

## 明 細 書

発明の名称：

ＬＥＤランプ、そのＬＥＤランプを含む照明装置、及び、ＬＥＤランプの電流制御方法

### 技術分野

[0001] 本発明は、市場に流通している定電力制御型のインバータ式の点灯装置の蛍光ランプに替えて装着しても、ＬＥＤ発光部に流れる電流の大きさを所定の範囲に安定化することができるＬＥＤランプ、そのＬＥＤランプを含む照明装置、及び、ＬＥＤランプの電流制御方法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ト式、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ト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１５（ａ）は、グロースタート式の安定器の一例を示す図であり、図１５（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１５（ｃ）は、インバータ式の安定器の一例を示す図である。

- [0008] 図15(a)で示したグロースタート式の安定器は、点灯管（グロースタート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15(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15(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16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。

- [0017]   ところで、上述したインバータ式点灯装置の安定器（以下、インバータ式安定器又は電子式安定器とも称する）としては、LEDランプに限らず従来の蛍光ランプにも応用され、蛍光ランプに流れる電流の大きさが一定となるように制御する定電流制御型や、蛍光ランプに供給される電力の大きさが一定となるように制御する定電力制御型のものが広く知られている（例えば、特許文献2及び3を参照）。

## 先行技術文献

### 特許文献

- [0018] 特許文献1：特開2010-34012号公報  
特許文献2：特開2010-218961号公報  
特許文献3：特開2002-15886号公報

## 発明の概要

### 発明が解決しようとする課題

- [0019]   近年、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。
- [0020]   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。
- [0021]   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、電源側入力の変圧100V～240V（50Hz／60Hz）に対応して、安定器の出力（2次側出力）は、約AC200V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変圧と同一であった。

- [0022] そのため、ＬＥＤランプ内においては、電源側入力周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、希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に流れる電流の大きさが所定の範囲内に収まるようにしていた。
- [0023] 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。
- [0024] 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、希望の照度を得られるようにＬＥＤランプのＬＥＤ発光部の回路構成を固定して、各ＬＥＤに流れる電流の大きさが所定の範囲内に収まるようにしていた。
- [0025] 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。
- [0026] 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。
- [0027] 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。

[0028] 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。

[0029] 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。

[0030] また、定電力制御型のインバータ式安定器にＬＥＤランプを装着した場合、例えば、ＬＥＤランプのＬＥＤ発光部に流れる電流値を制限する負荷インピーダンスの値が蛍光ランプのそれと比較して小さいことに起因して、インバータ式安定器の出力電圧が小さくなり、出力電流が大きくなってしまう。その結果、ＬＥＤランプに流れる電流の大きさが所定の範囲より大きくなって適切な光量が得られないことがあった。

[0031] また、様々な定格電力の蛍光ランプを駆動するために、様々な出力電力設定のインバータ式安定器が存在し、これらのインバータ式安定器の種類によって、ＬＥＤランプに流れる電流の大きさが所定の範囲内に安定せず、適切な光量が得られないことがあった。詳説すれば、ＬＥＤランプの負荷インピーダンスの大きさに略比例するようにインバータ式安定器の出力電圧が固定される一方、出力電流は、その出力電圧の大きさに応じて変動してしまう。その結果、ＬＥＤランプに流れる電流の大きさが所定の範囲を超えて変動してしまい、適切な光量が得られないことがあった。

[0032] そこで、本発明は、蛍光ランプ用点灯装置の安定器が定電力制御型のインバータ式であっても、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、ＬＥＤ発光部に流れる電流の大きさを所定の範囲に安定化することができるＬＥＤランプ、そのＬＥＤランプを含む照明装置、及び、ＬＥＤランプの電流制御方法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

[0033] 本発明のＬＥＤランプは、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、一对の入力端子部と整流回路部との間の回路において、一对の入力端子部のいずれか一方の入力端子部から整流回路部を通過して他方の入力端子部へ流れる交流電流を流すための可変インダクタンス部と、整流回路部とＬＥＤ発光部との間の回路において、ＬＥＤ発光部に流れる直流電流の大きさを検出する電流検出部と、電流検出部により検出された直流電流の大きさに応じて可変インダクタンス部のインダクタンス値を可変するためのインダクタンス可変制御部と、を有することを特徴とする。

[0034] このＬＥＤランプによれば、蛍光ランプ用点灯装置の安定器が定電力制御型のインバータ式安定器であっても、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、インダクタンス可変制御部によって、電流検出部によって検出された電流の大きさに応じて、可変インダクタンス部のインダクタンス値が可変され、その値に応じて出力電圧が略比例するように固定される。その結果、ＬＥＤ発光部に流れる電流の大きさを所定の範囲に安定化することができる。

[0035] 例えば、ＬＥＤ発光部を流れる電流の大きさが所定の範囲より小さい場合には、可変インダクタンス部のインダクタンス値を小さくすることにより、定電力制御型のインバータ式安定器の出力電圧が小さくなり、出力電流が大きくなることを利用して、ＬＥＤ発光部を流れる電流の大きさを所定の範囲に安定化することができる。一方、ＬＥＤ発光部を流れる電流の大きさが所定の範囲より大きい場合には、可変インダクタンス部のインダクタンス値を大きくすることにより、定電力制御型のインバータ式安定器の出力電圧が大きくなり、出力電流が小さくなることを利用して、ＬＥＤ発光部を流れる電流の大きさを所定の範囲に安定化することができる。すなわち、定電力制御型のインバータ式安定器におけるＬＥＤランプ側へ定電力を供給しようとする制御方式の特性を利用して、所望の効果が得られるものである。

[0036] また、上記したＬＥＤランプは、前記構成に加え、一对の入力端子部と整

流回路部との間の回路において、一对の入力端子部のいずれか一方の入力端子部から整流回路部を通過して他方の入力端子部へ流れる交流電流を流すための閾値素子が設けられ、その閾値素子は、一对の入力端子部に外部から所定の閾値を超える交流電流が入力されてから所定の時間を経過した後にその両端が短絡され、インダクタンス可変制御部は、閾値素子の両端が短絡された後に検出された直流電流の大きさに応じて可変インダクタンス部のインダクタンス値を可変してもよい。

[0037] 例えば、定電力制御型のインバータ式安定器の種類によっては、出力開始時に、蛍光ランプの状態把握（例えば、負荷側に蛍光ランプが装着されているか否かのチェック）のため、あらかじめ出力電圧を定格値よりも低めに設定し、適切な光量の得られないわずかな電流を流してそのときの出力電流の大きさを監視した後に出力電圧を所定の範囲まで上げてから定電力制御を行うものがある。

[0038] しかしながら、この構成によれば、一对の入力端子部に外部から所定の閾値を超える交流電流が入力されてから所定時間経過後に閾値素子の両端が短絡され、閾値素子の両端短絡後のLED発光部に流れる直流電流の大きさに応じて可変インダクタンス部のインダクタンス値が可変されるので、この種のインバータ式安定器であっても、検出すべきLED発光部を流れる電流（通常の点灯状態での電流）のみを検出し、誤った制御をすることがない。

[0039] また、上記したLEDランプは、前記構成に加え、一对の入力端子部と整流回路部との間の回路において、一对の入力端子部のいずれか一方の入力端子部から整流回路部を通過して他方の入力端子部へ流れる交流電流を遮断できる回路遮断部が設けられ、その回路遮断部は、電流検出部により検出された直流電流の大きさが所定の上限値を上回った場合または所定の下限値を下回った場合に、交流電流を遮断してもよい。

[0040] この構成によれば、例えば、安定器側において経年変化や何らかの異常が生じ、LEDランプに過電流が流れても、安全サイドで、外部から一对の入力端子部に入力された交流電流が整流回路部へ流れることを遮断することが

できる。また、反対に、ＬＥＤランプの安定器への装着状態や電氣的な接続不良などの何らかの異常により、検出された直流電流の大きさが非常に小さい場合にも、安全サイドで、外部から一對の入力端子部に入力される交流電流が整流回路部へ流れることを遮断することができる。

[0041] また、上記したＬＥＤランプは、前記構成に加え、整流回路部と前記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、一對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、ＰＷＭ制御部がＰＷＭ制御を行わない場合において、電流検出部はＬＥＤ発光部に流れる直流電流の大きさを検出し、その直流電流の大きさに応じて、インダクタンス可変制御部は可変インダクタンス部のインダクタンス値を可変してもよい。

[0042] この構成によれば、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制御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。また、インバータ式安定器に装着された場合、すなわち、ＰＷＭ制御部がＰＷＭ制御を行わない場合には、この構成により、ＬＥＤ発光部を流れる電流の大きさを所定の範囲に安定化することができる。

[0043] 言い換えると、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ように、一對の入力端子部から入力される交流電流の周波数が商用周波数５０Ｈｚ／６０Ｈｚのように低い場合であれば、ＬＥＤランプが有するＰＷＭ制御部がＬＥＤ発光部に流れる電流の安定化に作用している。一方、同安定器がインバータ式のように一對の入力端子部から入力される交流電流の周波数が２０ｋＨｚ～１００ｋＨｚのように高い場合には、ＬＥＤ発光部に流れる直流電流の大きさに応じて可変インダクタンス部のインダクタンス値が可変されてＬＥＤ発光部に流れる電流の安定化に作用して

いる。

[0044] また、上記した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制御を行わない形態であってもよい。

[0045] 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。

[0046] 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。

[0047] 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。

[0048] 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。

[0049] 例えば、蛍光ランプ用点灯装置の安定器がグロースタータ式又はラピッドスタート式の場合であれば、一対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。

[0050] 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。

[0051] 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。

[0052] 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の大きさ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。

[0053] また、上記した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、一对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ンド側出力端子へ電流を流さず、一对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ンド側出力端子へ電流を流す形態であってもよい。

[0054] 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。

[0055] また、上記した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

F E Tであって、ドレイン端子はL E D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、一对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、一对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形態であってもよい。

[0056] この構成により、NチャンネルM O S型F E T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L E D発光部に電流を流すことが可能となり、P W M制御部へ電流が流れ込むことを阻止できる。

[0057] 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、P W M制御部がバイパス（迂回）されるため、L E D発光部を流れる電流はP W M制御部へ電流が流れ込まず、P W M制御部はP W M制御を行わないようにできる。

[0058] また、上記したL E D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形態であってもよい。

[0059] 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。

[0060] 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。

[0061] また、上記した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ってもよい。

[0062] 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±1Hz)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ス駆動による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。

[0063] 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。

[0064] また、本発明の照明装置は、上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する。

[0065] この照明装置によれば、上記したLEDランプを含むので、蛍光ランプ用点灯装置の安定器が定電力制御型のインバータ式安定器であっても、従前に装着されていた蛍光ランプ(LEDランプでもよい)と交換するだけで、LED発光部に流れる電流の大きさを所定の範囲に安定化することができる。

[0066] また、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。

[0067] また、照明装置自体に安定器が搭載されていないため、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。

[0068] また、本発明のＬＥＤランプの電流制御方法は、一对の入力端子部と、外部から一对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ランプの電流制御方法であって、一对の入力端子部と整流回路部との間の回路において、一对の入力端子部のいずれか一方の入力端子部から可変インダクタンス部を介して整流回路部を通過させて他方の入力端子部へ交流電流を流す段階と、整流回路部とＬＥＤ発光部との間の回路において、ＬＥＤ発光部に流れる直流電流の大きさを検出する段階と、検出された直流電流の大きさに応じて可変インダクタンス部のインダクタンス値を可変する段階と、を含み、ＬＥＤ発光部に流れる直流電流の大きさを所定の範囲内となるように制御することを特徴とする。

[0069] このＬＥＤランプの電流制御方法によれば、蛍光ランプ用点灯装置の安定器が定電力制御型のインバータ式安定器であっても、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、電流検出部によって検出された電流の大きさに応じて、可変インダクタンス部のインダクタンス値が可変され、その値に応じて出力電圧が略比例するように固定される。その結果、ＬＥＤ発光部に流れる電流の大きさを所定の範囲に安定化することができる。

### 発明の効果

[0070] 本発明のＬＥＤランプ、そのＬＥＤランプを含む照明装置、及び、ＬＥＤランプの電流制御方法によれば、蛍光ランプ用点灯装置の安定器が定電力制御型のインバータ式であっても、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、ＬＥＤ発光部に流れる電流の大きさを所定の範囲に安定化することができる。

## 図面の簡単な説明

[0071] [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は、可変インダクタンス部を示す回路図である。

[図5]図5は、可変インダクタンス部の可変制御パターンを示す図である。

[図6]図6は、検出電流に対するインダクタンス値の可変領域と回路遮断領域を示す図である。

[図7]図7は、本発明の実施の形態におけるLEDランプの電流制御方法を示すフローチャートである。

[図8]図8(a)及び(b)は、それぞれ、定電力制御型インバータ式安定器で点灯させた場合におけるLEDランプのインダクタンス値 $100\mu\text{H}$ 時の入力電圧波形とLED発光部を流れる電流波形であり、図8(c)及び(d)は、それぞれ、定電力制御型インバータ式安定器で点灯させた場合におけるLEDランプのインダクタンス値 $400\mu\text{H}$ 時の入力電圧波形とLED発光部を流れる電流波形である。

[図9]図9(a)及び(b)は、それぞれ、定電力制御型インバータ式安定器で点灯させた場合におけるLEDランプのインダクタンス値 $100\mu\text{H}$ 時の入力電圧波形とLED発光部を流れる電流波形であり、図9(c)及び(d)は、それぞれ、定電力制御型インバータ式安定器で点灯させた場合におけるLEDランプのインダクタンス値 $400\mu\text{H}$ 時の入力電圧波形とLED発光部を流れる電流波形である。

[図10]図10(a)は、入力電圧 $V_{in}$ の波形であり、図10(b)は、スイッチング素子Q1のゲート端子の電圧 $V_{g1}$ の波形であり、図10(c)は、集積回路IC1の電流センサ端子電圧 $V_{cs}$ の波形であり、図10(d)は、スイッチング素子Q2のゲート端子の電圧 $V_{g2}$ の波形であり、図10(e)は、LED発光部24を流れる電流 $i$ の波形である。

[図11]図11(a)は、入力電圧 $V_{in}$ の波形であり、図11(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11(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11(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11(e)は、LED発光部24を流れる電流 $i$ の波形である。

[図12]図12(a)は、入力電圧 $V_{in}$ の波形であり、図12(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12(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12(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12(e)は、LED発光部24を流れる電流 $i$ の波形である。

[図13]図13は、本発明の変形例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14]図14(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14(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15]図15(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15(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15(c)は、インバータ式の安定器の一例を示す図である。

[図16]図16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

[0072] 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)

[0073] 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ランプの回路図であり、図3は、集積回路 $IC_1$ の内部を示すブロック図であり、図4は、可変インダクタンス部を示す回路図であり、図5は、可変インダクタンス部の可変制御パターンを示す図であり、図6は、検出電流に対するインダクタンス

値の可変領域と回路遮断領域を示す図であり、図 7 は、本発明の実施の形態における LED ランプの電流制御方法を示すフローチャートであり、図 8 (a) ~ (d) 及び図 9 (a) ~ (d) は、本発明の実施の形態における LED ランプを定電力制御型インバータ式安定器で点灯したときの LED ランプの入力電圧波形と LED 発光部を流れる電流波形であり、図 10 (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 11 (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 12 (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 13 は、本発明の変形例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 14 (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 14 (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。

[0074] 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 ~ 240 V (50 Hz / 60 Hz) 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 の方式に応じて一对の入力端子部間 (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。

[0075] 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。

[0076] また、プラグ 11 に接続される外部電源は、AC 電圧 100 ~ 240 V (50 Hz / 60 Hz) 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。

- [0077] ここで、安定器 12 から交流電流を出力する線は、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できるように接続されている。
- [0078] 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 Z9 が接続されている（図 2 参照）。
- [0079] 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）。
- [0080] 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）。
- [0081] 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）。
- [0082] 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  $\Omega$  ～約 100  $\Omega$  が選択されている。
- [0083] 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  $\Omega$  ～約 100  $\Omega$  が選択されている。
- [0084] 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。

- [0085] また、端子T 1と端子T 1 1との間には、回路遮断部3 3が接続されており、同様に、端子T 2と端子T 1 2との間にも、回路遮断部3 3が接続されている。回路遮断部3 3は、例えばB接点タイプのリレーを含み、LED発光部2 4に流れる電流*i*の大きさが異常である場合に、一对の入力端子部からの交流電流を遮断することができる。回路遮断部3 3の詳細は後述する。
- [0086] また、端子T 1 1と端子T 1 2との間には、保護回路部2 1（図2参照）が挿入されている。
- [0087] 保護回路部2 1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SA 1とバリスタSA 2が直列に接続されたものである。
- [0088] 2極放電管SA 1の放電開始電圧やバリスタSA 2の制限電圧を適宜設定することにより、端子T 1と端子T 2との間に電源側から侵入するサージ電圧を例えば約4 0 0 V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SA 1とバリスタSA 2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SA 1が放電し続けることによる続流（follow current）をバリスタSA 2によって有効に防止できる。
- [0089] 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2 2側へサージ電流が入り込むのを阻止している。
- [0090] したがって、整流回路部2 2やLED発光部2 4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。
- [0091] また、端子T 1 2側には、閾値素子3 4が直列に接続されている。閾値素子3 4は、例えば、互いに逆向き（双方向）に直列に接続された2つのツェナーダイオードD 3 4 a，D 3 4 bと、これらのツェナーダイオードに並列に接続されたリレーRY 3 4とを含む（図2参照）。リレーRY 3 4は、LED発光部2 4に電流が流れてから所定時間経過してから所定の電圧を出力する遅延回路（図示せず）からの出力電圧によって駆動され、2つのツェナーダイオードD 3 4 a，D 3 4 bの両端を短絡する。この遅延回路は、交流電流が閾値素子3 4の所定の閾値を超えて後段の整流回路部2 2に流れ始め

てから所定の時間経過後に所定の電圧を出力してリレー R Y 3 4 を駆動するように設定されている。これにより、閾値素子 3 4 は、一对の入力端子部に外部から所定の閾値を超える交流電流が入力されてから所定の時間を経過した後、その両端がリレー R Y 3 4 により短絡される。なお、閾値素子とは、両端子間に所定の閾値以上の電圧が印加されると素子の内部において通電を開始する素子であると定義し、閾値素子 3 4 としては、ツェナーダイオード D 3 4 a, D 3 4 b に代えて、例えば無ゲート 2 端子型サイリスタのサイダック（登録商標）、二極放電管等が適用可能である。閾値素子 3 4 の詳細は後述する。

[0092] また、端子 T 1 1 と整流回路部 2 2 の一方の入力側の端子 T 3 との間に可変インダクタンス部 L 5 0 が挿入され、同様に端子 T 1 2 と整流回路部 2 2 の他方の入力側の端子 T 6 との間には、閾値素子 3 4 と直列に可変インダクタンス部 L 6 0 が挿入されている。可変インダクタンス部 L 5 0, L 6 0 のインダクタンス値（以下、L 値とも称する）は、インダクタンス可変制御部 3 2 によって制御される。可変インダクタンス部 L 5 0, L 6 0 のインダクタンス可変の詳細は後述する。

[0093] これにより、可変インダクタンス部 L 5 0 と可変インダクタンス部 L 6 0 が高い周波数のパルスに対しては、流れる電流を制限するインピーダンスとして作用する。

[0094] そのため、例えば安定器 1 2 がグロースタータ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 Q 1 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 2 0 a ~ 2 0 d 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。

[0095] また、安定器 1 2 がインバータ式である場合であれば、高い周波数の 2 0 k H z ~ 1 0 0 k H z の交流電流が入力されるため、可変インダクタンス部 L 5 0 と可変インダクタンス部 L 6 0 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。

- [0096] 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。
- [0097] 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オードと、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）。
- [0098] 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とグランド側出力端子T5との間に、直流電圧が出力される。
- [0099] 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。
- [0100] 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*i*が流れる。
- [0101] さらにPWM制御部25のGND端子TGは、整流回路部22の出力側のグランド側出力端子T5に接続されている。
- [0102] 上記の回路構成により、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によりPWM制御され、所定の電流値範囲に制御されている。
- [0103] 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。
- [0104] 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

（ドレイ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 $R_3$ 、抵抗 $R_4$ 及び抵抗 $R_5$ が端子 $T_9$ と端子 $T_G$ 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 $i$ は、カソード側端子 $T_K$ からPWM制御部25のGND端子 $T_G$ を介して整流回路部22のグランド側出力端子 $T_5$ に直接流れる。

[0105] したがって、PWM制御部25には、電流 $i$ が殆ど流れないため、電流 $i$ はPWM制御されない。

[0106] 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。

[0107] 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。

[0108] 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 $Q_1$ 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 $Q_1$ 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。

[0109] また、LED発光部24のカソード側端子 $T_K$ と整流回路部22のグランド側出力端子 $T_5$ との間において、バイパス回路部26に直列に電流検出部31が接続されている。電流検出部31は、バイパス回路部26によってLED発光部24に流れる電流 $i$ をバイパスする場合に（安定器がインバータ方式の場合に）、その直流電流の大きさを検出し、その検出信号（直流電圧）をインダクタンス可変制御部32に出力する。

[0110] そして、インダクタンス可変制御部 32 は、電流検出部 31 によって検出された電流の大きさに応じて、可変インダクタンス部 L50, L60 のインダクタンス値を制御する。インダクタンス可変制御部 32 の詳細は後述する。

[0111] 次に、図 2～図 6 を参照して、各構成部についてさらに詳細に説明する。

[0112] 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。

[0113] 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。

[0114] 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。

[0115] また、ヒューズ F1 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される電源電流の過電流保護用である。

[0116] 次に、整流回路部 22 は、前段にアノードが端子 T3 に接続され、カソードが高電圧（HV）側出力端子 T7 に接続されるダイオード D4 と、アノードが端子 T6 に接続され、カソードが高電圧（HV）側出力端子 T7 に接続されるダイオード D5 と、アノードがグランド側出力端子 T5 に接続され、カソードが端子 T3 と同電位の端子 T4 に接続されるダイオード D6 と、アノードがグランド側出力端子 T5 に接続され、カソードが端子 T6 に接続されるダイオード D7 と、から構成されるブリッジダイオードを有している。

[0117] 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T7とグランド側出力端子T5との間に、高電圧（HV）側出力端子T7側をプラス（+）、グランド側出力端子T5側をマイナス（-）端子として電解コンデンサC4と電解コンデンサC5を並列に接続している。

[0118] 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T7に出力され、低電圧側がグランド側出力端子T5に出力されている。

[0119] そして、高電圧（HV）側出力端子T7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L1～L4の直列回路と電解コンデンサC3の並列回路で構成されている。

[0120] 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TAからカソード側端子TK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。

[0121] 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、PWM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 $t_{osc}$ （ $\mu s$ ）のパルス駆動によりPWM制御されている。

[0122] 例えば、集積回路IC1として、市販されているSUPERTEX INC.製の型式HV9910B（図3参照）を用いた場合であれば、発振周期 $t_{osc}$ （ $\mu s$ ）は、#8ピンに接続される抵抗R1の抵抗値 $R_T$ （ $k\Omega$ ）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]

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

- [0123] なお、本実施の形態においては、例えば抵抗 $R_1$ を約499 (k $\Omega$ )に設定すれば、発振周期 $t_{osc}$  ( $\mu$ s)として上記数式1により約20.84 ( $\mu$ s)が求められる。
- [0124] したがって、仮に発振周期が計算値通りの約20.84 ( $\mu$ s)とすると、約48 kHzの高い周波数のパルス駆動が可能となる。
- [0125] 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 $Q_1$ 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チャンネルMOS型FETである。
- [0126] ここで、集積回路IC1において、スイッチング素子 $Q_1$ 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のアノ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 $R_6$ 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 $R_2$ と抵抗 $R_7$ により分圧された電圧であって、抵抗 $R_7$ に相当する分の電圧が入力される。
- [0127] また、集積回路IC1の#1ピンは、抵抗 $R_8$ 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。
- [0128] これにより、#1ピンから供給された電圧(約DC8V～約DC450V)は、内部のレギュレータにより所定のVDD電圧(約DC12V)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)。
- [0129] 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DC250mVを超えなければ、スイッチング素子 $Q_1$ のゲート端子にハイレベル(約DC7.5V)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DC250mVに到達すれば、スイッチング素子 $Q_1$ 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。

- [0130] このようにして、LED発光部を流れる電流  $i$  は、集積回路 IC 1 の動作によりスイッチング素子 Q 1 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。
- [0131] すなわち、電流  $i$  は、PWM制御部 2 5 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 Q 1 に応じて、上記の数式 1 で得られる発振周期  $t_{osc}$  ( $\mu s$ ) でパルス状（三角波的）に増減を繰り返す。
- [0132] 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 250 mV）を超える電圧  $V_{DD}$ （約 DC 12 V）が入力される。
- [0133] 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 IC 1 の内部で発生する上記の約 DC 250 mV が設定されている（図 3 参照）。
- [0134] 一方、集積回路 IC 1 の # 7 ピンに入力する電圧として、約 DC 250 mV 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。
- [0135] これにより、LED発光部 2 4 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。
- [0136] ここで、スイッチング素子 Q 1 がオフ状態になると、チョークコイル L 1 ~ L 4 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 D 3 が、チョークコイル L 1 の終端の端子 T 8 から LED 発光部 2 4 のアノード側端子 T A へ向けて順方向となるように接続されている。

- [0137] 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及び電流検出部３１が設けられている。
- [0138] 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。
- [0139] 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に電流検出部３１を介して（電氣的に）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。
- [0140] 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Ｑ２のソース端子とゲート端子との間に電氣的に接続される第２のコンデンサＣ７と、ソース端子とゲート端子との間に電氣的に接続される第２の抵抗Ｒ１４と、ソース端子からゲート端子へ順方向に電氣的に接続されるツェナーダイオードＤ１０と、ソース端子から第１の抵抗Ｒ１３の他端子へ順方向に電氣的に接続される第２のダイオードＤ８と、含んでいる。
- [0141] そして、第１のコンデンサＣ６の他端子は、整流回路部２２の入力端子（端子Ｔ４を介して端子Ｔ３又は端子Ｔ６）のいずれか一方に接続されている。
- [0142] このハイパスフィルタ回路は、端子Ｔ３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Ｃ６、第１の抵抗Ｒ１３及び第２の抵抗Ｒ１４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。

[0143] 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。

[0144] 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。

[0145] 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。

[0146] 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の入力端子に入力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C 6の容量を1 0 0 p F、第1の抵抗R 1 3の抵抗値を5 1 k  $\Omega$ 、第2の抵抗R 1 4の抵抗値を5 1 k  $\Omega$ と選定することにより、カットオフ周波数を実測で約5 k H z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。

[0147] つまり、スイッチング素子Q 2は、整流回路部2 2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 k H z）よりも低い周波数である場合は、LED発光部2 4のカソード側端子T KからPWM制御部2 5のGND端子T Gを介して整流回路部2 2のグランド側出力端子T 5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。

[0148] 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。

[0149] 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。

[0150] 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、一对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 12（e）参照）。

[0151] また、電流検出部 31 は、抵抗 R31 とコンデンサ C31 の RC 並列回路から構成されている。電流検出部 31 は、バイパス回路部 26 におけるスイッチング素子 Q2 がオン状態となる場合に、スイッチング素子 Q2 のドレイン端子からソース端子へ流れる電流の大きさを検出する。すなわち、電流検出部 31 は、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くなるような場合、例えば安定器がインバータ式である場合に、LED 発光部 24 に流れる電流  $i$  を検出する。本実施の形態では、電

流検出部 31 は、自身に流れる電流値に応じた検出信号（直流電圧）をインダクタンス可変制御部 32 に出力する。

[0152] さらに、インダクタンス可変制御部 32 は、マイクロプロセッサを含み、電流検出部 31 によって検出された電流の大きさに応じて（すなわち、電流検出部 31 からの直流電圧の大きさに応じて）、可変インダクタンス部 L50、L60 のインダクタンス値を制御する。

[0153] 例えば、図 4（a）に示すように、可変インダクタンス部 L50 は、直列に接続されたインダクタ L51 とインダクタ L52 と、インダクタ L51、L52 それぞれに並列に接続されたスイッチ素子 32a、32b とを有している。一方、図 4（b）に示すように、可変インダクタンス部 L60 は、直列に接続されたインダクタ L51 とインダクタ L52 と、インダクタ L51、L52 の直列回路の両端に並列に接続されたスイッチ素子 32c とを有している。なお、可変インダクタンス部 L50、L60 には、例えば、摺動式インダクタ、マグアンプ等が適用されてもよい。

[0154] インダクタンス可変制御部 32 は、スイッチ素子 32a、32b、32c をオン／オフ制御することによって、可変インダクタンス部 L50、L60 の総和インダクタンス値を可変することができる。例えば、図 5 及び図 6 に示すように、インダクタンス可変制御部 32 は、LED 発光部 24 に流れる電流  $i$  の大きさが所定の範囲（L 値非可変領域）内である場合には、パターン 2 のようにスイッチ素子 32a をオン状態としスイッチ素子 32b 及び 32c をオフ状態とすることにより、可変インダクタンス部 L50、L60 のインダクタンス値をインダクタ L52、L61、L62 の総和インダクタンス値に設定する。

[0155] 一方、LED 発光部 24 に流れる電流  $i$  の大きさが所定の範囲より小さい場合（L 値可変（降下）領域内にある場合）には、パターン 3 のようにスイッチ素子 32a～32c 全てをオン状態とすることにより、可変インダクタンス部 L50、L60 の総和インダクタンス値を小さく可変する。すると、定電力制御型のインバータ式安定器の出力電圧が小さくなり、出力電流が大

きくなる。すなわち、LED発光部24に流れる電流 $i$ を大きくできるため、LED発光部24に流れる電流 $i$ の大きさを所定の範囲内に安定化することができる。

[0156] また、LED発光部24に流れる電流 $i$ の大きさが所定の範囲より大きい場合（L値可変（上昇）領域内にある場合）には、パターン1のようにスイッチ素子32a～32c全てをオフ状態とすることにより、可変インダクタンス部L50、L60の総和インダクタンス値を大きく可変する。すると、定電力制御型のインバータ式安定器の出力電圧が大きくなり、出力電流が小さくなる。すなわち、LED発光部24に流れる電流 $i$ を小さくできるため、LED発光部24に流れる電流 $i$ の大きさを所定の範囲内に安定化することができる。

[0157] 一方、インダクタンス可変制御部32は、電流検出部31により検出された電流の大きさが所定の上限値を上回った場合（回路遮断領域内の場合）には、回路遮断部33を制御し、一对の入力端子部から整流回路部22へ流れる交流電流を遮断させる（過電流保護）。また、インダクタンス可変制御部32は、電流検出部31により検出された電流の大きさが所定の下限値を下回った場合（回路遮断領域内の場合）には、回路遮断部33を制御し、一对の入力端子部から整流回路部22へ流れる交流電流を遮断させる（何らかの電流異常保護）。

[0158] なお、本実施の形態では、電流検出部31は、閾値素子34の両端が短絡された後に電流検出を行う。例えば、定電力制御型のインバータ式安定器の種類によっては、出力開始時に、蛍光ランプの状態把握（例えば、負荷側に蛍光ランプが装着されているか否かのチェック）のため、あらかじめ出力電圧を定格値よりも低めに設定し、適切な光量の得られないわずかな電流を流してそのときの出力電流の大きさを監視した後に出力電圧を所定の範囲まで上げてから定電力制御を行うものがある。しかしながら、本実施の形態では、一对の入力端子部に外部から所定の閾値を超える交流電流が入力されてから所定時間経過後に閾値素子34の両端が短絡され、閾値素子34の両端短

絡後のLED発光部に流れる直流電流の大きさに応じて可変インダクタンス部のインダクタンス値が可変されるので、この種のインバータ式安定器であっても、検出すべきLED発光部を流れる電流（通常の点灯状態での電流）のみを検出し、誤った制御を防止することができる。

[0159] 次に、図7を参照して、安定器が定電力制御型のインバータ式である場合のLEDランプの電流制御方法を説明する。

[0160] まず、初期設定として、インダクタンス可変制御部32によって、可変インダクタンス部L50、L60のインダクタンス値をパターン2に設定する（ステップS01）。

[0161] 次に、定電力制御型のインバータ式安定器から一対の入力端子部に所定の閾値を超える交流電流が入力されて所定の時間を経過すると、閾値素子34の両端が短絡され、可変インダクタンス部L50、L60及び整流回路部22に通常の点灯が可能な交流電流が流れる。すると、安定器がインバータ式であり、交流電流の周波数が所定の周波数よりも高いので、バイパス回路部26におけるスイッチング素子Q2がオン状態となり、可変インダクタンス部L50、L60を介して整流回路部22に流れてこの整流回路部22によって整流された電流がLED発光部24に供給される（ステップS02）。このとき、LED発光部24を流れる電流*i*は、PWM制御部25によりPWM制御されず、及び、平滑回路部23により平滑化されない（バイパスされる）。

[0162] 次に、電流検出部31によって、LED発光部24に流れる電流*i*の大きさを検出する（ステップS03）。電流検出部31によって検出された電流の大きさが所定の範囲（図6に示すL値非可変領域）内にある場合、インダクタンス可変制御部32は、可変インダクタンス部L50、L60のインダクタンス値をパターン2のまま不変とする（ステップS04）。

[0163] しかし、電流検出部31によって検出された電流の大きさが所定の範囲より小さい場合（図6に示すL値可変（降下）領域内の場合）、インダクタンス可変制御部32によって、可変インダクタンス部L50、L60のインダ

クタンス値がパターン３に設定され、総和インダクタンス値が小さく可変される。すると、定電力制御型のインバータ式安定器の出力電圧が小さくなり、出力電流が大きくなる。すなわち、ＬＥＤ発光部２４に流れる電流 $i$ を大きくできるため、ＬＥＤ発光部２４に流れる電流 $i$ の大きさが所定の範囲内に安定化される（ステップＳ０４）。

[0164] 一方、電流検出部３１によって検出された電流の大きさが所定の範囲より大きい場合（図６に示すＬ値可変（上昇）領域内の場合）、インダクタンス可変制御部３２によって、可変インダクタンス部Ｌ５０、Ｌ６０のインダクタンス値がパターン１に設定され、総和インダクタンス値が大きく可変される。すると、定電力制御型のインバータ式安定器の出力電圧が大きくなり、出力電流が小さくなる。すなわち、ＬＥＤ発光部２４に流れる電流 $i$ を小さくできるため、ＬＥＤ発光部２４に流れる電流 $i$ の大きさが所定の範囲内に安定化される（ステップＳ０４）。

[0165] なお、電流検出部３１によって検出された電流の大きさが所定の上限値を上回った場合（図６に示す回路遮断領域内の場合）には、インダクタンス可変制御部３２によって回路遮断部３３を制御し、一对の入力端子部から整流回路部２２に流れる交流電流が遮断される（過電流保護）。また、電流検出部３１によって検出された電流の大きさが所定の下限値を下回った場合（図６に示す回路遮断領域内の場合）には、インダクタンス可変制御部３２によって回路遮断部３３を制御し、一对の入力端子部から整流回路部２２に流れる交流電流が遮断される（何らかの電流異常保護）。

[0166] 次に、図８及び図９を参照し、安定器１２が定電力制御型のインバータ式安定器であり、この安定器１２でＬＥＤランプ２０を点灯させ、ＬＥＤ発光部２４を流れる電流 $i$ の大きさに応じて可変インダクタンス部Ｌ５０、Ｌ６０のインダクタンス値を変化させたときのＬＥＤランプ２０の入力電圧 $V_{in}$ とＬＥＤ発光部２４を流れる電流 $i$ の観測波形を説明する。

[0167] なお、図８と図９とでは、異なる種別の定電力制御型のインバータ式安定器を用いて同様の観測を行った。図８（ａ）及び図９（ａ）は、可変インダ

クタンス部L 50, L 60の総和インダクタンス値が100  $\mu$ HであるときのLEDランプ20の入力電圧 $V_{in}$ を観測したものであって、縦軸は50 V/divに相当する。また、図8 (b) 及び図9 (b) は、可変インダクタンス部L 50, L 60の総和インダクタンス値が100  $\mu$ HであるときのLED発光部24を流れる電流 $i$ を観測したものであって、縦軸は200 mA/divに相当する。一方、図8 (c) 及び図9 (c) は、可変インダクタンス部L 50, L 60の総和インダクタンス値が400  $\mu$ HであるときのLEDランプ20の入力電圧 $V_{in}$ を観測したものであって、縦軸は50 V/divに相当する。また、図8 (d) 及び図9 (d) は、可変インダクタンス部L 50, L 60の総和インダクタンス値が400  $\mu$ HであるときのLED発光部24を流れる電流 $i$ を観測したものであって、縦軸は200 mA/divに相当する。

[0168] なお、電流検出部31における抵抗R 31の抵抗値は1  $\Omega$ であり、その両端電圧が390 mVであるとき、すなわち、LED発光部24に流れる電流の大きさが390 mAであるときを閾値として、それを超える場合に可変インダクタンス部L 50, L 60の総和インダクタンス値が100  $\mu$ H (パターン2) から400  $\mu$ H (パターン1) に切り替えられるように設定した。

[0169] 図8 及び図9 によれば、可変インダクタンス部L 50, L 60の総和インダクタンス値を100  $\mu$ Hから400  $\mu$ Hに大きく変化させることにより、インバータ式安定器の出力電圧が大きくなり、出力電流が小さく制御されて、所定の範囲 (L 値非可変領域) 内の390 mA以下に安定化されたことが観測された。

[0170] 次に、図10～図12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。

[0171] 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。

[0172] また、図 10 (e)、図 11 (e)、図 12 (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（ $1\Omega$ ）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 10 (e) と図 11 (e) の縦軸は  $500\text{mA/div}$  に相当し、図 12 (e) の縦軸は  $200\text{mA/div}$  に相当する。

[0173] まず、図 10 (a) ~ (e) は、安定器 12 としてグロースタート式（2 次電圧  $200\text{V}$  / 2 次電流  $0.42\text{A}$ ）を用いた場合であって、図 10 (a) は、入力電圧  $V_{in}$  の波形を示し、図 10 (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 10 (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 10 (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 10 (e) は、LED 発光部 24 を流れる電流  $i$  の波形を示している。

[0174] まず、図 10 (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  $60.1\text{Hz}$  が観測されている。

[0175] この周波数は約  $5\text{kHz}$  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 10 (b) で示したように実測では発振周期  $t_{osc}$  ( $\mu\text{s}$ ) が約  $22.78$  ( $\mu\text{s}$ ) 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。

[0176] 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  $7.5\text{V}$ ）とローレベル（約  $0\text{V}$ ）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  $43.9\text{kHz}$  でパルス駆動されている。

[0177] これは、図 10 (c) で示したように、電流センサ端子電圧  $V_{cs}$  が約 DC  $250\text{mV}$  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  $7.5\text{V}$ ）の電圧を出力し、電流センサ端子電圧  $V_{cs}$  が約 DC  $250\text{mV}$  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。

[0178] 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DC7.5 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<sub>cs</sub>*はグラウンドレベル（0 V）に降下する。

[0179] 一方、入力電圧*V<sub>in</sub>*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10（d）で示したように約DC50 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。

[0180] 従って、図10（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<sub>g1</sub>*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*はすぐには0 Aには下らない）。

[0181] すなわち、LED発光部24を流れる電流*i*は、図10（b）で示したようにPWM制御部25の周波数約43.9 kHzのパルス駆動によりPWM制御される。

[0182] その結果、図10（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5 kHzよりも高い43.7 kHzのパルス状（三角波）に出力され、実効値（RMS値）測定では約192.2 mAと観測された。

[0183] 次に、図11（a）～（e）は、安定器12としてラピッドスタート式（2次電圧190 V／2次電流0.42 A）を用いた場合であって、図11（a）は、入力電圧*V<sub>in</sub>*の波形を示し、図11（b）は、スイッチング素子

Q 1 のゲート端子の電圧  $V_{g1}$  の波形を示し、図 1 1 (c) は、集積回路 I C 1 の電流センサ端子電圧  $V_{cs}$  の波形を示し、図 1 1 (d) は、スイッチング素子 Q 2 のゲート端子の電圧  $V_{g2}$  の波形を示し、図 1 1 (e) は、L E D 発光部 2 4 を流れる電流  $i$  の波形を示している。

[0184] まず、図 1 1 (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 6 0 . 1 H z が観測されている。

[0185] この周波数は約 5 k H z に設定したカットオフ周波数より低いため、P W M 制御部 2 5 の集積回路 I C 1 のパルス駆動により、図 1 1 (b) で示したように実測では発振周期  $t_{osc}$  ( $\mu s$ ) が約 2 2 . 7 8 ( $\mu s$ ) であるスイッチング素子 Q 1 のゲート端子の電圧  $V_{g1}$  が出力されている。

[0186] ここで、スイッチング素子 Q 1 は、ゲート端子に、ハイレベル (約 D C 7 . 5 V) とローレベル (約 0 V) の電圧が約 4 3 % のデューティ比で交互に入力されて、周波数約 4 3 . 9 k H z でパルス駆動されている。

[0187] これは、図 1 1 (c) で示したように、電流センサ端子電圧  $V_{cs}$  が約 D C 2 5 0 m V に到達するまでは、スイッチング素子 Q 1 のゲート端子にハイレベル (約 D C 7 . 5 V) の電圧を出力し、電流センサ端子電圧  $V_{cs}$  が約 D C 2 5 0 m V に到達すれば、スイッチング素子 Q 1 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 I C 1 の P W M 制御の動作によるものである。

[0188] ここで、スイッチング素子 Q 1 のゲート端子にハイレベル (約 D C 7 . 5 V) の電圧が入力されてスイッチング素子 Q 1 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 L E D 発光部 2 4 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 Q 1 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 Q 1 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。

[0189] 一方、入力電圧  $V_{in}$  の波形の周波数は、約 5 k H z 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 Q 2 のゲート端子には、図 1 1 (d) で示したように約 D C 5 0 m V 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。

[0190] 従って、図11(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には下らない)。

[0191] すなわち、LED発光部24を流れる電流*i*は、図11(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。

[0192] その結果、図11(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。

[0193] 最後に、図12(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12(a)は、入力電圧 $V_{in}$ の波形を示し、図12(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12(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12(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12(e)は、LED発光部24を流れる電流*i*の波形を示している。

[0194] まず、図12(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( $\mu$ s)となり、周波数として73.0kHzが観測されている。

[0195] 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12(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。

[0196] 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。

[0197] その結果、抵抗R3～R5には電流*i*が流れないため、電流センサ端子電圧*V<sub>cs</sub>*が、図12(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12(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<sub>g1</sub>*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。

[0198] 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。

[0199] そして、図12(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<sub>in</sub>*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。

[0200] 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<sub>2</sub>*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<sub>in</sub>*の周波数の2倍の約145.4kHzと観測された。

[0201] したがって、LED発光部24を流れる電流*i*のリップル電圧波形分の周波数は、全波整流により、入力電圧*V<sub>in</sub>*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。

[0202] 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*の実効値(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。

[0203] 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 60 Hz 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 5 kHz よりも高い約 43.6 ~ 43.7 kHz 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。

[0204] 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 5 kHz よりも高い約 73.0 kHz であるため、LED 発光部 24 を流れる電流  $i$  は、約 145.4 kHz 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。

[0205] 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。

[0206] 例えば、本実施の形態では、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 制御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ように、PWM 制御部 25、平滑回路部 23 及びバイパス回路部 26 を備える形態を例示したが、変形例の 1 つである図 13 に示すように、LED ランプ 200 は、図 1 に示した PWM 制御部 25、平滑回路部 23 及びバイパス回路部 26 を備えない形態であってもよい。なお、図 13 では、図 1 で示した構成要素と同じ機能を有する要素について同一の符号を付している。

[0207] ここで、LED ランプ 200 は、PWM 制御部 25、平滑回路部 23 及びバイパス回路部 26 を備えない形態であるため、一对の入力端子部に入力される交流電流の周波数に応じてパルス駆動による PWM 制御を行うことができないため、グロースタート式、ラピッドスタート式の安定器に装着された

場合には高い周波数のパルス駆動によるPWM制御を行えないが、インバータ式の安定器に装着された場合には前述した様にLED発光部24に流れる電流*i*を所定の範囲に安定化することができる。

[0208] また、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。

[0209] 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、配線抵抗等を見なし、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。

[0210] 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。

[0211] 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。

[0212] 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。

[0213] 次に、図14（a）と（b）を参照して、LEDランプ20と同じ構成であるLEDランプ50とLEDランプ60を直列接続して直列ラピッド式安

定器に装着し点灯させた場合について説明する。

[0214] まず、図14(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。

[0215] 例えば、抵抗R20の抵抗値として1M $\Omega$ 、抵抗R21の抵抗値として1M $\Omega$ 、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3.65k $\Omega$ 、コンデンサC20の容量として1 $\mu$ F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。

[0216] 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。

[0217] したがって、図14(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20と同じ構成である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

[0218] 以上のように、本発明のLEDランプ、そのLEDランプを含む照明装置、及び、LEDランプの電流制御方法によれば、蛍光ランプ用点灯装置の安定器が定電力制御型のインバータ式であっても、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、LED発光部に流れる電流

の大きさを所定の範囲に安定化可能なLEDランプ、そのLEDを含む照明装置、及び、LEDランプの電流制御方法としての用途に適用することができる。

符号の説明

[0219] 10、100 照明装置

11 プラグ

12 安定器

20、50、60、200 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

31 電流検出部

R31 抵抗

C31 コンデンサ

32 インダクタンス可変制御部

33 回路遮断部

34 閾値素子

D34a、D34b ツェナーダイオード

Ry34 リレー

L50、L60 可変インダクタンス部

L51、L52、L61、L62 インダクタ

32a、32b、32c スイッチ素子

C1、C2、C9、C10、C11、C12、C20 コンデンサ

C3、C4、C5 電解コンデンサ

C 6 第1のコンデンサ  
C 7 第2のコンデンサ  
D 2、D 3、D 4、D 5、D 6、D 7 ダイオード  
D 8 第2のダイオード  
D 9 第1のダイオード  
D 1、D 10、D 20 ツェナーダイオード  
Z 9、Z 10、Z 11、Z 12 入力回路部  
H V 高電圧  
F 1 ヒューズ  
I C 1 集積回路  
L 1、L 2、L 3、L 4 チョークコイル  
Q 1、Q 2 スイッチング素子  
R 1、R 2、R 3、R 4、R 5、R 6、R 7、R 8、R 9、R 10、R 11、R 12、R 20、R 21、R 22 抵抗  
R 13 第1の抵抗  
R 14 第2の抵抗  
R<sub>T</sub> 抵抗値  
S A 1 2極放電管  
S A 2 バリスタ  
S 0 1、S 0 2、S 0 3、S 0 4 ステップ  
T 1、T 2、T 3、T 4、T 6、T 8、T 9、T 11、T 12 端子  
T 5 グランド側出力端子  
T 7 高電圧（H V）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<sub>i n</sub> 入力電圧  
V<sub>c s</sub> 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  
 $t_1, t_2$  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、

前記一対の入力端子部と前記整流回路部との間の回路において、前記一対の入力端子部のいずれか一方の入力端子部から前記整流回路部を通過して他方の入力端子部へ流れる交流電流を流すための可変インダクタンス部と、

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発光部に流れる直流電流の大きさを検出する電流検出部と、

前記電流検出部により検出された直流電流の大きさに応じて前記可変インダクタンス部のインダクタンス値を可変するためのインダクタンス可変制御部と、

を有することを特徴とするＬＥＤランプ。

[請求項2] 前記一対の入力端子部と前記整流回路部との間の回路において、前記一対の入力端子部のいずれか一方の入力端子部から前記整流回路部を通過して他方の入力端子部へ流れる交流電流を流すための閾値素子が設けられ、

その閾値素子は、前記一対の入力端子部に外部から所定の閾値を超える交流電流が入力されてから所定の時間を経過した後にその両端が短絡され、

前記インダクタンス可変制御部は、前記閾値素子の両端が短絡された後に検出された直流電流の大きさに応じて前記可変インダクタンス部のインダクタンス値を可変することを特徴とする請求項１記載のＬＥＤランプ。

[請求項3] 前記一対の入力端子部と前記整流回路部との間の回路において、前記一対の入力端子部のいずれか一方の入力端子部から前記整流回路部

を通過して他方の入力端子部へ流れる交流電流を遮断できる回路遮断部が設けられ、

その回路遮断部は、前記電流検出部により検出された直流電流の大きさが所定の上限値を上回った場合または所定の下限値を下回った場合に、前記交流電流を遮断することを特徴とする請求項 1 または 2 記載の L E D ランプ。

[請求項4] 前記整流回路部と前記 L E D 発光部との間の回路において、前記 L E D 発光部に流す電流をデューティ比に基づいて P W M 制御できる P W M 制御部が設けられ、

その P W M 制御部は、前記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に応じて、前記 L E D 発光部に流れる電流の前記 P W M 制御を行う場合と、前記 L E D 発光部に流れる電流の前記 P W M 制御を行わない場合と、に切り替えられ、

前記 P W M 制御部が P W M 制御を行わない場合において、前記電流検出部は前記 L E D 発光部に流れる直流電流の大きさを検出し、その直流電流の大きさに応じて、前記インダクタンス可変制御部は前記可変インダクタンス部のインダクタンス値を可変することを特徴とする請求項 1 から 3 いずれか 1 項に記載の L E D ランプ。

[請求項5] 請求項 1 から 4 いずれか 1 項に記載の L E D ランプを含むことを特徴とする照明装置。

[請求項6] 一对の入力端子部と、外部から前記一对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 L E D 発光部と、を含む L E D ランプの電流制御方法であって、

前記一对の入力端子部と前記整流回路部との間の回路において、前記一对の入力端子部のいずれか一方の入力端子部から可変インダクタンス部を介して前記整流回路部を通過させて他方の入力端子部へ交流電流を流す段階と、

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発光部に流れる直流電流の大きさを検出する段階と、

前記検出された直流電流の大きさに応じて前記可変インダクタンス部のインダクタンス値を可変する段階と、を含み、

前記ＬＥＤ発光部に流れる直流電流の大きさを所定の範囲内となるように制御することを特徴とするＬＥＤランプの電流制御方法。