い場合には、ドレイン端子からソース端子へ電流を流さないように駆動させるゲート電圧をゲート端子に出力する、ことが好ましい。

[0044] この構成により、ＮチャンネルＭＯＳ型ＦＥＴがバイパス回路のスイッチング素子として機能するので、十分な余裕をもってＬＥＤ発光部に電流を流すことが可能となり、PWM制御部へ電流が流れ込むことを阻止できる。

- [0045] すなわち、整流回路部の入力端子から入力される交流電流が所定の周波数よりも高い場合に、PWM制御部がバイパス（迂回）されるため、LED発光部を流れる電流はPWM制御部へ電流が流れ込まず、PWM制御部はPWM制御を行わないようにできる。
- [0046] また、本発明のLEDランプによれば、前記構成に加え、ハイパスフィルタ回路は、第1のコンデンサと、一端子が第1のコンデンサの一端子に接続されて、第1のコンデンサに直列に接続される第1の抵抗と、第1の抵抗の他端子からゲート端子へ順方向に接続される第1のダイオードと、ソース端子とゲート端子との間に接続される第2のコンデンサと、ソース端子とゲート端子との間に接続される第2の抵抗と、ソース端子からゲート端子へ順方向に接続されるツェナーダイオードと、ソース端子から第1の抵抗の他端子へ順方向に接続される第2のダイオードと、を含み、第1のコンデンサの他端子は、整流回路部の入力端子のいずれか一方に接続される、ことが好ましい。
- [0047] この構成により、所定の周波数よりも高い周波数の電流のみを次段へ通過させることのできるフィルタ機能が作用し、周波数に応じてバイパス回路のスイッチング素子を確実にON/OFF動作させることができる。
- [0048] その結果、整流回路部の入力端子から入力される交流電流が所定の周波数よりも高い場合にのみ、後段へ電流が流れるため、確実にスイッチング素子であるNチャンネルMOS型FETをON状態にすることができ、LED発光部を流れる電流をPWM制御しないようにできる。
- [0049] また、本発明のLEDランプによれば、前記構成に加え、所定の周波数は、65Hzよりも大きく、20kHzよりも小さい周波数であることが好ましい。
- [0050] この構成により、電源周波数の精度を含めたばらつきを考慮しても、安定器の方式がグロースタート式又はラピッドスタート式の場合における周波数（ $60 \pm 1 \text{ Hz}$ ）と、市場に流通するインバータ式の場合における周波数（20～100kHz）とを明確に峻別できるため、その峻別結果に応じてパ

ル駆動によるPWM制御をする場合としない場合とを切り替え、高い周波数でパルス駆動して点灯可能な照明用として点灯させることができる。

[0051] 特に、峻別する所定の周波数を20kHzよりも小さい可聴域（ヒトが音として感じることのできる周波数帯）の範囲に属する周波数としたことにより、それよりも高い周波数帯域における周波数のパルス駆動によりPWM制御をするため、耳障りな騒音として感じることも軽減される。

[0052] また、本発明の照明装置によれば、前記いずれかの構成を有するLEDランプを含むことを特徴としている。

[0053] この構成により、本発明の照明装置には本発明に係わるLEDランプが装着されているため、照明装置側に新たにLED発光部を調光するための安定器を設ける必要がなく、外部の交流電流を一对の入力端子部に供給するだけで照明としての点灯が可能となる。

[0054] また、照明装置自体に安定器が搭載されてないため、照明装置の構成が簡素化され、点灯装置の方式に応じてLEDランプを取捨選択（適合性の確認）しなればならない点、又は点灯装置側での回路工事や直結作業などの付加作業が必要とされる点など、ユーザーサイドからすれば、導入工事のため現状把握調査、工期調整などの煩雑さやそれに伴い導入コストを生じるなどの事情が容易に解消される。

発明の効果

[0055] 本発明のLEDランプ及びそのLEDランプを含む照明装置によれば、蛍光ランプ用点灯装置の安定器がグロースタート式、ラピッドスタート式又はインバータ式いずれの点灯方式であっても、高い周波数でパルス駆動して点灯可能なLEDランプ及びそのLEDランプを含む照明装置を提供できる。

図面の簡単な説明

[0056] [図1]図1は、本発明の実施の形態における照明装置の回路全体を示すブロック図である。

[図2]図2は、本発明の実施の形態におけるLEDランプの回路図である。

[図3]図3は、集積回路IC1の内部を示すブロック図である。

[図4]図4 (a) は、入力電圧 V_i の波形であり、図4 (b) は、スイッチング素子 Q_1 のゲート端子の電圧 V_{g1} の波形であり、図4 (c) は、集積回路 IC_1 の電流センサ端子電圧 V_{cs} の波形であり、図4 (d) は、スイッチング素子 Q_2 のゲート端子の電圧 V_{g2} の波形であり、図4 (e) は、LED発光部24を流れる電流 I の波形である。

[図5]図5 (a) は、入力電圧 V_i の波形であり、図5 (b) は、スイッチング素子 Q_1 のゲート端子の電圧 V_{g1} の波形であり、図5 (c) は、集積回路 IC_1 の電流センサ端子の電圧 V_{cs} の波形であり、図5 (d) は、スイッチング素子 Q_2 のゲート端子の電圧 V_{g2} の波形であり、図5 (e) は、LED発光部24を流れる電流 I の波形である。

[図6]図6 (a) は、入力電圧 V_i の波形であり、図6 (b) は、スイッチング素子 Q_1 のゲート端子の電圧 V_{g1} の波形であり、図6 (c) は、集積回路 IC_1 の電流センサ端子の電圧 V_{cs} の波形であり、図6 (d) は、スイッチング素子 Q_2 のゲート端子の電圧 V_{g2} の波形であり、図6 (e) は、LED発光部24を流れる電流 I の波形である。

[図7]図7 (a) は、スレッシュホールド電圧を高電圧 (HV) の大きさに応じて可変させる回路の一部を示す図であり、図7 (b) は、直列ラピッド式安定器に対して本実施の形態におけるLEDランプを直列に接続した全体構成図である。

[図8]図8 (a) は、クロースタート式の安定器の一例を示す図であり、図8 (b) は、ラピッドスタート式の安定器の一例を示す図であり、図8 (c) は、インバータ式の安定器の一例を示す図である。

[図9]図9は、直列ラピッド式安定器の一例を示す図である。

発明を実施するための形態

[0057] 以下、本発明を実施するための形態について、図面を参照して説明する。

(実施の形態)

[0058] 図1は、本発明の実施の形態における照明装置の回路全体を示すブロック図であり、図2は、本発明の実施の形態におけるLEDランプの回路図で、

図3は、集積回路1C1の内部を示すブロック図であり、図4(a)～(e)は、本発明の実施の形態における照明装置の安定器としてグロースタート式を使用した場合の各測定点における電圧波形図であり、図5(a)～(e)は、本発明の実施の形態における照明装置の安定器としてラピッドスタート式を使用した場合の各測定点における電圧波形図であり、図6(a)～(e)は、本発明の実施の形態における照明装置の安定器としてインバータ式を使用した場合の各測定点における電圧波形図であり、図7(a)は、スレッシュホールド電圧を高電圧(HV)の大きさに応じて可変させる回路の一部を示す図であり、図7(b)は、直列ラピッド式安定器に対して本実施の形態におけるLEDランプを直列に接続した全体構成図である。

[0059] まず、図1で示したように、本発明の実施の形態に係わる照明装置10は、例えば家庭用のAC電圧100～240V(50Hz/60Hz)の外部電源から電力供給のために接続されるプラグ11と、プラグ11から入力される電力を蛍光ランプの点灯のために制御する安定器12と、安定器12の方式に応じて一対の入力端子部間(入力端子部20aと入力端子部20cとの間)に、所定の電圧が入力されるLEDランプ20とを備えている。

[0060] ここで、安定器12は、既存の蛍光ランプを点灯するための公知のグロースタート式、ラピッドスタート式又はインバータ式のいずれでもよい。

[0061] また、プラグ11に接続される外部電源は、AC電圧100～240V(50Hz/60Hz)であれば、LEDランプ20は正常に動作するため、安定器12を介さずLEDランプ20にその外部電力を直接入力する構成でも差し支えない。

[0062] ここで、安定器12から交流電流を出力する線は、一対の入力端子部間(入力端子部20aと入力端子部20cとの間)、又は一対の入力端子部間(入力端子部20bと入力端子部20dとの間)のいずれか一方又はその両方に入力できるように接続されている。

[0063] 一方、LEDランプ20の入力端子部20aと端子T1との間において、抵抗R9とコンデンサC9のRC並列回路から構成される入力回路部29が

接続されている（図2参照）。

- [0064] 同様に、LEDランプ20の入力端子部20bと端子T1との間において、抵抗R10とコンデンサC10のRC並列回路から構成される入力回路部Z10が接続されている（図2参照）。
- [0065] 同様に、LEDランプ20の入力端子部20cと端子T2との間において、抵抗R11とコンデンサC11のRC並列回路から構成される入力回路部Z11が接続されている（図2参照）。
- [0066] 同様に、LEDランプ20の入力端子部20dと端子T2との間において、抵抗R12とコンデンサC12のRC並列回路から構成される入力回路部Z12が接続されている（図2参照）。
- [0067] これにより、入力端子部20aと入力端子部20bとの間における抵抗R9と抵抗R10の抵抗値は、蛍光ランプのフィラメントの抵抗成分に相当するように、各々約数 Ω ～約100 Ω が選択されている。
- [0068] 同様に、入力端子部20cと入力端子部20dとの間における抵抗R11と抵抗R12の抵抗値は、蛍光ランプのフィラメントの抵抗成分に相当するように、各々約数 Ω ～約100 Ω が選択されている。
- [0069] 上記のように、抵抗R9～R12の抵抗値を選択すれば、仮に安定器12がインバータ式で、負荷側に蛍光ランプが装着されているか否か（フィラメント抵抗による導通有無）を自動検知し、蛍光ランプが装着されていない場合（フィラメント抵抗による導通無の場合）には電力を出力しないようなタイプであっても、これらの抵抗R9～R12がダミー抵抗として作用するためLEDランプ20に正常に電力が供給される。
- [0070] また、端子T1と端子T2との間には、保護回路部21（図2参照）が挿入されている。
- [0071] 保護回路部21は、ネオンやアルゴンなどの不活性ガスが封入された2極放電管SA1とバリスタSA2が直列に接続されたものである。
- [0072] 2極放電管SA1の放電開始電圧やバリスタSA2の制限電圧を適宜設定することにより、端子T1と端子T2との間に電源側から侵入するサージ電

圧を例えば約400Vのピーク値以下に抑制することができる。また、2極放電管SA1とバリスタSA2とを直列に組み合わせることによって、サージ電圧終息後に、2極放電管SA1が放電し続けることによる続流(follow current)をバリスタSA2によって有効に防止できる。

[0073] これにより、仮に外部の入力電源側から例えば雷サージや誘導雷サージが侵入した場合であっても、サージ電流を吸収し、整流回路部22側へサージ電流が入り込むのを阻止している。

[0074] したがって、整流回路部22やLED発光部24を構成するダイオードやコンデンサなどの電子部品の保護が可能となっている。

[0075] また、端子T1と整流回路部22の一方の入力側の端子T3との間にコイルL5が挿入され、同様に端子T2と整流回路部22の他方の入力側の端子T6との間にコイルL6が挿入されている。

[0076] これにより、コイルL5とコイルL6が高い周波数のパルスに対しては、インピーダンスとして作用する。

[0077] そのため、例えば安定器12がグロースタート式又はラピッドスタート式の場合であれば、スイッチング素子Q1がオン／オフ動作するため、そのスイッチングノイズ(高い周波数のノイズパルス)が入力端子部20a~20dのいずれかを通じて外部の交流電流側(入力電源)側へ流出するのを阻止できる。

[0078] また、安定器12がインバータ式である場合であれば、高い周波数の20kHz~100kHzの交流電流が入力されるため、コイルL5とコイルL6が有効な電力損失を伴わない(無効電力損失の)負荷として作用する。

[0079] これにより、一对の入力端子部間(入力端子部20aと入力端子部20cとの間)、又は一对の入力端子部間(入力端子部20bと入力端子部20dとの間)のいずれか一方又はその両方からみて、LEDランプ20の負荷インピーダンスが所定の範囲内に入るようにすれば、インバータ式の安定器12から安定して電力が出力されるようにしている。

[0080] また、整流回路部22は、4つのダイオードD4~D7からなるブリッジ

ダイードと、その出力段における全波整流波形を平滑化するため並列に接続された電解コンデンサC4及び電解コンデンサC5と、から構成されている(図2参照)。

[0081] そして、整流回路部22の出力側端子においては、高電圧(HV)側出力端子T7とグラウンド側出力端子T5との間に、直流電圧が出力される。

[0082] そして、高電圧(HV)側出力端子T7は、平滑回路部23を介してLED発光部24のアノード側端子TAに接続され、LED発光部24のカソード側端子TKは、平滑回路部23を介してPWM制御部25に接続されている。

[0083] ここで、LED発光部24は、順方向電圧が約3VのLED(発光ダイオード)30個直列接続のLED群が3回路並列に接続された回路で構成され、アノード側端子TAからカソード側端子TKの方向(矢印の方向)へ電流が流れる。

[0084] さらにPWM制御部25のGND端子TGは、整流回路部22の出力側のグラウンド側出力端子T5に接続されている。

[0085] 上記の回路構成により、LED発光部24を流れる電流は、PWM制御部25により所定の周波数よりも高い周波数のパルス駆動によりPWM制御され、所定の電流値範囲に制御されている。

[0086] 一方、LED発光部24のカソード側端子TKと整流回路部22のグラウンド側出力端子T5との間には、バイパス回路部26が接続されている。

[0087] これにより、整流回路部22の一方の端子T3に入力される交流電流の周波数が所定の周波数よりも高い場合には、スイッチング素子Q1がオン状態(トライオン端子からソース端子へ電流の流れる状態、以下同じ)であっても抵抗R3、抵抗R4及び抵抗R5が端子T9と端子TGとの間に並列接続されているため、PWM制御部25がバイパス(迂回)され、LED発光部24を流れる電流は、カソード側端子TKからPWM制御部25のGND端子TGを介して整流回路部22のグラウンド側出力端子T5に直接流れる。

[0088] したがって、PWM制御部25には、電流が殆ど流れないため、電流

はPWM制御されない。

[0089] なお、上記及び以降の説明において、電流 i をデューティ比に基づいてPWM制御（PWMは、PULSE WIDTH MODULATIONの略、以下同じ）を行うとは、駆動パルスの周期は一定で、入力信号の大きさ（本実施の形態の場合は、電流センサ端子である#2ピンで検知される電圧の大きさ）に応じて、駆動パルスのデューティ比（パルス周期に対するパルス幅の割合でオンデューティと同意とする、以下同じ）に基づき、電流 i をオン／オフ制御すること、と定義し、その時のデューティ比は0%より大きく100%より小さいものとする。

[0090] これにより、LED発光部24を流れる電流 i の大きさを安定化できる。

[0091] 一方、電流 i をデューティ比に基づいてPWM制御を行わないとは、PWM制御部は電流 i をデューティ比に基づきオン／オフ制御しないこと、と定義し、前述したように、PWM制御部に電流 i が殆ど流れない場合に加え、駆動パルスのデューティ比が0%でスイッチング素子Q1が動作中に常にオフ状態である場合と、駆動パルスのデューティ比が100%でスイッチング素子Q1が動作中に常にオン状態である場合と、を含むものとする。

[0092] 次に、図2と図3を参照して、各構成部についてさらに詳細に説明する。

[0093] 前述したように、入力端子部20aと端子T1との間の抵抗R9は、蛍光灯のフィラメントに相当するダミー抵抗として作用するが、コンデンサC9は、通常の動作状態（LED発光部24の点灯中）において交流電流を通過させることができる。

[0094] これにより、その交流電流の周波数とコンデンサC9の容量で決まる容量リアクタンスと抵抗R9の抵抗値の比に反比例する形で、分流させることができるので、その分抵抗R9の発熱を抑制している。

[0095] 同様に、入力端子部20cと端子T2との間の抵抗R11は、フィラメントに相当するダミー抵抗として作用するが、コンデンサC11は、通常の動作状態において交流電流を通過させることができるため、抵抗R11の発熱を抑制している。

- [0096] また、ヒューズF 1は一对の入力端子部間（入力端子部20aと入力端子部20cとの間）、又は一对の入力端子部間（入力端子部20bと入力端子部20dとの間）のいずれか一方又はその両方に入力される電源電流の過電流保護用である。
- [0097] 次に、整流回路部22は、前段にアノードが端子T 3に接続され、カソードが高電圧（HV）側出力端子T 7に接続されるダイオードD 4と、アノードが端子T 6に接続され、カソードが高電圧（HV）側出力端子T 7に接続されるダイオードD 5と、アノードがグランド側出力端子T 5に接続され、カソードが端子T 3と同電位の端子T 4に接続されるダイオードD 6と、アノードがグランド側出力端子T 5に接続され、カソードが端子T 6に接続されるダイオードD 7と、から構成されるブリッジダイオードを有している。
- [0098] また、上記ブリッジダイオードの後段には、全波整流波形を平滑化するため、高電圧（HV）側出力端子T 7とグランド側出力端子T 5との間に、高電圧（HV）側出力端子T 7側をプラス（+）、グランド側出力端子T 5側をマイナス（-）端子として電解コンデンサC 4と電解コンデンサC 5を並列に接続している。
- [0099] これにより、平滑され直流化された出力電圧が高電圧（HV）側出力端子T 7に出力され、低電圧側がグランド側出力端子T 5に出力されている。
- [0100] そして、高電圧（HV）側出力端子T 7に出力された高電圧の直流電圧は、平滑回路部23により脈動成分（リップル成分）が取り除かれるが、これは所謂チョークコイル入力形平滑回路と呼ばれるもので、LED発光部24に対してチョークコイルL 1～L 4の直列回路と電解コンデンサC 3の並列回路で構成されている。
- [0101] さらに、平滑回路部23を通過することにより、脈動成分が取り除かれた電流*i*は、LED発光部24のアノード側端子T Aからカソード側端子T Kへ流れ、前述したLED発光部24を構成する合計90個のLED（発光ダイオード）を発光させるよう機能している。
- [0102] さらに、LED発光部24から平滑回路部23を通過した電流*i*は、PW

M制御部25を構成する集積回路IC1と各ピン(#1~#8)に接続された抵抗R1~R8、コンデンサC1、コンデンサC2、ツェナーダイオードD1、ダイオードD2及びスイッチング素子Q1により所定の発振周期 t_{osc} (μs)のパルス駆動によりPWM制御されている。

[0103] 例えば、集積回路IC1として、市販されているSUPERTEX IN C、製の型式HV9910B(図3参照)を用いた場合であれば、発振周期 t_{osc} (μs)は、#8ピンに接続される抵抗R1の抵抗値 R_1 ($k\Omega$)により次の数式1により得られる時間で制御される。

[数1]

$$t_{osc}(\mu s) = \frac{R_1(k\Omega) + 22}{25}$$

[0104] なお、本実施の形態においては、例えば抵抗R1を約499($k\Omega$)に設定すれば、発振周期 t_{osc} (μs)として上記数式1により約20.84(μs)が求められる。

[0105] したがって、仮に発振周期が計算値通りの約20.84(μs)とすると、約48kHzの高い周波数のパルス駆動が可能となる。

[0106] また、LED発光部24を流れる電流Iのオン/オフ制御を行うスイッチング素子Q1は、ゲート端子の入力電圧に応じて、ドレイン端子とソース端子との間の電流の流れを制御できるNチャネルMOS型FETである。

[0107] ここで、集積回路IC1において、スイッチング素子Q1のドレイン端子は、平滑回路部23の一部を構成するダイオードD3のアンード端子に接続され、ソース端子は、集積回路IC1の電流センサ端子である#2ピンに抵抗R6を介して接続される端子T9に接続され、ゲート端子には、集積回路IC1の#4ピンから出力された電圧が抵抗R2と抵抗R7により分圧された電圧であって、抵抗R7に相当する分の電圧が入力される。

[0108] また、集積回路IC1の#1ピンは、抵抗R8とツェナーダイオードD1を介して高電圧(HV)側出力端子T7に接続されるため、この#1ピンに

は整流回路部 22 から出力される直流の高電圧が供給される。

[0109] これにより、#1ピンから供給された電圧（約DC 8V～約DC 450V）は、内部のレギュレータにより所定のVDD電圧（約DC 12V）に降下・整流・安定化され集積回路IC1の内部回路の駆動用電源として機能するとともに、#6ピンにそのVDD電圧が出力される（図3参照）。

[0110] 上記のような接続により、集積回路IC1のパルス駆動により、電流センサ端子である#2ピンで検知される電圧がスレッシュホールド電圧の約DC 250mVを超えなければ、スイッチング素子Q1のゲート端子にハイレベル（約DC 7.5V）の電圧が出力されて、オン状態となり、電流センサ端子である#2ピンで検知される電圧がスレッシュホールド電圧の約DC 250mVに到達すれば、スイッチング素子Q1のゲート端子にローレベル（約0V）の電圧が出力され、オフ状態（ドレイン端子からソース端子へ電流の流れない状態、以下同じ）となる。

[0111] このようにして、LED発光部を流れる電流*i*は、集積回路IC1の動作によりスイッチング素子Q1のゲート端子の電圧V_{g1}を出力する駆動パルスの周期は一定で、#2ピンで検知される電圧（電流センサ端子電圧V_{cs}）のレベルに応じて、ゲート端子の電圧V_{g1}のパルス幅のデューティ比が可変され、電流*i*が制御されている。

[0112] すなわち、電流*i*は、PWM制御部25の高い周波数のパルス駆動により、PWM制御されるため、オン／オフが繰り返されるスイッチング素子Q1に応じて、上記の数式1で得られる発振周期t_{osc}（μs）でパルス状（三角波的）に増減を繰り返す。

[0113] 本実施の形態においては、#7ピンは、#6ピンと接続されている（共通である）ので、#7ピンには上記のスレッシュホールド電圧（約DC 250mV）を超える電圧VDD（約DC 12V）が入力される。

[0114] なお、本実施の形態では、電流センサ端子である#2ピンで検知される電圧と比較される上記のスレッシュホールド電圧としては、集積回路IC1の内部で発生する上記の約DC 250mVが設定されている（図3参照）。

- [0115] 一方、集積回路IC1の#7ピンに入力する電圧として、約DC250mVを超えない範囲の電圧を設定すれば、その電圧が電流センサ端子（#2ピン）で検出される電圧と比較されるスレッシュホールド電圧として閾値設定できるため、さらにデューティ比を下げる方向に可変することも可能となる。
- [0116] これにより、LED発光部24を流れる電流*i*の実効値（RMS値）を下げて調光（減光）することも可能となる。
- [0117] ここで、スイッチング素子Q1がオフ状態になると、チョークコイルL1～L4の直列回路においては、電流*i*を流そうとする向きの逆起電力が励起されるが、その逆起電力による電流を吸収するためのダイオードD3が、チョークコイルL1の終端の端子T8からLED発光部24のアノード側端子TAへ向けて順方向となるように接続されている。
- [0118] 一方、前述したように、LED発光部24のカソード側端子TKと整流回路部22のグランド側出力端子T5との間にバイパス回路部26が設けられている。
- [0119] バイパス回路部26は、スイッチング素子Q2と、そのスイッチング素子Q2に駆動電圧（ゲート端子電圧）を出力するハイパスフィルタ回路と、を含んでいる。
- [0120] ここで、バイパス回路部26のスイッチング素子Q2は、ゲート端子に入力される電圧に応じて、ドレイン端子とソース端子との間の電流の流れを制御するNチャンネルMOS型FETであって、ドレイン端子はLED発光部24のカソード側端子TKに接続され、ソース端子は整流回路部22のグランド側出力端子T5に接続され、ゲート端子は、ハイパスフィルタ回路を介して整流回路部22の端子T4に接続されている。
- [0121] そのハイパスフィルタ回路は、第1のコンデンサC6と、一端子が第1のコンデンサC6の一端子に接続されて、第1のコンデンサに直列に接続される第1の抵抗R13と、第1の抵抗R13の他端子からスイッチング素子Q2のゲート端子へ順方向に接続される第1のダイオードD9と、スイッチン

グ素子Q 2のソース端子とゲート端子との間に接続される第2のコンデンサC 7と、ソース端子とゲート端子との間に接続される第2の抵抗R 1 4と、ソース端子からゲート端子へ順方向に接続されるツェナーダイオードD 1 0と、ソース端子から第1の抵抗R 1 3の他端子へ順方向に接続される第2のダイオードD 8と、含んでいる。

[0122] そして、第1のコンデンサC 6の他端子は、整流回路部2 2の入力端子（端子T 4を介して端子T 3又は端子T 6）のいずれか一方に接続されている。

[0123] このハイパスフィルタ回路は、端子T 3に入力される交流電流が所定の周波数以下である場合のものをカットオフするように、第1のコンデンサC 6、第1の抵抗R 1 3及び第2の抵抗R 1 4の回路定数を選択すれば、コンデンサと抵抗から成るC R回路がハイパスフィルタとして作用するため、所定の周波数を超える周波数の交流電流のみを後段に通過させる。

[0124] つまり、端子T 3に入力される所定の周波数よりも高い周波数を有する交流電流により、第2のコンデンサC 7と第2の抵抗R 1 4とツェナーダイオードD 1 0の高電圧側に直流電圧が生じ、スイッチング素子Q 2をオン状態にできる電圧をゲート端子に出力している。

[0125] このゲート端子の電圧は、第1の抵抗R 1 3と第2の抵抗R 1 4の分圧比とゲート端子に入力される電圧を制限するツェナーダイオードD 1 0のツェナー電圧に応じて適宜設定できるが、スイッチング素子Q 2をオン状態にできるハイレベルのゲート端子の電圧範囲に設定すればよい。

[0126] なお、ハイパスフィルタ回路は、交流電流の周波数が所定の周波数よりも高い場合に、その交流電流を通過させてスイッチング素子Q 2のゲート端子をハイレベル（例えば、約DC 1 4 V）にするためのフィルタ用の入力回路であるため、整流回路部2 2のグランド側出力端子T 5に対しては同じ交流電流（位相が1 8 0度異なるのみ）が入力される端子T 6に接続されてもよい。

[0127] 以上の構成により、ハイパスフィルタ回路は、整流回路部2 2の入力端子

に輸入される交流電流が所定の周波数（本実施の形態では、第1のコンデンサC6の容量を100 pF、第1の抵抗R13の抵抗値を51 k Ω 、第2の抵抗R14の抵抗値を51 k Ω と選定することにより、カットオフ周波数を実測で約5 kHzとなるように設定した、以下同じ）よりも高い場合には、ドレイン端子からソース端子へ電流を流す所定のゲート電圧を出力し、交流電流が所定の周波数よりも低い場合には、ドレイン端子からソース端子へ電流を流さないゲート電圧を出力している。

[0128] つまり、スイッチング素子Q2は、整流回路部22の入力端子から入力される交流電流が所定の周波数（約5 kHz）よりも低い周波数である場合は、LED発光部24のカソード側端子TKからPWM制御部25のGND端子TGを介して整流回路部22のグランド側出力端子T5へ電流を流さず、整流回路部22の入力端子から入力される交流電流が所定の周波数（以下、カットオフ周波数と称し約5 kHzとする）よりも高い周波数である場合は、LED発光部24のカソード側端子TKからPWM制御部25のGND端子TGを介して整流回路部22のグランド側出力端子T5へ電流を流すことを可能としている。

[0129] その結果、一对の入力端子部に入力される外部の交流電流の周波数が所定の周波数よりも低い場合（例えば、グロースタータ式又はラピッドスタート式の安定器から入力された場合）には、LED発光部24を流れる電流*i*は、PWM制御部25により所定の周波数よりも高い周波数のパルス駆動でPWM制御され、パルス波（三角波）となる。

[0130] 一方、一对の入力端子部に入力される外部の交流電流の周波数が所定の周波数よりも高い場合（例えば、インバータ式の安定器から入力された場合）には、PWM制御部25は、バイパス回路部26によりバイパス（迂回）されるため、LED発光部24を流れる電流*i*は、PWM制御部25によるPWM制御がなされず、整流回路部22のグランド側出力端子T5へそのまま流れる。

[0131] そのため、一对の入力端子部に入力された高い周波数の交流電流は、整流

回路部 22、平滑回路部 23 及び LED 発光部 24 を通過するだけであるため、LED 発光部 24 を流れる電流 i は、一對の入力端子部に入力される交流電流が全波整流により直流化された波形となる（例えば、図 6（e）参照）。

[0132] 次に、図 4～図 6 を参照し、安定器 12 の各方式に応じて、一對の入力端子部（入力端子部 20a と入力端子部 20c との間）の入力電圧 V_{in} 、スイッチング素子 Q1 のゲート端子の電圧 V_{g1} 、集積回路 IC1 の #2 ピンである電流センサ端子電圧 V_{cs} 、スイッチング素子 Q2 のゲート端子の電圧 V_{g2} 、及び LED 発光部 24 を流れる電流 i の各観測波形を説明する。

[0133] なお、ゲート端子の電圧 V_{g1} 、 V_{g2} 及び電流センサ端子電圧 V_{cs} は、いずれも PWM 制御部 25 の GND 端子 TG を基準（グラウンドレベル）として計測したものである。

[0134] また、図 4（e）、図 5（e）、図 6（e）に示した LED 発光部 24 を流れる電流 i は、LED 発光部 24（合計 90 個の LED）を流れる合計電流を挿入抵抗（ 1Ω ）に流し、その抵抗にかかる電圧降下分を観測したものであって、図 4（e）と図 5（e）の縦軸は $500\text{mA}/\text{div}$ に相当し、図 6（e）の縦軸は $200\text{mA}/\text{div}$ に相当する。

[0135] まず、図 4（a）～（e）は、安定器 12 としてグロースタータ式（2 次電圧 200V ／2 次電流 0.42A ）を用いた場合であって、図 4（a）は、入力電圧 V_{in} の波形を示し、図 4（b）は、スイッチング素子 Q1 のゲート端子の電圧 V_{g1} の波形を示し、図 4（c）は集積回路 IC1 の電流センサ端子電圧 V_{cs} の波形を示し、図 4（d）は、スイッチング素子 Q2 のゲート端子の電圧 V_{g2} の波形を示し、図 4（e）は、LED 発光部 24 を流れる電流 i の波形を示している。

[0136] まず、図 4（a）で示したように、入力電圧 V_{in} の波形の周波数としては商用周波数である 60.1Hz が観測されている。

[0137] この周波数は約 5kHz に設定したカットオフ周波数より低いため、PWM 制御部 25 の集積回路 IC1 のパルス駆動により、図 4（b）で示したよ

うに実測では発振周期 t_{osc} (μs) が約 22.78 (μs) であるスイッチング素子 Q1 のゲート端子の電圧 V_{g1} が出力されている。

[0138] ここで、スイッチング素子 Q1 は、ゲート端子に、ハイレベル (約 DC 7.5 V) とローレベル (約 0 V) の電圧が約 33% のデューティ比で交互に入力されて、周波数約 43.9 kHz でパルス駆動されている。

[0139] これは、図 4 (c) で示したように、電流センサ端子電圧 V_{cs} が約 DC 250 mV に到達するまでは、スイッチング素子 Q1 のゲート端子にハイレベル (約 DC 7.5 V) の電圧を出力し、電流センサ端子電圧 V_{cs} が約 DC 250 mV に到達すれば、スイッチング素子 Q1 のゲート端子にローレベル (約 0 V) の電圧を出力する集積回路 IC1 の PWM 制御の動作によるものである。

[0140] ここで、スイッチング素子 Q1 のゲート端子にハイレベル (約 DC 7.5 V) の電圧が入力されてスイッチング素子 Q1 がオン状態になると、抵抗 $R_3 \sim R_5$ に電流が流れるため LED 発光部 24 を流れる電流 i がリニアに上昇するが、スイッチング素子 Q1 のゲート端子にローレベル (約 0 V) の電圧が入力されるとスイッチング素子 Q1 がオフ状態となるため、電流センサ端子電圧 V_{cs} はグラウンドレベル (0 V) に降下する。

[0141] 一方、入力電圧 V_{in} の波形の周波数は、約 5 kHz に設定したカットオフ周波数より低いため、前述したハイパスフィルタ回路によりスイッチング素子 Q2 のゲート端子には、図 4 (d) で示したように約 DC 50 mV しか入力されず、スイッチング素子 Q2 がオフ状態になるため、ドレイン端子からソース端子へ電流が流れない。

[0142] 従って、図 4 (e) で示したように、LED 発光部 24 を流れる電流 i は、スイッチング素子 Q1 のゲート端子の電圧 V_{g1} と同期して流れ、スイッチング素子 Q1 がオン状態で上昇し、スイッチング素子 Q1 がオフ状態で下降を始める (チョークコイル $L_1 \sim L_4$ による逆起電力により電流 i はすぐには 0 A には下らない)。

[0143] すなわち、LED 発光部 24 を流れる電流 i は、図 4 (b) で示したよう

にPWM制御部25の周波数約43.9kHzのパルス駆動によりPWM制御される。

[0144] その結果、図4(e)に示したように、LED発光部24を流れる電流*i*は、周波数測定ではカットオフ周波数である5kHzよりも高い43.7kHzのパルス状(三角波)に出力され、実効値(RMS値)測定では約192.2mAと観測された。

[0145] 次に、図5(a)～(e)は、安定器12としてラピッドスタート式(2次電圧190V/2次電流0.42A)を用いた場合であって、図5(a)は、入力電圧*V_{in}*の波形を示し、図5(b)は、スイッチング素子Q1のゲート端子の電圧*V_{g1}*の波形を示し、図5(c)は、集積回路IC1の電流センサ端子電圧*V_{cs}*の波形を示し、図5(d)は、スイッチング素子Q2のゲート端子の電圧*V_{g2}*の波形を示し、図5(e)は、LED発光部24を流れる電流*i*の波形を示している。

[0146] まず、図5(a)で示したように、入力電圧*V_{in}*の波形の周波数としては60.1Hzが観測されている。

[0147] この周波数は約5kHzに設定したカットオフ周波数より低いため、PWM制御部25の集積回路IC1のパルス駆動により、図5(b)で示したように実測では発振周期*t_{osc}*(μs)が約22.78(μs)であるスイッチング素子Q1のゲート端子の電圧*V_{g1}*が出力されている。

[0148] ここで、スイッチング素子Q1は、ゲート端子に、ハイレベル(約DC7.5V)とローレベル(約0V)の電圧が約43%のデューティ比で交互に入力されて、周波数約43.9kHzでパルス駆動されている。

[0149] これは、図5(c)で示したように、電流センサ端子電圧*V_{cs}*が約DC250mVに到達するまでは、スイッチング素子Q1のゲート端子にハイレベル(約DC7.5V)の電圧を出力し、電流センサ端子電圧*V_{cs}*が約DC250mVに到達すれば、スイッチング素子Q1のゲート端子にローレベル(約0V)の電圧を出力する集積回路IC1のPWM制御の動作によるものである。

[0150] ここで、スイッチング素子Q1のゲート端子にハイレベル（約DC7.5V）の電圧が入力されてスイッチング素子Q1がオン状態になると、抵抗R3～R5に電流が流れるためLED発光部24を流れる電流*i*がリニアに上昇するが、スイッチング素子Q1のゲート端子にローレベル（約0V）の電圧が入力されるとスイッチング素子Q1がオフ状態となるため、電流センサ端子電圧V_{cs}はグラウンドレベル（0V）に降下する。

[0151] 一方、入力電圧V_{in}の波形の周波数は、約5kHzに設定したカットオフ周波数より低いため、前述したハイパスフィルタ回路によりスイッチング素子Q2のゲート端子には、図5（d）で示したように約DC50mVしか入力されず、スイッチング素子Q2がオフ状態になるため、ドレイン端子からソース端子へ電流が流れない。

[0152] 従って、図5（e）で示したように、LED発光部24を流れる電流*i*は、スイッチング素子Q1のゲート端子の電圧V_{g1}と同期して流れ、スイッチング素子Q1がオン状態で上昇し、スイッチング素子Q1がオフ状態で下降を始める（チョークコイルL1～L4による逆起電力により電流*i*はすぐに0Aには下がらない）。

[0153] すなわち、LED発光部24を流れる電流*i*は、図5（b）で示したようにPWM制御部25の周波数約43.9kHzのパルス駆動によりPWM制御される。

[0154] その結果、図5（e）に示したように、LED発光部24を流れる電流*i*は、周波数測定ではカットオフ周波数である5kHzよりも高い43.6kHzのパルス状（三角波）に出力され、実効値（RMS値）測定では約195.7mAと観測された。

[0155] 最後に、図6（a）～（e）は、安定器12としてインバータ式（無負荷時2次電圧280V／2次電流0.225A）を用いた場合であって、図6（a）は、入力電圧V_{in}の波形を示し、図6（b）は、スイッチング素子Q1のゲート端子の電圧V_{g1}の波形を示し、図6（c）は、集積回路IC1の電流センサ端子電圧V_{cs}の波形を示し、図6（d）は、スイッチング

素子Q2のゲート端子の電圧 V_{g2} の波形を示し、図6(e)は、LED発光部24を流れる電流 i の波形を示している。

[0156] まず、図6(a)で示したように、入力電圧 V_{in} の波形においては、周期 t_1 が約13.7(μs)となり、周波数として73.0kHzが観測されている。

[0157] この周波数は、約5kHzに設定したカットオフ周波数より高いため、スイッチング素子Q2のゲート端子には、図6(d)で示したようにハイレベル(約DC14V)の電圧 V_{g2} が入力されるため、スイッチング素子Q2は常にオン状態となる。

[0158] しかしながら、LED発光部24を流れた電流 i は、前述したように抵抗 R_3 、抵抗 R_4 及び抵抗 R_5 が端子T9と端子TGとの間に並列接続されているため、PWM制御部25には殆ど流れることなく、LED発光部24のカソード側端子TKからPWM制御部25のGND端子TGを介して整流回路部22のグランド側出力端子T5へ直接流れる。

[0159] その結果、抵抗 $R_3 \sim R_5$ には電流 i が流れないため、電流センサ端子電圧 V_{cs} が、図6(c)で示したようにグランドレベル(0V)で一定であるため、図6(b)で示したように駆動パルスのデューティ比が100%となり、PWM制御部25におけるスイッチング素子Q1のゲート端子の電圧 V_{g1} は常にハイレベル(約DC7.5V)であり、スイッチング素子Q1はオン状態である。

[0160] したがって、PWM制御部25は、LED発光部24を流れる電流 i のPWM制御を行わない。

[0161] そして、図6(e)で示したように、LED発光部24を流れる電流 i は、PWM制御部25によりPWM制御されることなく、入力電圧 V_{in} が全波整流された波形となり実効値(RMS値)測定では約199.3mAと観測された。

[0162] また、PWM制御部25のパルス駆動によるPWM制御がなされないため、直流に重畳するリップル電圧波形分の周期 t_2 が約6.9(μs)となり

、LED発光部24を流れる電流*i*の周波数は、入力電圧*V_{in}*の周波数の2倍の約145.4kHzと観測された。

[0163] したがって、LED発光部24を流れる電流*i*のリプル電圧波形分の周波数は、全波整流により、入力電圧*V_{in}*の波形の周波数の約2倍の周波数になっていることが確認できた。

[0164] 以上の観測により、照明装置10の安定器12がグロースタート式、ラピッドスタート式又はインバータ式いずれの点灯方式であっても、LED発光部24を流れる電流*i*の実行値（RMS値）として190mA～200mAが実測定で得られ、照明用として点灯させることができることを確認した。

[0165] 同時に、安定器12がグロースタート式やラピッドスタート式の場合であれば、入力電圧*V_{in}*の周波数は、約60Hzであるため、LED発光部24を流れる電流*i*は、PWM制御部25によりカットオフ周波数の5kHzよりも高い約43.6～43.7kHzの周波数のパルス駆動によりPWM制御されることも確認した。

[0166] 一方、安定器12がインバータ式の場合であれば、入力電圧*V_{in}*の周波数は、カットオフ周波数の5kHzよりも高い約73.0kHzであるため、LED発光部24を流れる電流*i*は、約145.4kHzとPWM制御部25のパルス駆動によるPWM制御はなされていないことを確認した。

[0167] なお、本発明の技術的範囲は、上述したいずれかの実施の形態に限定されるものでなく、請求項に示した範囲で種々の変形が可能であり、かつ、異なる実施の形態にそれぞれ開示された技術的な手段を適宜組み合わせて得られるような実施の形態の変形例についても本発明の技術的範囲に含まれるものとする。

[0168] 例えば、一对の入力端子部とは、少なくとも一对の入力端子部を含むことの意味であって、例えば直管型蛍光ランプの両端部の端子のように合計4つ（片側2つずつ）の入力端子部がある場合には、少なくともそのうちの2つの入力端子部（片側から2端子でもよいし、両側から2端子のいずれでもよい）に外部の交流電流が入力されるものであればよい。

- [0169] また、本実施の形態の説明においては、ある2端子間において別の端子を介して単に配線で接続されている場合は、配線抵抗等を見做し、その2端子間は直接接続されている（同電位である）ものと見なし説明している。
- [0170] また、一对の入力端子部に入力される交流電流の周波数を峻別する所定の周波数は、安定器がグロースタート式やラピッドスタート式の場合の商用周波数（50Hz／60Hz）と、インバータ式の場合の高い周波数（約20～100kHz）と、を峻別できる周波数（カットオフ周波数）として約5kHzが好ましいが、65Hzよりも大きく、20kHzよりも小さい周波数の範囲において、ハイパスフィルタ回路の回路定数を変更することにより所望の周波数となるように適宜設定すればよい。
- [0171] 同様に、PWM制御部によるパルス駆動の周波数やデューティ比は、LED発光部を流れる電流（照度）やPWM制御部のスイッチング素子の発熱などを考慮し、集積回路IC1のスペック範囲内で各ピンに接続された抵抗や駆動電圧等を適宜設定することにより設定されればよい。
- [0172] 特に、参照に用いた回路図における回路構成や回路定数については、本発明の所期の目的を達成し且つ所望の効果が得られれば、上記実施の形態の説明において明示されていなくても、本発明の技術的範囲に含まれる範囲で適宜選択すればよい。
- [0173] また、図7（a）で示したように、高電圧（HV）側出力端子T7とグラウンド側出力端子T5との間において、複数の抵抗R20、抵抗R21、ツェナーダイオードD20及び抵抗R22を直列接続し、抵抗R22に分圧された直流電圧（約DC250mVよりも小さく、高電圧（HV）の大きさと比例する電圧）を、集積回路IC1の#7ピンに入力すれば、一对の入力端子部に入力される電圧の大きさに応じて比例的にスレッシュホールド電圧を可変させることもできる。
- [0174] 例えば、抵抗R20の抵抗値として1MΩ、抵抗R21の抵抗値として1MΩ、ツェナーダイオードD20のツェナー電圧として51V、抵抗R22の抵抗値として3.65kΩ、コンデンサC20の容量として1μFを選択

すれば、高電圧（HV）側出力端子T7に165Vが出力された場合に集積回路IC1の#7ピンには実測で約215mVが入力される。

[0175] このように、一对の入力端子部に入力される電圧と、PWM制御されるLED発光部を流れる電流が、比例的に増減する関係となるため、一对の入力端子部側からみたLEDランプ全体の入力インピーダンスが正性化（入力電圧が大きくなるにつれて流れる電流も比例的に増大すること）される。

[0176] したがって、図7（b）で示したように、直列ラピッド式安定器において本実施の形態によるLEDランプ50とLEDランプ60を直列接続した場合であっても、それぞれの入力インピーダンスに応じて直列ラピッド式安定器から入力される電圧が比例配分されるため、両者に同じ駆動電流を流すことが容易となり、本実施の形態におけるLEDランプの直列接続も可能となる。

産業上の利用可能性

[0177] 以上のように、本発明のLEDランプ及びそのLEDランプを含む照明装置によれば、蛍光ランプ用点灯装置の安定器がグロースタート式、ラピッドスタート式又はインバータ式などいずれの点灯方式であっても、従前に装着されていた蛍光ランプ（LEDランプでもよい）と交換すれば、高い周波数でパルス駆動して点灯可能なLEDランプ及びそのLEDを含む照明装置としての用途に適用することができる。

符号の説明

- [0178] 10 照明装置
11 プラグ
12 安定器
20、50、60 LEDランプ
20a, 20b, 20c, 20d 入力端子部
21 保護回路部
22 整流回路部
23 平滑回路部

24 LED発光部
25 PWM制御部
26 バイパス回路部
C1、C2、C9、C10、C11、C12、C20 コンデンサ
C3、C4、C5 電解コンデンサ
C6 第1のコンデンサ
C7 第2のコンデンサ
D2、D3、D4、D5、D6、D7 ダイオード
D8 第2のダイオード
D9 第1のダイオード
D1、D10、D20 ツェナーダイオード
Z9、Z10、Z11、Z12 入力回路部
HV 高電圧
F1 ヒューズ
IC1 集積回路
L1、L2、L3、L4 チョークコイル
L5 コイル
L6 コイル
Q1、Q2 スイッチング素子
R1、R2、R3、R4、R5、R6、R7、R8、R9、R10、R11、R12、R20、R21、R22 抵抗
R13 第1の抵抗
R14 第2の抵抗
SA1 2極放電管
SA2 バリスタ
T1、T2、T3、T4、T6、T8、T9 端子
T5 グランド側出力端子
T7 高電圧（HV）側出力端子

T_A アノード側端子

T_K カソード側端子

T_G GND端子

V_{in} 入力電圧

V_{cs} 電流センサ端子電圧

V_{g1} スイッチング素子Q1のゲート端子の電圧

V_{g2} スイッチング素子Q2のゲート端子の電圧

i LED発光部を流れる電流

t_{osc} 発振周期

請求の範囲

[請求項1] 一対の入力端子部と、外部から前記一対の入力端子部に入力される交流電流を直流電流に整流する整流回路部と、前記整流回路部から出力される直流電流の通電により発光するＬＥＤ発光部と、を含むＬＥＤランプであって、

前記整流回路部と前記ＬＥＤ発光部との間の回路において、前記ＬＥＤ発光部に流す電流をデューティ比に基づいてＰＷＭ制御できるＰＷＭ制御部が設けられ、

前記ＰＷＭ制御部は、

前記一対の入力端子部に入力される外部の交流電流の周波数に応じて、前記ＬＥＤ発光部に流れる電流の前記ＰＷＭ制御を行う場合と、前記ＬＥＤ発光部に流れる電流の前記ＰＷＭ制御を行わない場合と、に切り替えられることを特徴とするＬＥＤランプ。

[請求項2] 前記ＰＷＭ制御部は、

前記一対の入力端子部に入力される外部の交流電流の周波数が所定の周波数よりも低い場合には、前記所定の周波数よりも高い周波数のパルス駆動により前記ＬＥＤ発光部に流れる電流の前記ＰＷＭ制御を行い、

前記一対の入力端子部に入力される外部の交流電流の周波数が前記所定の周波数よりも高い場合には、前記ＬＥＤ発光部に流れる電流の前記ＰＷＭ制御を行わない、

ことを特徴とする請求項１記載のＬＥＤランプ。

[請求項3] 前記ＬＥＤ発光部のカソード側端子と前記整流回路部のグランド側出力端子との間にバイパス回路部が設けられ、

前記バイパス回路部は、スイッチング素子と、前記スイッチング素子の駆動電圧を出力するハイパスフィルタ回路と、を含み、

前記スイッチング素子は、

前記一対の入力端子部に入力される交流電流が前記所定の周波数よ

りも低い周波数である場合は、前記ＬＥＤ発光部の前記カソード側端子から前記整流回路部の前記グランド側出力端子へ電流を流さず、

前記一対の入力端子部に入力される交流電流が前記所定の周波数よりも高い周波数である場合は、前記ＬＥＤ発光部の前記カソード側端子から前記整流回路部の前記グランド側出力端子へ電流を流す、

ことを特徴とする請求項２記載のＬＥＤランプ。

[請求項４]

前記バイパス回路部の前記スイッチング素子は、ゲート端子に入力されるゲート電圧に応じて、ドレイン端子とソース端子との間の電流の流れを制御するＮチャンネルＭＯＳ型ＦＥＴであって、

前記ドレイン端子は前記ＬＥＤ発光部の前記カソード側端子に接続され、前記ソース端子は前記整流回路部の前記グランド側出力端子に接続され、

前記ゲート端子は、前記ハイパスフィルタ回路を介して前記整流回路部の入力端子のいずれか一方に接続され、

前記ハイパスフィルタ回路は、

前記一対の入力端子部に入力される交流電流が前記所定の周波数よりも高い場合には、前記ドレイン端子から前記ソース端子へ電流を流すように駆動させるゲート電圧を前記ゲート端子に出力し、

前記一対の入力端子部に入力される交流電流が前記所定の周波数よりも低い場合には、前記ドレイン端子から前記ソース端子へ電流を流さないように駆動させるゲート電圧を前記ゲート端子に出力する、

ことを特徴とする請求項３記載のＬＥＤランプ。

[請求項５]

前記ハイパスフィルタ回路は、

第１のコンデンサと、

一端子が前記第１のコンデンサの一端子に接続されて、前記第１のコンデンサに直列に接続される第１の抵抗と、

前記第１の抵抗の他端子から前記ゲート端子へ順方向に接続される第１のダイオードと、

前記ソース端子と前記ゲート端子との間に接続される第2のコンデンサと、

前記ソース端子と前記ゲート端子との間に接続される第2の抵抗と、

前記ソース端子から前記ゲート端子へ順方向に接続されるツェナーダイオードと、

前記ソース端子から前記第1の抵抗の前記他端子へ順方向に接続される第2のダイオードと、を含み、

前記第1のコンデンサの他端子は、前記整流回路部の入力端子のいずれか一方に接続される、ことを特徴とする請求項4記載のLEDランプ。

[請求項6] 前記所定の周波数は、65 Hzよりも大きく、20 kHzよりも小さい周波数であることを特徴とする請求項2から5いずれか1項に記載のLEDランプ。

[請求項7] 請求項1から6いずれか1項に記載のLEDランプを含むことを特徴とする照明装置。