

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6108750号  
(P6108750)

(45) 発行日 平成29年4月5日(2017.4.5)

(24) 登録日 平成29年3月17日(2017.3.17)

(51) Int. Cl. F I  
H05B 37/02 (2006.01) H05B 37/02 J

請求項の数 11 (全 23 頁)

(21) 出願番号	特願2012-226636 (P2012-226636)	(73) 特許権者	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(22) 出願日	平成24年10月12日(2012.10.12)	(73) 特許権者	390014546 三菱電機照明株式会社 神奈川県鎌倉市大船二丁目14番40号
(65) 公開番号	特開2014-60131 (P2014-60131A)	(74) 代理人	100099461 弁理士 溝井 章司
(43) 公開日	平成26年4月3日(2014.4.3)	(74) 代理人	100122035 弁理士 渡辺 敏雄
審査請求日	平成27年9月11日(2015.9.11)	(72) 発明者	大島 悠一 神奈川県鎌倉市大船二丁目14番40号 三菱電機照明株式会社内
(31) 優先権主張番号	特願2012-181450 (P2012-181450)		
(32) 優先日	平成24年8月20日(2012.8.20)		
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 点灯装置及び照明器具

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流により発光する発光素子を点灯させる点灯装置において、  
 直流を供給する直流供給部と、  
 前記直流供給部により供給される直流を、制御を受けることにより、前記制御に応じた特性の交流に変換する交流変換部と、  
 前記交流変換部により変換される交流を整流して大きさが経時変動する脈流に変換し、変換した脈流を前記発光素子に供給する負荷整流回路部と、  
 前記負荷整流回路部により前記発光素子に供給される脈流の大きさを、当該脈流により発生する磁束を利用して検出する脈流検出部と、  
 前記脈流検出部により検出される脈流の大きさを監視し、監視している脈流の大きさに応じて前記交流変換部を制御する交流変換制御部と  
 を備え、  
 前記脈流検出部は、  
 前記脈流を通電し、当該脈流の大きさの経時変動に応じて、経時変動する磁束が発生する第1の通電部と、  
 前記第1の通電部とは電氣的に接続されておらず、前記第1の通電部に発生する磁束の経時変動に応じて誘導電流が発生する第2の通電部と  
 を有する脈流検出素子を備え、  
 前記第2の通電部に発生する誘導電流を用いて、前記脈流の大きさを検出し、

10

20

前記脈流検出部の前記第2の通電部は、  
 前記脈流検出部の前記第1の通電部に前記脈流が通電している場合に前記誘導電流を生じさせる誘導電圧を発生し、  
 前記第1の通電部に通電していた前記脈流の通電が停止する度に、前記誘導電圧とは逆極性である逆方向誘導電圧を発生し、  
 前記脈流検出部は、さらに、  
 前記第2の通電部が前記逆方向誘導電圧を発生すると、前記第2の通電部により発生された前記逆方向誘導電圧の電圧値を所定の電圧値以下に抑制する電圧抑制回路を有することを特徴とする点灯装置。

【請求項2】

10

前記脈流検出部は、  
 前記第1の通電部として第1のコイルを有し、前記第2の通電部として第2のコイルを有するカレントトランスを前記脈流検出素子として備えることを特徴とする請求項1に記載の点灯装置。

【請求項3】

前記負荷整流回路部は、  
 前記交流変換部により変換される交流を全波整流して脈流に変換し、変換した脈流を前記発光素子に供給し、  
 前記脈流検出部は、  
 前記脈流検出素子の第1の通電部が前記発光素子と直列に接続されていることを特徴とする請求項1または請求項2に記載の点灯装置。

20

【請求項4】

前記負荷整流回路部は、  
 前記交流変換部により変換される交流を、それぞれが半波整流して半波の脈流に変換する整流素子を複数有し、前記整流素子の各々が変換した半波の脈流を前記発光素子に全波の脈流として供給し、  
 前記脈流検出部は、  
 前記脈流検出素子の第1の通電部が、前記整流素子のいずれかにより半波整流された半波の脈流を通電することを特徴とする請求項1または請求項2に記載の点灯装置。

30

【請求項5】

前記交流変換制御部は、  
 監視している脈流の大きさに応じて、前記交流の周波数とデューティ比との少なくともいずれかの数値を設定し、設定した数値に基づいて前記交流変換部を制御し、  
 前記交流変換部は、  
 前記直流供給部により供給される直流を、前記交流変換制御部により設定された数値の特性を有する交流に変換するインバータ回路部と、  
 共振特性を利用して、前記インバータ回路部により変換された交流の大きさを、当該交流の周波数に応じて変更する共振回路部と

を備え、

前記負荷整流回路部は、  
 前記共振回路部により大きさの変更された交流を、整流して脈流に変換することを特徴とする請求項1から請求項4のいずれか1項に記載の点灯装置。

40

【請求項6】

前記脈流検出部は、  
 前記脈流検出素子の第2の通電部が発生した誘導電流が流れる抵抗素子を備え、  
 前記抵抗素子の両端の電位差である抵抗両端電圧を前記脈流の大きさとして検出し、  
 前記交流変換制御部は、  
 前記脈流検出部により検出された抵抗両端電圧の値と、予め設定された基準電圧の値とに基づいて前記交流変換部を制御することを特徴とする請求項1から請求項4のいずれか1項に記載の点灯装置。

50

## 【請求項 7】

前記点灯装置は、  
前記発光素子としてLEDを点灯させることを特徴とする請求項 1 から請求項 6 のいずれか 1 項に記載の点灯装置。

## 【請求項 8】

請求項 1 から請求項 7 のいずれか 1 項に記載の点灯装置を備えることを特徴とする照明器具。

## 【請求項 9】

前記脈流検出部の前記第 2 の通電部は、  
前記第 1 の通電部に通電していた前記脈流の通電の停止時から通電の停止中の所定の期間において前記逆方向誘導電圧を発生し、

前記電圧抑制回路は、

前記所定の期間内において前記第 2 の通電部が発生する前記逆方向誘導電圧により生じる電流を充電し、前記所定の期間経過後に、前記所定の期間内において充電した電流を放電するコンデンサ素子と、

前記コンデンサ素子により放電された電流を通電し、通電した電流を消費する抵抗素子とを有し、

前記抵抗素子が前記逆方向誘導電圧により生じる電流を消費することで、前記逆方向誘導電圧の電圧値を所定の電圧値以下に抑制することを特徴とする請求項 1 に記載の点灯装置。

## 【請求項 10】

前記電圧抑制回路は、

所定の降伏電圧を持つダイオード素子であって、

前記第 2 の通電部が発生する前記逆方向誘導電圧が印加され、印加された前記逆方向誘導電圧の電圧値が前記降伏電圧の電圧値よりも大きい場合に、前記逆方向誘導電圧により生じる電流を通電し、通電した電流により生じる電位差を前記降伏電圧の電圧値に保つことで、前記逆方向誘導電圧の電圧値を前記降伏電圧の電圧値に抑制するダイオード素子を有することを特徴とする請求項 1 に記載の点灯装置。

## 【請求項 11】

前記ダイオード素子は、定電圧ダイオードであることを特徴とする請求項 10 に記載の点灯装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、点灯装置及び照明器具に関するものである。本発明は、特に、LEDの点灯装置に関するものである。

## 【背景技術】

## 【0002】

絶縁トランスによって、絶縁トランスの 1 次側と 2 次側とが電氣的に絶縁された絶縁型のインバータ方式の点灯装置でLEDを点灯させる場合、LEDに直流電流を供給するために、絶縁トランスの 2 次側（LED側）にダイオードブリッジが挿入される。そして、絶縁型のインバータ方式の点灯装置において、LEDを調光する場合に、LEDに供給される電流を検出し、その電流が調光目標の電流値（LEDにより調光目標の照度が得られる電流値）と一致するようにインバータ制御を行う必要がある。

また、調光しない場合でも、LEDに供給される電流が一定になるようにインバータ制御することにより、複数の照明器具間の照度のバラツキをなくすることができる。

## 【0003】

そして、絶縁トランスの 2 次側（LED側）のLEDに供給される電流を検出し、1 次側（インバータ回路側）の動作を制御する技術が知られている（例えば、特許文献 1）。

## 【先行技術文献】

10

20

30

40

50

## 【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開2007-80771号公報

## 【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

従来は、絶縁トランスに加え、2次側の電流検出部分と、1次側の動作制御部分とを電氣的に絶縁する為にフォトカプラを用いている。しかし、フォトカプラはスイッチング特性が劣っているために、検出した電流値を正確に伝達出来ない。その為、従来は、LEDに供給される電流を正確に検出出来ないという課題がある。

10

また、従来は、LEDに供給される直流電流をそのまま利用して、電流検出用の抵抗素子に流し、当該抵抗素子における電圧降下に基づき、電流値を検出している。そして、LEDに供給される直流電流がそのまま電流検出用の抵抗素子に流される為、当該抵抗素子において発生する消費電力の調整が出来ず、点灯装置の消費電力が大きくなるという課題がある。

【0006】

本発明は、例えば、点灯装置の消費電力を改善することを主な目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0007】

本発明に係る点灯装置は、  
 直流により発光する発光素子を点灯させる点灯装置において、  
 直流を供給する直流供給部と、  
 前記直流供給部により供給される直流を、制御を受けることにより、前記制御に応じた特性の交流に変換する交流変換部と、  
 前記交流変換部により変換される交流を整流して大きさが経時変動する脈流に変換し、変換した脈流を前記発光素子に供給する負荷整流回路部と、  
 前記負荷整流回路部により前記発光素子に供給される脈流の大きさを、当該脈流により発生する磁束を利用して検出する脈流検出部と、  
 前記脈流検出部により検出される脈流の大きさを監視し、監視している脈流の大きさに応じて前記交流変換部を制御する交流変換制御部とを備えることを特徴とする。

20

30

【発明の効果】

【0008】

本発明に係る点灯装置は、脈流により発生する磁束を利用して発光素子に供給される脈流の大きさ検出する。すなわち、本発明に係る点灯装置は、発光素子に供給される脈流の検出において当該脈流をそのまま利用せず、当該脈流がそのまま電流検出用の抵抗素子に流されることも無い。その為、点灯装置の消費電力を改善することが可能である。

【図面の簡単な説明】

【0009】

【図1】実施の形態1を示す図で、カレントトランスを利用した点灯装置の構成を示す図。  
 【図2】実施の形態1を示す図で、電流検出用の抵抗素子を利用した点灯装置の第1の構成を示す図。  
 【図3】実施の形態1を示す図で、電流検出用の抵抗素子を利用した点灯装置の第2の構成を示す図。  
 【図4】実施の形態2を示す図で、カレントトランスを利用した点灯装置の構成を示す図。  
 【図5】実施の形態3を示す図で、LED電流検出回路の構成の第1の例を示す図((a)は、脈流の通電期間を示す図、(b)は、脈流の停止期間を示す図)。  
 【図6】実施の形態3を示す図で、半波の脈流が流れた場合の入力電圧と検出電圧とを示す図((a)は脈流を示す図、(b)は入力電圧と検出電圧とを示す図)。

40

50

【図 7】実施の形態 3 を示す図で、LED 電流検出回路の構成の第 2 の例を示す図。

【図 8】実施の形態 3 を示す図で、電圧抑制回路により逆方向誘導電圧が抑制された場合の入力電圧と検出電圧とを示す図（(a) は脈流を示す図、(b) は入力電圧と検出電圧とを示す図）。

【図 9】実施の形態 4 を示す図で、LED 電流検出回路の構成の第 3 の例を示す図。

【図 10】実施の形態 4 を示す図で、電圧抑制回路により逆方向誘導電圧が抑制された場合の入力電圧と検出電圧とを示す図（(a) は脈流を示す図、(b) は入力電圧と検出電圧とを示す図）。

【発明を実施するための形態】

【0010】

実施の形態 1 .

実施の形態 1 において、点灯装置が、LED に供給される電流をカレントトランスにより検出する第 1 の構成を説明する。

【0011】

(点灯装置の構成)

図 1 は、カレントトランス 23 を利用した点灯装置 100 の構成を示す図である。

点灯装置 100 は、電源整流回路 2、アクティブフィルタ回路 3、インバータ回路 4 (インバータ回路部)、電流共振回路 5 (共振回路部)、負荷整流回路 6 (負荷整流回路部)、平滑用コンデンサ 7、LED 電流検出回路 21、基準電圧回路 12、比較器 13、インバータ制御回路 14 を備える。

【0012】

ここで、電源整流回路 2 とアクティブフィルタ回路 3 とは、直流供給部を構成する。

【0013】

インバータ回路 4 は、第一のスイッチング素子 15 と第二のスイッチング素子 16 とを備える。

電流共振回路 5 は、共振用コンデンサ 17 とインダクタ 18 とを備える。

ここで、インバータ回路 4 と電流共振回路 5 とは、交流変換部を構成する。

【0014】

また、LED 光源 8 は、1 つ以上の LED (発光素子) から構成される。ここで、LED は、直流により発光する発光素子である。なお、直流は、電流の流れる方向が一定 (時間によって変化しない) であり、直流には脈流も含まれる。

そして、点灯装置 100 は、発光素子として LED 光源 8 (1 つ以上の LED) を点灯させる。つまり、点灯装置 100 は、LED 光源 8 (1 つ以上の LED) を発光素子とする照明器具に備えられる。

【0015】

LED 電流検出回路 21 と比較器 13 とは、脈流検出部を構成する。LED 電流検出回路 21 は、カレントトランス 23 (脈流検出素子) と検出電流整流ダイオード 25 とコンデンサ 26 と検出抵抗 24 とを備える。

また、基準電圧回路 12 と比較器 13 とインバータ制御回路 14 とは、交流変換制御部を構成する。

比較器 13 は、例えばオペアンプなどを用いた電圧コンパレータである。また、インバータ制御回路 14 は、例えば IC (集積回路) 化されたマイクロコンピュータである。

【0016】

(点灯装置の動作)

点灯装置 100 を構成する各部の動作について説明する。

【0017】

(電源整流回路 2 とアクティブフィルタ回路 3 との動作)

点灯装置 100 は、商用電源 1 に接続される。商用電源 1 は、例えばコンセントなどの交流電源である。

電源整流回路 2 は、ノイズフィルタとダイオードブリッジとで構成され、商用電源 1 か

10

20

30

40

50

ら交流が供給され、供給された交流のノイズを除去し、更に、整流を行ってアクティブフィルタ回路3に出力する。

【0018】

アクティブフィルタ回路3は、電源整流回路2により出力された出力電圧の変化に応じて（出力波形に沿って）スイッチングを行い、電源整流回路2により出力された出力電圧を所定の直流電圧に昇圧する。同時に、アクティブフィルタ回路3は、電源整流回路2により出力された出力電流の位相を調整することで（電流波形を整形することで）力率を改善し、また、高調波を抑制する。そして、アクティブフィルタ回路3は、力率が改善され、高調波が抑制された所定の直流電圧をインバータ回路4に出力する。

【0019】

すなわち、電源整流回路2とアクティブフィルタ回路3とは、直流をインバータ回路4に供給する。

【0020】

（インバータ回路4と電流共振回路5との動作）

インバータ回路4（第一のスイッチング素子15と第二のスイッチング素子16）は、アクティブフィルタ回路3で昇圧された直流電圧から高周波電圧を発生させる。

【0021】

具体的には、インバータ回路4は、LED光源8に調光目標の電流値の電流が供給されるように、インバータ制御回路14の制御を受ける。ここで、調光目標の電流値とは、調光目標のLED光源8の照度（照明器具の照度）を得るために、LED光源8に流すことが必要な電流値である。

その為に、インバータ制御回路14は、インバータ回路4の制御を行うための、所定の周波数と所定のデューティ比との矩形波電圧を生成する。

【0022】

そして、第一のスイッチング素子15と第二のスイッチング素子16とは、インバータ制御回路14により、インバータ制御回路14が生成した矩形波電圧がスイッチング素子間で逆極性となるように印加される。

そして、第一のスイッチング素子15と第二のスイッチング素子16とは、インバータ制御回路14が生成した矩形波電圧に応じて交互にスイッチングする。その為、インバータ回路4は、インバータ制御回路14が生成した矩形波電圧に応じた高周波電圧（交流）を発生する。換言すると、インバータ回路4は、電源整流回路2とアクティブフィルタ回路3とにより供給される直流を、インバータ制御回路14の制御に応じた特性の高周波電圧（交流）、すなわち、インバータ制御回路14により設定された数値（周波数およびデューティ比）の特性を有する高周波電圧（交流）に変換する。

【0023】

電流共振回路5は、共振用コンデンサ17とインダクタ18とにより決定される共振特性（インピーダンスの周波数特性）を有する。

そして、インダクタ18は、絶縁トランス20と共振用インダクタ19とから構成される。

ここで、共振用インダクタ19は、絶縁トランス20の漏れインダクタであってもよい。その場合、インダクタ18は、絶縁トランス20と共振用インダクタ19（漏れインダクタ）との一体型となる。

あるいは、共振用インダクタ19は、絶縁トランス20とは別のインダクタ素子であってもよい。その場合、インダクタ18は、絶縁トランス20と共振用インダクタ19（インダクタ素子）との2つから構成される。

【0024】

そして、電流共振回路5には、インバータ回路4の出力電圧が印加され、印加された出力電圧の周波数における電流共振回路5のインピーダンスに応じた電流が流れる。

絶縁トランス20は、電流共振回路5に流れる電流に応じた電圧を点灯装置100の2次側回路に出力する。

10

20

30

40

50

つまり、電流共振回路 5 は、共振特性を利用して、インバータ回路 4 により変換された交流の大きさ（交流電圧）を、当該交流の周波数に応じて変更している。

換言すると、電流共振回路 5 は、インバータ制御回路 1 4 の制御に応じて、点灯装置 1 0 0 の 2 次側回路（後述）に出力される交流の特性（電圧）を調整している。

#### 【 0 0 2 5 】

すなわち、インバータ回路 4 と電流共振回路 5 とは、電源整流回路 2 とアクティブフィルタ回路 3 とにより供給される直流を、インバータ制御回路 1 4 の制御を受けることにより、当該制御に応じた特性（周波数、デューティ比、電圧）の交流に変換する。

#### 【 0 0 2 6 】

なお、前述の点灯装置 1 0 0 の 2 次側回路とは、負荷整流回路 6 と平滑用コンデンサ 7 と L E D 光源 8 とのことである。

一方、商用電源 1、電源整流回路 2、アクティブフィルタ回路 3、インバータ回路 4、電流共振回路 5、L E D 電流検出回路 2 1、基準電圧回路 1 2、比較器 1 3、インバータ制御回路 1 4 を「点灯装置 1 0 0 の 1 次側回路」と称する。

すなわち、絶縁トランス 2 0 は、点灯装置 1 0 0 の 1 次側回路と 2 次側回路とを電氣的に絶縁している。

#### 【 0 0 2 7 】

（負荷整流回路 6 と平滑用コンデンサ 7 と L E D 光源 8 との動作）

負荷整流回路 6 は、4 つのダイオードからなるブリッジ回路である。負荷整流回路 6 は、電流共振回路 5 により大きさが変更され、絶縁トランス 2 0 から出力された交流を整流して、脈流に変換する回路である。更に、具体的には、負荷整流回路 6 は、絶縁トランス 2 0 から出力された交流を全波整流して、全波波形の脈流（全波波形の直流）に変換する。全波波形の脈流を「全波の脈流」とも称する。

変換された脈流は、L E D 光源 8 に供給される。ここで、脈流とは、直流のうち、大きさ（電流値、電圧値）が時間の経過とともに変動（経時変動）するものである。

#### 【 0 0 2 8 】

すなわち、負荷整流回路 6 は、インバータ回路 4 と電流共振回路 5 とにより変換される交流を整流して、脈流に変換し、変換した脈流を L E D 光源 8 に供給する。

なお、L E D 光源 8 には、平滑用コンデンサ 7 が並列に接続されている。その為、負荷整流回路 6 により変換された脈流は、平滑用コンデンサ 7 により平滑化され、高周波成分がカットされた状態で L E D 光源 8 に供給される。すなわち、平滑用コンデンサ 7 は、L E D 光源 8 に直流電流を流すためのものである。

#### 【 0 0 2 9 】

（L E D 電流検出回路 2 1 と比較器 1 3 との動作）

カレントトランス 2 3 は、L E D 光源 8 に供給される電流を精度よく検出し、かつ、点灯装置 1 0 0 の 1 次側回路と点灯装置 1 0 0 の 2 次側回路との電氣的な絶縁を確保するための素子である。

カレントトランス 2 3 は、点灯装置 1 0 0 の 1 次側回路に接続される 2 次側コイル 4 1（第 2 の通電部、第 2 のコイル）と、点灯装置 1 0 0 の 2 次側回路に接続される 1 次側コイル 4 2（第 1 の通電部、第 1 のコイル）とを有する。

そして、カレントトランス 2 3 は、カレントトランス 2 3 の 1 次側コイル 4 2 に流れる脈流もしくは交流を検出する。

#### 【 0 0 3 0 】

カレントトランス 2 3 の 1 次側コイル 4 2 は、L E D 光源 8 と平滑用コンデンサ 7 との並列回路と、負荷整流回路 6 との間に直列に接続される。

図 1 において、カレントトランス 2 3 の 1 次側コイル 4 2 は、L E D 光源 8 のカソード側に接続されることで、L E D 光源 8 から帰還される電流を検出する箇所に配置されている。すなわち、図 1 のカレントトランス 2 3 の 1 次側コイル 4 2 には、平滑用コンデンサ 7 によりカットされた高周波成分の電流と、L E D 光源 8 に流れた電流とが合流し、全波波形となった電流が流れる。

10

20

30

40

50

一方、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 は、LED 光源 8 のアノード側に接続されてもよい。この場合、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 には、負荷整流回路 6 から出力され、平滑用コンデンサ 7 と LED 光源 8 とに流れ込む全波波形の電流が流れる。

【0031】

つまり、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 が、LED 光源 8 のカソード側とアノード側とのいずれに接続されても、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 には、全波波形の電流が流れる。そして、全波波形の電流は、脈流である為、カレントトランス 23 により検出可能である。

そして、カレントトランス 23 は、平滑用コンデンサ 7 と LED 光源 8 とに流れる電流、すなわち全波波形の電流を負荷整流回路 6 により LED 光源 8 に供給される電流（脈流）として検出する。

【0032】

また、平滑用コンデンサ 7 と LED 光源 8 とにおける分流比は、既知である。

その為、カレントトランス 23 が、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 に流れる全波波形の電流を検出することにより、LED 光源 8 に流れる電流を検出することが可能である。

【0033】

そして、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 に脈流（ここでは全波波形の電流）が通電すると、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 には、脈流の大きさ（全波波形の電流の大きさ）の経時変動に応じて、経時変動する磁束が発生する。

ここで、カレントトランス 23 は、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 に流れる電流（脈流）の大きさを、当該電流（脈流）により発生する磁束を利用して検出する。

【0034】

そして、カレントトランス 23 の 2 次側コイル 41 には、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 に発生する磁束の経時変動に応じて誘導電流が発生する。

ここで、カレントトランス 23 は、カレントトランス 23 の 2 次側コイル 41 に発生する誘導電流を用いて、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 に流れる電流（脈流）の大きさを検出する。

なお、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 とカレントトランス 23 の 2 次側コイル 41 とは、電氣的に接続されておらず、カレントトランス 23 は、点灯装置 100 の 1 次側回路と点灯装置 100 の 2 次側回路との電氣的な絶縁を確保している。

【0035】

そして、カレントトランス 23 の 2 次側コイル 41 が発生した誘導電流は、検出電流整流ダイオード 25 とコンデンサ 26 とにより、平滑化された後、検出抵抗 24 に流れる。そして、検出抵抗 24 に電流が流れることにより、検出抵抗 24 の両端に電位差が発生する。この検出抵抗 24 の両端に発生する電位差を「検出電圧（もしくは抵抗両端電圧）」と称する。

【0036】

そして、比較器 13 は、この検出電圧の値を検出する。

ここで、検出抵抗 24 の抵抗値は既知であり、比較器 13 は、検出電圧の値に基づき、検出抵抗 24 に流れる誘導電流の値を検出可能である。

【0037】

ここで、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 に電流が流れると、2 次側コイル 41 に流れる誘導電流は、以下の式で示される。

「2 次側コイル 41 の誘導電流値 = 1 次側コイル 42 の電流値 × 1 次側コイル 42 の巻き数 ÷ 2 次側コイル 41 の巻き数」

すなわち、2 次側コイル 41 に発生する誘導電流と、1 次側コイル 42 に流れる電流とは比例関係である。その為、比較器 13 は、2 次側コイル 41 に発生する誘導電流を検出することにより、1 次側コイル 42 に流れる電流を検出可能である。換言すると、比較器

10

20

30

40

50

13は、検出電圧の値を1次側コイル42に流れる電流（脈流）の大きさとして検出することが出来る。

【0038】

（基準電圧回路12と比較器13とインバータ制御回路14との動作）

比較器13は、前述の通り、検出電圧の値を検出する。

更に、比較器13は、検出した検出電圧の値と、予め設定された基準電圧の値との比較を行う。そして、比較器13は、比較結果に応じた電圧をインバータ制御回路14に出力する。ここで、基準電圧は、基準電圧回路12により入力される。

【0039】

基準電圧回路12は、基準電圧を発生する回路である。基準電圧回路12には調光目標のLED光源8の照度を示す信号が入力されており、基準電圧回路12は、調光目標のLED光源8の照度に対応する基準電圧を発生する。すなわち、基準電圧は、調光目標の電流値にも対応する。

そして、LED光源8により、調光目標の照度が得られている場合、検出抵抗24で検出される検出電圧と基準電圧とは等しくなる。

【0040】

比較器13は、例えば、検出電圧の値と基準電圧の値との差を演算し、その演算結果をインバータ制御回路14に出力する。

例えば、比較器13により、検出電圧の値が基準電圧の値よりも小さいと演算された場合、LED光源8に供給される電流を多くする必要がある。その為に、インバータ制御回路14は、その差分値に応じて、周波数とデューティ比との少なくともいずれかの数値を大きくした矩形波電圧を生成する。

ここで、インバータ制御回路14は、周波数とデューティ比との少なくともいずれかの数値を予め設定された一定量大きくした矩形波電圧を生成してもよい。また、インバータ制御回路14は、比較器13の演算結果の差分値に応じた周波数とデューティ比との少なくともいずれかの数値の補正量を演算し、その補正量分大きくした矩形波電圧を生成してもよい。

そして、インバータ制御回路14は、生成した矩形波電圧によりインバータ回路4を制御する。

すなわち、インバータ制御回路14は、検出電圧の値と基準電圧の値とに基づいてインバータ回路4を制御する。

【0041】

一方、比較器13により、検出電圧の値が基準電圧の値よりも大きいと演算された場合、LED光源8に供給される電流を少なくする必要がある。その為に、インバータ制御回路14は、周波数とデューティ比との少なくともいずれかの数値を小さくした矩形波電圧を生成し、インバータ回路4を制御する。数値の縮小分は、前述と同様に、予め設定された一定量でもよいし、インバータ制御回路14により演算された補正量でもよい。

【0042】

つまり、インバータ制御回路14は、検出電圧（すなわち、LED光源8に供給される電流）を監視し、監視している検出電圧の大きさに応じてインバータ回路4を制御する。具体的には、インバータ制御回路14は、インバータ回路4が出力する交流の周波数とデューティ比との少なくともいずれかの数値を設定し、設定した数値に基づいてインバータ回路4を制御する。

【0043】

（カレントトランスを使用しない点灯装置の構成）

ここで、比較の為に、カレントトランスを使用しない点灯装置の構成を説明する。

図2は、電流検出用の抵抗素子を利用した点灯装置の第1の構成を示す図である。

図3は、電流検出用の抵抗素子を利用した点灯装置の第2の構成を示す図である。

なお、図2と図3とにおいて、本実施の形態1の回路（図1）と共通する部分については、同一の符号を付して説明する。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 4 4 】

まず、図 2 の構成を説明する。

図 2 において、図 1 の構成と異なるものとして、電流検出抵抗 9、I - V 変換回路 1 0 (電流 - 電圧変換回路)、フォトカプラ 1 1 がある。

電流検出抵抗 9 は、LED 光源 8 と直列に接続され、電流検出抵抗 9 には、LED 光源 8 に供給され電流がそのまま流れる。

I - V 変換回路 1 0 は、電流検出抵抗 9 に流れる電流により発生する電流検出抵抗 9 の両端の電位差を検出し、この検出電圧に応じて、フォトカプラ 1 1 のフォトダイオードに電流を流す。

フォトカプラ 1 1 は、フォトダイオードに電流が流されることで、フォトダイオードが発光する。そして、フォトカプラ 1 1 のフォトランジスタが動作し、比較器 1 3 に V c c から電圧が入力される。

フォトカプラ 1 1 によって、点灯装置 1 0 0 a の 1 次側回路と点灯装置 1 0 0 a の 2 次側回路とが電氣的に絶縁される。

## 【 0 0 4 5 】

図 2 の構成は、I - V 変換回路 1 0 (電流検出部) の基準電位が回路のグランドでないため (電流検出抵抗 9 の両端のいずれもグランドでないため)、安定性に欠けている。

また、I - V 変換回路 1 0 は、オペアンプ等の比較素子からなることが一般的であり、この比較素子は、駆動するための電源が必要である。この電源は、2 次側回路で生成して供給することは可能であるが、負荷変動に影響するため、安定した電源の供給が出来ない。

また、一般的に、1 次側回路にも電源を生成する回路が備えられるため、単純に、電源を生成する回路の追加となる。一方、1 次側回路で生成した電源を比較素子に供給することも可能ではあるが、1 次側回路から伝送するための部品が必要になるため、部品点数が大幅に増加し、近年の小型化の要求に対応することが厳しくなる。

また、1 次側回路で生成した電源を 2 次側回路に伝送させるには、基板のパターン及び部品配置の設計が困難になる。

また、一般的にフォトカプラ 1 1 は F E T ( F i e l d E f f e c t T r a n s i s t o r ) などに比ベスイッチング特性が劣っているため、検出された電流値を比較器 1 3 に正確に伝達できないという課題がある。

## 【 0 0 4 6 】

次に、図 3 の構成を説明する。

図 3 は、フォトカプラ 1 1 を使用することなく LED 光源 8 に供給される電流の検出を行う場合の構成である。

図 3 において、図 1 及び図 2 の構成と異なるものとして、スイッチング素子駆動インダクタ 2 2 がある。

スイッチング素子駆動インダクタ 2 2 は、インバータ制御回路 1 4 の出力する電圧をインバータ回路 4 に伝達している。

図 3 の構成では、図 1、図 2 と異なり、インバータ制御回路 1 4、比較器 1 3、基準電圧回路 1 2 が点灯装置 1 0 0 b の 2 次側回路となっている。そして、スイッチング素子駆動インダクタ 2 2 によって、点灯装置 1 0 0 b の 1 次側回路と点灯装置 1 0 0 b の 2 次側回路とが電氣的に絶縁される。

## 【 0 0 4 7 】

図 3 の構成は、2 次側回路 (LED 光源 8 側) の部品が大幅に増え、1 次側回路 (インバータ回路 4 側) と分離する面積が増えるため、基板のパターン及び部品配置の設計が困難になる。また、上記図 2 の課題でも説明した通り、インバータ制御回路 1 4 及び比較器 1 3 の電源を 2 次側回路 (LED 光源 8 側) で生成するか、1 次側回路 (インバータ回路 4 側) から伝送する必要があるため、部品点数が大幅に増加し、近年の小型化の要求に対応することが、厳しくなる。

## 【 0 0 4 8 】

(実施の形態1の効果)

前述の図2、図3の構成を踏まえた上で、実施の形態1(図1)の効果を説明する。

【0049】

図2及び図3の構成の場合、LED光源8に供給される電流を検出する素子は電流検出抵抗9である。そして、電流検出抵抗9には、LEDに供給される電流がそのまま流れる。つまり、電流検出抵抗9に流れる電流を調整することが出来ず、電流検出抵抗9における消費電力の改善が出来ない。

一方、実施の形態1の点灯装置100は、最終的に検出抵抗24により電流を検出するが、カレントトランス23により、検出抵抗24に流れる電流を調整可能である。

具体的には、前述の式「2次側コイル41の誘導電流値 = 1次側コイル42の電流値 × 1次側コイル42の巻き数 ÷ 2次側コイル41の巻き数」に示されるように、カレントトランス23は、1次側コイル42の巻き数より2次側コイル41の巻き数を多くすることで、2次側コイル41に発生する誘導電流を減らすことが出来る。その為、実施の形態1の点灯装置100は、検出抵抗24で消費する消費電力、すなわち、電源効率を改善することが可能である。

【0050】

更に、実施の形態1の点灯装置100は、カレントトランス23を使用することにより、1次側回路と2次側回路との電氣的絶縁を確実に確保している。そして、実施の形態1の点灯装置100は、フォトカプラ11を使用しない為に、精度良くLED光源8に供給される電流を検出することが出来る。

また、実施の形態1の点灯装置100は、検出電圧の基準電位が回路のグランドであるため(検出抵抗24の一端がグランドであるため)、安定性に優れている。

また、実施の形態1の点灯装置100は、2次側回路に配置される部品が、1次側回路に配置される部品よりも極めて少ない為に、基板のパターン及び部品配置の設計が容易である。

【0051】

実施の形態2 .

実施の形態2において、点灯装置が、LEDに供給される電流をカレントトランスにより検出する第2の構成を説明する。

本実施の形態2について、主に実施の形態1との差異を説明する。

なお、実施の形態1と共通する部分については、同一の符号を付し、説明を省略する。

【0052】

図4は、カレントトランス23を利用した点灯装置200の構成を示す図である。

実施の形態1と異なるのは、カレントトランス23の配置である。

点灯装置200も、LED光源8(1つ以上のLED)を発光素子とする照明器具に備えられる。

なお、実施の形態2では、負荷整流回路6の4つのダイオードを、第一のダイオード27、第二のダイオード28、第三のダイオード29、第四のダイオード30と区別して説明を行う。

【0053】

第一のダイオード27~第四のダイオード30は、各々が交流を半波整流して半波波形の脈流に変換する整流素子である。半波波形の脈流を「半波の脈流」とも称する。

負荷整流回路6は、第一のダイオード27~第四のダイオード30の各々が変換した半波の脈流をLED光源8に全波の脈流として供給する。

【0054】

具体的には、第一のダイオード27~第四のダイオード30のカソード端では、半波の脈流が流れている。

そして、第一のダイオード27と第三のダイオード29との接続部において、第一のダイオード27で整流された半波の脈流と第三のダイオード29で整流された半波の脈流とが合成されて、全波の脈流として平滑用コンデンサ7とLED光源8とに供給される。す

10

20

30

40

50

なわち、第一のダイオード 27 と第三のダイオード 29 との接続部から平滑用コンデンサ 7 までのラインには、全波の脈流が流れている。第二のダイオード 28 と第四のダイオード 30 との接続部から平滑用コンデンサ 7 までのラインも同様に全波の脈流が流れている。

【 0 0 5 5 】

そして、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 は、半波の脈流が流れている箇所に接続され、第一のダイオード 27 ~ 第四のダイオード 30 のいずれかにより半波整流された半波の脈流を通電する。

つまり、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 は、第一のダイオード 27 ~ 第四のダイオード 30 のいずれかのカソード端と直列に接続され、半波の電流（脈流）を検出する。

10

【 0 0 5 6 】

図 4 は、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 が第四のダイオード 30 のカソード端と絶縁トランス 20 の出力の一端との間に直列に接続された構成である。

そして、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 に脈流（ここでは半波波形の電流）が通電すると、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 には、脈流の大きさ（半波波形の電流の大きさ）の経時変動に応じて、経時変動する磁束が発生する。

以降の動作は、実施の形態 1 と同様である為、説明を省略する。

【 0 0 5 7 】

（実施の形態 2 の効果）

20

実施の形態 2 の点灯装置 200 は、カレントトランス 23 で検出する電流が半波波形であり、全波波形の場合と比べて、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 に流れる電流が半減する。その為、実施の形態 2 の点灯装置 200 は、更なる消費電力の改善が可能である。

また、カレントトランス 23 の 1 次側コイル 42 の接続箇所の選択肢が増える為、実施の形態 2 の点灯装置 200 は、基板のパターン及び部品配置の設計が更に容易である。

【 0 0 5 8 】

実施の形態 3 .

実施の形態 3 において、点灯装置が、カレントトランスに発生する逆方向誘導電圧を所定の電圧以下に抑制する構成を説明する。

30

本実施の形態 3 について、主に実施の形態 2 との差異を説明する。

なお、実施の形態 2 と共通する部分については、同一の符号を付し、説明を省略する。

【 0 0 5 9 】

（LED 電流検出回路の構成）

ここで、改めて LED 電流検出回路 21 の構成を説明する。

図 5 は、LED 電流検出回路 21 の構成の第 1 の例を示す図である（（a）は、脈流の通電期間を示す図、（b）は、脈流の停止期間を示す図）。

図 5 に示す LED 電流検出回路 21（脈流検出部）は、図 4 に示す点灯装置 200 における LED 電流検出回路 21 と同じである。更には、図 5 に示す LED 電流検出回路 21 は、図 1 に示す点灯装置 100 における LED 電流検出回路 21 と同じである。

40

【 0 0 6 0 】

カレントトランス 23 は、LED 光源 8 に供給された電流が流れる 1 次側コイル 42（第 1 の通電部）と、1 次側コイル 42 と磁氣的に結合している 2 次側コイル 41（第 2 の通電部）とを有する。

2 次側コイル 41 の一方の端には、検出電流整流ダイオード 25 のアノードが接続されており、2 次側コイル 41 の他方の端は、接地（グランド接続）されている。

検出電流整流ダイオード 25 のカソードには、コンデンサ 26 の一方の端が接続されている。そして、コンデンサ 26 の他方の端は、接地されている。

更に、コンデンサ 26 には、検出抵抗 24 が並列に接続されている。すなわち、検出抵抗 24 の一方の端がコンデンサ 26 の一方の端に接続されており、検出抵抗 24 の他方の

50

端は、接地されている。

【 0 0 6 1 】

なお、検出電流整流ダイオード 2 5 とコンデンサ 2 6 と検出抵抗 2 4 とから成る部分の回路は、当該回路に流れる電流を平均化（平滑化）して、平均化した電流を検出する。そして、検出電流整流ダイオード 2 5 とコンデンサ 2 6 と検出抵抗 2 4 とから成る部分の回路を平均検出部 2 6 0 と称する。

検出電流整流ダイオード 2 5 とコンデンサ 2 6 と検出抵抗 2 4 とから成る回路は、平均検出部 2 6 0 の一例であって、平均検出部 2 6 0 は例えばオペアンプなどにより構成されていてもよい。

【 0 0 6 2 】

（逆方向誘導電圧の発生について）

次に、逆方向誘導電圧の発生について説明する。

まず、図 5（a）を用いて、1 次側コイル 4 2 に L E D 光源 8 に供給された脈流が流れている場合の説明をする。

1 次側コイル 4 2 には、L E D 光源 8 に供給された脈流が流れる。図 5（a）では、脈流を「 $I_2$ 」として図示している。すなわち、脈流  $I_2$  は、図 5（a）に示す矢印の方向に流れる。

つまり、L E D 電流検出回路 2 1 が図 1 の点灯装置 1 0 0 に用いられる場合、図 5（a）において脈流  $I_2$  が流入する 1 次側コイル 4 2 の端子は、平滑用コンデンサ 7 と L E D 光源 8 とが接続された端子（図 1）に対応する。そして、図 5（a）において脈流  $I_2$  が流出する 1 次側コイル 4 2 の端子は、負荷整流回路 6 に接続された端子（図 1）に対応する。

一方、L E D 電流検出回路 2 1 が図 4 の点灯装置 2 0 0 に用いられる場合、図 5（a）において脈流  $I_2$  が流入される 1 次側コイル 4 2 の端子は、第四のダイオード 3 0 のカソードが接続された端子（図 4）に対応する。そして、図 5（a）において脈流  $I_2$  が流出する 1 次側コイル 4 2 の端子は、第三のダイオード 2 9 のアノードと絶縁トランス 2 0 とに接続された端子（図 1）に対応する。

そして、1 次側コイル 4 2 に脈流が流れる（通電する）と、磁氣的に結合している 2 次側コイル 4 1 には誘導電流が流れる。図 5（a）では、この誘導電流を「 $I_1$ 」として図示している。

【 0 0 6 3 】

ここで、カレントトランス 2 3 の極性は、図 5（a）に示す黒点の通りであり、1 次側コイル 4 2 に矢印方向の脈流  $I_2$  が流れると、2 次側コイル 4 1 には、矢印方向の誘導電流  $I_1$  が流れる。

換言すると、1 次側コイル 4 2 に矢印方向の脈流  $I_2$  が通電している場合に 2 次側コイル 4 1 には、矢印方向の誘導電流  $I_1$  を生じさせる誘導電圧  $V_F$  が発生する。

そして、この時、図 5（a）の電圧  $V_1$  には、誘導電圧  $V_F$  が現れる。ここで、電圧  $V_1$  は、平均検出部 2 6 0 の入力電圧（平均検出部 2 6 0 に印加される電圧）である。以下、この電圧  $V_1$  を入力電圧  $V_1$  と記載する。

【 0 0 6 4 】

次に、図 5（b）を用いて、1 次側コイル 4 2 に通電していた脈流の通電が停止した場合の説明をする。

1 次側コイル 4 2 に通電していた脈流の通電が停止すると、電磁誘導の作用により、誘導電圧  $V_F$  とは逆極性の逆方向誘導電圧  $V_R$  が発生する。換言すると、1 次側コイル 4 2 に通電していた脈流の流れが停止した直後、2 次側コイル 4 1 の逆起電力により、瞬間的に逆方向誘導電圧  $V_R$  が発生する。

なお、検出電流整流ダイオード 2 5 は、逆回復時間よりも短い時間に発生するパルス状の逆方向電圧が印加された場合に、逆方向の電流を通電する。その為、逆方向誘導電圧  $V_R$  が発生する瞬間的な時間が検出電流整流ダイオード 2 5 の逆回復時間よりも短い場合に、この逆方向誘導電圧  $V_R$  により生じる逆方向誘導電流  $I_R$  が図 5（b）の矢印方向に流

10

20

30

40

50

れる。すなわち、逆方向誘導電流  $I_R$  は、コンデンサ 26、検出電流整流ダイオード 25、2次側コイル 41の経路で流れる。

そして、この時、図5(b)の入力電圧  $V_1$  には、逆方向誘導電圧  $V_R$  が現れる。

以降、逆方向誘導電圧  $V_R$  が発生する時間は、検出電流整流ダイオード 25の逆回復時間よりも短いものとして説明を進める。

#### 【0065】

図6は、半波の脈流が流れた場合の入力電圧と検出電圧とを示す図である((a)は脈流を示す図、(b)は入力電圧と検出電圧とを示す図)。

ここで、図6(a)に示すように、カレントトランス 23の1次側コイル 42に、実施の形態2と同様の半波の脈流  $I_2$  が流れる場合を説明する。

半波の脈流  $I_2$  の瞬時値は、図6(a)の実線に示すような値となる。

半波の脈流  $I_2$  においては、1次側コイル 42に脈流が通電している通電期間  $T_1$  と、1次側コイル 42への脈流の通電が停止している停止期間  $T_2$  とがある。そして、通電期間  $T_1$  と停止期間  $T_2$  とが1周期であり、この周期が繰り返される。

なお、LED電流検出回路 21は、脈流の大きさとして、図6(a)の破線に示すような半波の脈流  $I_2$  の平均値を検出する。すなわち、脈流の大きさは脈流の平均値を意味する。図示は省略するが、全波の脈流も同様である。

なお、脈流の大きさを脈流の平均値とするのは、一例であり、脈流の大きさは脈流の最大値でもよい。あるいは脈流の最大値をある定数で除した値でもよい。つまり脈流の大きさは、脈流ごとに特定できる値であり、脈流ごとに同一の決め方で得られる値であればよい。

#### 【0066】

そして、図6(b)の縦軸は電圧を示し、図6(a)の実線は、入力電圧  $V_1$  を示す。

半波の脈流  $I_2$  の通電期間  $T_1$  においては、1次側コイル 42に流れる脈流  $I_2$  によって、2次側コイル 41の両端に誘導電圧  $V_F$  (誘導起電力) が発生し、入力電圧  $V_1$  には誘導電圧  $V_F$  が現れる。

一方、1次側コイル 42に通電していた脈流  $I_2$  の通電が停止する度に(脈流  $I_2$  の電流値がゼロになる度に)、逆方向誘導電圧  $V_R$  が発生する。

ここで、2次側コイル 41は、図6(b)に示すように、1次側コイル 42に通電していた脈流  $I_2$  の通電の停止時から通電の停止中の所定の期間(停止期間  $T_2$  の開始時から所定の期間)において逆方向誘導電圧  $V_R$  を発生する。この所定の期間を逆方向誘導電圧発生期間  $T_3$  と称する。

逆方向誘導電圧  $V_R$  は誘導電圧  $V_F$  と逆極性である為、図6(b)に示すように、停止期間  $T_2$  内の逆方向誘導電圧発生期間  $T_3$  において、入力電圧  $V_1$  には誘導電圧  $V_F$  と逆極性の逆方向誘導電圧  $V_R$  が現れる。

#### 【0067】

なお、逆方向誘導電圧  $V_R$  は、例えば、プリント基板のパターンの引き回し方や、カレントトランス 23のリーケージ等の要因により、図6(b)の逆方向誘導電圧 901~903に示すように、電圧値が安定しなかったり、振動して(リップルが生じて)しまったりする。

また、逆方向誘導電圧発生期間  $T_3$  も均一で無い場合もある。

#### 【0068】

(平均検出部 260の動作)

図5と図6とを用いて、平均検出部 260の動作を説明する。

平均検出部 260は、前述の通り、平均検出部 260に流れる電流を平均化する。そして、平均検出部 260は、平均化した電流を検出抵抗 24の両端電圧として検出する。この平均検出部 260が検出する電圧を検出電圧と称する。

ここで、検出電流整流ダイオード 25とコンデンサ 26とが平滑回路を構成している。そして、平均検出部 260に例えば矩形波の誘導電圧  $V_F$  に対応した矩形波の電流  $I_1$  が流れる場合、検出電流整流ダイオード 25とコンデンサ 26とにより矩形波の瞬時値が平

10

20

30

40

50

均化された直流に変換される。なお、平均化された電流は、コンデンサ 26 の充電および放電の特性に応じて脈流となる場合もあるが、コンデンサ 26 の容量値を最適化することで、検出抵抗 24 に流れる電流は、リップル（脈流成分）の少ない直流となる。以降、平均化された電流は、直流として説明を進める。

【0069】

図 6 (b) において、逆方向誘導電圧  $V_R$ （逆方向誘導電圧 901 ~ 903）が図示されているが、この逆方向誘導電圧  $V_R$  が仮に無い場合（図 5 (a) の状態のみ場合）、誘導電圧  $V_F$  により生じる誘導電流  $I_1$  のみが平均検出部 260 に流れる。そして、誘導電流  $I_1$  が平均検出部 260 により平均化される。図 6 (b) において誘導電流  $I_1$  の図示は、省略するが、誘導電流  $I_1$  は、入力電圧  $V_1$  と同様の矩形波で平均検出部 260 に流入し、コンデンサ 26 の充電と放電とにより平均化（平滑化）されて直流になる。

10

平均化された電流は、検出抵抗 24 の両端に直流電圧として現れ、検出電圧  $V_a$ （図 6 (b) の破線）として検出される。

そして、誘導電圧  $V_F$ （もしくは誘導電流  $I_1$ ）の瞬時値が平均化された値と検出電圧  $V_a$  の電圧値とは比例関係となる。なお、図 6 (b) において、検出電圧  $V_a$  の電圧値は、誘導電圧  $V_F$  のピーク値の約半分として図示しているが、検出電圧  $V_a$  の電圧値は検出抵抗 24 の値に依存する為、必ずしも、誘導電圧  $V_F$  のピーク値の半分になる訳ではない。

【0070】

そして、実施の形態 1 で説明の通り、1 次側コイル 42 に流れる電流（脈流  $I_2$ ）と 2 次側コイル 41 に流れる誘導電流  $I_1$  とは 2 次側コイル 41 と 1 次側コイル 42 との巻き数比によって決定される比例関係である。また、誘導電流  $I_1$  と検出電圧  $V_a$  とともに検出抵抗 24 の抵抗値によって決定される比例関係である。

20

すなわち、脈流  $I_2$  の大きさ（平均値）と検出電圧  $V_a$  とは予め設定されている比例関係で対応付けられている。

その為、逆方向誘導電圧  $V_R$  が無い（0 V（ゼロボルト）である）場合、検出電圧  $V_a$  を検出することで、脈流  $I_2$  の大きさを検出することが可能である。

【0071】

一方、図 6 (b) の図示の通り、逆方向誘導電圧  $V_R$  が有る場合（図 5 (a) と図 5 (b) との状態が混在する場合）、誘導電流  $I_1$  と逆方向誘導電流  $I_R$  とが平均検出部 260 により平均化される。逆方向誘導電流  $I_R$  も、図 6 (b) において図示は省略するが、逆方向誘導電圧  $V_R$  と同様の波形である。

30

通電期間  $T_1$  においては、誘導電流  $I_1$  による電荷がコンデンサ 26 に充電される。

一方、停止期間  $T_2$  においては、逆方向誘導電圧  $V_R$  が発生し、逆方向誘導電圧  $V_R$  の大きさに応じた逆方向誘導電流  $I_R$  が、前述の通り、コンデンサ 26、検出電流整流ダイオード 25、2 次側コイル 41 の経路で流れる。そのため、通電期間  $T_1$  においてコンデンサ 26 に充電された電荷が、逆方向誘導電流  $I_R$  の大きさに応じた量（逆方向誘導電圧  $V_R$  の大きさに応じた量）だけ放電される。

【0072】

そして、検出抵抗 24 で検出される電圧は、前述の検出電圧  $V_a$  よりもコンデンサ 26 から放電された電荷に相当する電圧の分だけ低くなった電圧である検出電圧  $V_b$ （図 6 (b) の一点鎖線）となる。

40

なお、逆方向誘導電圧  $V_R$  の電圧値は、安定しない為、検出抵抗 24 で検出される検出電圧  $V_b$  の電圧値は、周期ごとに異なってしまう。

そして、検出抵抗 24 で検出される検出電圧  $V_b$  の電圧値は逆方向誘導電圧  $V_R$  による誤差を含んでおり、脈流  $I_2$  の大きさとは対応しない。

その為、逆方向誘導電圧  $V_R$  が発生する場合においては、検出電圧  $V_b$  を検出しても、脈流  $I_2$  の大きさと一致しない。

ここで、逆方向誘導電圧  $V_R$  の電圧値が一定であれば、予め逆方向誘導電圧  $V_R$  による誤差を考慮することにより、検出電圧  $V_b$  を検出することで、脈流  $I_2$  の大きさを検出す

50

ることも可能であるが、前述の通り、逆方向誘導電圧 $V_R$ の電圧値は、安定しない。

そこで、本実施の形態では、逆方向誘導電圧 $V_R$ を $0V$ （ゼロボルト）に抑圧するLED電流検出回路211を説明する。

#### 【0073】

（本実施の形態におけるLED電流検出回路）

図7は、LED電流検出回路の構成の第2の例を示す図である。

図示は、省略するが、図4に示す点灯装置200が、LED電流検出回路21の代わりに、図7のLED電流検出回路211を有する場合を以下に説明する。

なお、LED電流検出回路21のカレントトランス23とLED電流検出回路211のカレントトランス23とは同じものであり、図1及び図4におけるカレントトランス23の1次側コイル42の接続は、前述の説明と同様である。

10

#### 【0074】

LED電流検出回路211の2次側コイル41には、電圧抑制回路250が並列に接続されている。この電圧抑制回路250は、2次側コイル41が逆方向誘導電圧 $V_R$ を発生すると、2次側コイル41により発生された逆方向誘導電圧 $V_R$ の電圧値を所定の電圧値以下に抑制する回路である。電圧抑制回路250は、例えば、スナバ回路である。図7の電圧抑制回路250は、逆方向誘導電圧 $V_R$ の電圧値を $0V$ （ゼロボルト）に抑制する。

具体的には、電圧抑制回路250は、コンデンサ220と抵抗221との並列回路に対し、ダイオード222のアノード側が直列に接続された回路である。コンデンサ220と抵抗221とダイオード222のアノードとが接続されている点を接続点bとする。

20

ダイオード222のカソードは、2次側コイル41の一方の端（誘導電圧 $V_F$ が発生する場合の高電位側）に接続されている。ダイオード222のカソードと2次側コイル41の一方の端が接続されている点を接続点dとする。

そして、コンデンサ220と抵抗221との並列回路においてダイオード222のアノードに接続されていない側の端子は2次側コイル41の他方の端（誘導電圧 $V_F$ が発生する場合の低電位側）と共に接地されている。抵抗221が接地されている点を接続点c、コンデンサ220が接地されている点を接続点aとする。なお、接続点cと接続点aとは区別されていなくてもよい。

#### 【0075】

（電圧抑制回路の動作の説明）

30

図8は、電圧抑制回路250により逆方向誘導電圧が抑制された場合の入力電圧と検出電圧とを示す図である（（a）は脈流を示す図、（b）は入力電圧と検出電圧とを示す図）。

図7と図8とを用いて、電圧抑制回路250の説明を行う。

#### 【0076】

まず、通電期間 $T_1$ において、誘導電流 $I_1$ が流れた場合、ダイオード222が有るため、誘導電流 $I_1$ は電圧抑制回路250側には流れない。

すなわち、誘導電流 $I_1$ は平均検出部260に流れる。誘導電流 $I_1$ が平均検出部260に流れた場合の平均検出部260の動作は前述の通りである。

#### 【0077】

40

一方、停止期間 $T_2$ 内の逆方向誘導電圧発生期間 $T_3$ において、2次側コイル41が逆方向誘導電圧 $V_R$ を発生する。そして、逆方向誘導電圧 $V_R$ が電圧抑制回路250に印加され、接続点a、コンデンサ220、接続点b、ダイオード222、接続点d、2次側コイル41という経路を流れる逆方向誘導電流 $I_R$ が生じる。なお、逆方向誘導電圧発生期間 $T_3$ は、非常に短い期間であり、逆方向誘導電流 $I_R$ は瞬発的（瞬間的）に流れるパルス状の電流である。そのため、逆方向誘導電流 $I_R$ は、接続点aを介して、コンデンサ220に流入し、コンデンサ220により充電される。

そして、逆方向誘導電圧 $V_R$ の発生が停止する期間において、逆方向誘導電圧 $V_R$ が電圧抑制回路250に印加されなくなる。ここで、逆方向誘導電圧 $V_R$ の発生が停止する期間とは、停止期間 $T_2$ 内の逆方向誘導電圧発生期間 $T_3$ 経過後の期間（停止期間 $T_2$ 内の

50

逆方向誘導電圧発生期間 T 3 以外の期間) である。また、逆方向誘導電圧 V R の発生が停止する期間に通電期間 T 1 が含まれてもよい。

その為、逆方向誘導電圧 V R の発生が停止する期間において、コンデンサ 2 2 0 は、逆方向誘導電圧発生期間 T 3 において充電した電流を放電する。

【 0 0 7 8 】

この時、放電される電流のルートは次のようになる。コンデンサ 2 2 0 は、接続点 b 側よりも接続点 a 側の方が高電位となっている。そのため、コンデンサ 2 2 0 から放電された電流は、接続点 a と接続点 c とを介し、抵抗 2 2 1 に流入する。

すなわち、抵抗 2 2 1 は、コンデンサ 2 2 0 により放電された電流を通電する。そして、抵抗 2 2 1 は、通電した電流を消費する。具体的には、抵抗 2 2 1 は、通電した電流を熱エネルギーに変換する。

10

【 0 0 7 9 】

このように、抵抗 2 2 1 が逆方向誘導電圧 V R により生じる逆方向誘導電流 I R を消費することで、電圧抑制回路 2 5 0 は、逆方向誘導電圧 V R の電圧値を所定の電圧値以下、具体的には、逆方向誘導電圧 V R の電圧値を 0 V (ゼロボルト) に抑制する。

図 8 ( b ) に入力電圧 V 1 を示す。電圧抑制回路 2 5 0 により逆方向誘導電圧 V R が 0 V (ゼロボルト) に抑制されているため、入力電圧 V 1 には誘導電圧 V F しか現れない。つまり、検出抵抗 2 4 に反映される逆方向誘導電圧 V R は、0 V (ゼロボルト) に抑制される。

【 0 0 8 0 】

20

なお、逆方向誘導電流 I R の一部は、接続点 a、コンデンサ 2 2 0、接続点 b、ダイオード 2 2 2、接続点 d、2 次側コイル 4 1 という逆方向誘導電流 I R が流れる経路において、例えば、2 次側コイル 4 1 などで消費されてもよい。

【 0 0 8 1 】

(実施の形態 3 の効果)

実施の形態 3 の点灯装置は、逆方向誘導電圧 V R の電圧値を 0 V (ゼロボルト) に抑制する LED 電流検出回路 2 1 1 を有するため、逆方向誘導電圧 V R の影響を受けることなく、脈流 I 2 の大きさを精度良く検出することが可能である。

なお、実施の形態 3 においては、脈流 I 2 が半波の脈流の場合を説明したが、脈流 I 2 が全波の脈流であっても、1 次側コイル 4 2 における脈流の通電が停止するタイミング (脈流がゼロとなるタイミング) が存在し、2 次側コイル 4 1 に逆方向誘導電圧 V R が発生する場合がある。その為、脈流 I 2 が全波の脈流であっても、同様の効果を得ることが可能であり、図 1 に示す点灯装置 1 0 0 が LED 電流検出回路 2 1 の代わりに LED 電流検出回路 2 1 1 を有していてもよい。

30

【 0 0 8 2 】

実施の形態 4 .

実施の形態 4 において、点灯装置が、カレントトランスに発生する逆方向誘導電圧を所定の電圧に抑制する構成を説明する。

本実施の形態 4 について、主に実施の形態 3 との差異を説明する。

なお、実施の形態 3 と共通する部分については、同一の符号を付し、説明を省略する。

40

【 0 0 8 3 】

図 9 は、LED 電流検出回路の構成の第 3 の例を示す図である。

図示は、省略するが、図 4 に示す点灯装置 2 0 0 が、LED 電流検出回路 2 1 の代わりに、図 9 の LED 電流検出回路 2 1 2 を有する場合を以下に説明する。

なお、LED 電流検出回路 2 1 のカレントトランス 2 3 と LED 電流検出回路 2 1 2 のカレントトランス 2 3 とは同じものであり、図 1 及び図 4 におけるカレントトランス 2 3 の 1 次側コイル 4 2 の接続は、前述の説明と同様である。

【 0 0 8 4 】

LED 電流検出回路 2 1 2 の 2 次側コイル 4 1 には、電圧抑制回路 2 5 1 が並列に接続されている。この電圧抑制回路 2 5 1 は、2 次側コイル 4 1 が逆方向誘導電圧 V R を発生

50

すると、2次側コイル41により発生された逆方向誘導電圧 $V_R$ の電圧値を所定の電圧値に抑制する回路である。電圧抑制回路251は、例えば、スナバ回路である。

具体的には、電圧抑制回路251は、直列に接続されたダイオード222と定電圧ダイオード223とから構成されている。ここでダイオード222のアノードと定電圧ダイオード223のアノードとが接続されている。定電圧ダイオード223は、ツェナーダイオードとも称し、所定の降伏電圧(ツェナー電圧)を持つダイオード素子である。この降伏電圧を $V_d$ とする。

また、ダイオード222のカソードは、2次側コイル41の一方の端(誘導電圧 $V_F$ が発生する場合の高電位側)に接続されている。ダイオード222のカソードと2次側コイル41の一方の端が接続されている点を接続点 $f$ とする。

そして、定電圧ダイオード223のカソードは、2次側コイル41の他方の端(誘導電圧 $V_F$ が発生する場合の低電位側)と共に接地されている。定電圧ダイオード223のカソードが接地されている点を接続点 $e$ とする。

#### 【0085】

(電圧抑制回路の動作の説明)

図10は、電圧抑制回路により逆方向誘導電圧が抑制された場合の入力電圧と検出電圧とを示す図である((a)は脈流を示す図、(b)は入力電圧と検出電圧とを示す図)。

図9と図10とを用いて、電圧抑制回路251の説明を行う。

#### 【0086】

まず、通電期間 $T_1$ において、誘導電流 $I_1$ が流れた場合、実施の形態3と同じである。つまり、ダイオード222が有るため、誘導電流 $I_1$ は電圧抑制回路251側には流れない。

すなわち、誘導電流 $I_1$ は平均検出部260に流れる。

#### 【0087】

一方、停止期間 $T_2$ 内の逆方向誘導電圧発生期間 $T_3$ において、2次側コイル41が逆方向誘導電圧 $V_R$ を発生する。

ここで、2次側コイル41が発生する逆方向誘導電圧 $V_R$ は、電圧抑制回路251(定電圧ダイオード223及びダイオード222)に印加される。この時、定電圧ダイオード223のカソード側(接続点 $e$ 側)が高電位となり、定電圧ダイオード223は、逆方向誘導電圧 $V_R$ に対して逆方向に接続されている。

そして、印加された逆方向誘導電圧 $V_R$ の電圧値が定電圧ダイオード223の降伏電圧の電圧値 $V_d$ よりも大きい場合に、定電圧ダイオード223は、逆方向誘導電圧 $V_R$ により生じる逆方向誘導電流 $I_R$ を通電する。なお、逆方向誘導電流 $I_R$ は、接続点 $e$ 、定電圧ダイオード223、ダイオード222、接続点 $f$ 、2次側コイル41の経路で流れる。そして、ダイオード222においても順方向電圧に相当する電位差が生じるが、定電圧ダイオード223の降伏電圧の電圧値 $V_d$ に比べて無視出来る大きさである。

ここで、定電圧ダイオード223の両端の電圧、すなわち、逆方向誘導電流 $I_R$ により生じる電位差は、降伏電圧の電圧値 $V_d$ に保たれる。換言すると、定電圧ダイオード223の両端の電圧は、一定値に保たれる。

なお、印加された逆方向誘導電圧 $V_R$ の電圧値が定電圧ダイオード223の降伏電圧の電圧値 $V_d$ よりも小さい場合には、逆方向誘導電流 $I_R$ は流れない。

#### 【0088】

そして、定電圧ダイオード223は、逆方向誘導電圧 $V_R$ が降伏電圧の電圧値 $V_d$ よりも大きい場合は、逆方向誘導電圧 $V_R$ の大きさに関わらず、逆方向誘導電流 $I_R$ により生じる電位差を降伏電圧の電圧値 $V_d$ に保つ。換言すると、定電圧ダイオード223は、逆方向誘導電圧 $V_R$ の電圧値を安定させる。

なお、逆方向誘導電圧 $V_R$ と降伏電圧の電圧値 $V_d$ との差分のエネルギーは、定電圧ダイオード223により例えば熱エネルギーに変換され、消費される。

#### 【0089】

この時、定電圧ダイオード223が保っている電圧は、アノード側よりもカソード側(

10

20

30

40

50

接続点 e 側)の方が高電位となっており、逆方向誘導電圧  $V_R$  と同じ極性である。

すなわち、定電圧ダイオード 223 は、通電した逆方向誘導電流  $I_R$  により生じる電位差を降伏電圧の電圧値  $V_d$  に保つことで、逆方向誘導電圧  $V_R$  の電圧値(ピーク値)を降伏電圧の電圧値  $V_d$  に抑制する。

なお、前述の通り、ダイオード 222 の順方向電圧は、降伏電圧の電圧値  $V_d$  に比べて無視出来る大きさである。その為、換言すると、電圧抑制回路 251 が、逆方向誘導電圧  $V_R$  の電圧値を降伏電圧の電圧値  $V_d$  に抑制する。

図 10 (b) に入力電圧  $V_1$  を示す。入力電圧  $V_1$  には、通電期間  $T_1$  において、誘導電圧  $V_F$  が現れ、停止期間  $T_2$  において降伏電圧の電圧値  $V_d$  に保たれた逆方向誘導電圧  $V_R$  が現れる。そして、図示は省略するが、降伏電圧の電圧値  $V_d$  に保たれた逆方向誘導電圧  $V_R$  により生じる逆方向誘導電流  $I_R$  (逆方向誘導電流  $I_R$  のピーク値)も一定に保たれる。

10

【0090】

そして、停止期間  $T_2$  において、降伏電圧の電圧値  $V_d$  に保たれた逆方向誘導電圧  $V_R$  が入力電圧  $V_1$  として、コンデンサ 26 に印加される。

逆方向誘導電圧  $V_R$  がコンデンサ 26 に印加される点は、前述の図 6 (b) を用いた説明と同様であるが、電圧抑制回路 251 により逆方向誘導電圧  $V_R$  の電圧値が一定となっている。そして、逆方向誘導電圧  $V_R$  により生じる逆方向誘導電流  $I_R$  の電流値も一定である。その為、通電期間  $T_1$  においてコンデンサ 26 に充電された電荷が、放電される量は一定であり、検出抵抗 24 で検出される検出電圧  $V_b$  の電圧値も一定となる。

20

すなわち、検出抵抗 24 で検出される電圧は、前述の検出電圧  $V_a$  よりも一定電圧分(降伏電圧の電圧値  $V_d$  に基づく電圧分)低い検出電圧  $V_b$  (図 10 (b) の一点鎖線)となる。

そして、検出電圧  $V_a$  と検出電圧  $V_b$  との差分の電圧である差分電圧は、降伏電圧の電圧値  $V_d$  から算出可能である。その為、基準電圧回路 12 (図 4) により発生される基準電圧の電圧値が予め、当該差分電圧の分、低く設定されていれば、比較器 13 (図 4) は、当該差分電圧の影響を相殺して、脈流の大きさを検出することが可能である。

換言すると、逆方向誘導電圧  $V_R$  の電圧値が一定であるため、予め逆方向誘導電圧  $V_R$  による誤差を考慮しておけば、検出電圧  $V_b$  を検出することで、脈流  $I_2$  の大きさを検出することが可能である。

30

【0091】

なお、逆方向誘導電流  $I_R$  の一部は、接続点 e、定電圧ダイオード 223、ダイオード 222、接続点 f、2 次側コイル 41 という逆方向誘導電流  $I_R$  が流れる経路において、例えば、2 次側コイル 41 などで消費されてもよい。

【0092】

(実施の形態 4 の効果)

実施の形態 4 の点灯装置は、逆方向誘導電圧  $V_R$  の電圧値を所定の電圧(一定電圧)に抑制する LED 電流検出回路 211 を有するため、予め逆方向誘導電圧  $V_R$  の影響を考慮することで、脈流  $I_2$  の大きさを精度良く検出することが可能である。

【0093】

また、逆方向誘導電圧  $V_R$  の電圧値が定電圧ダイオード 223 により抑制される為に、逆電圧耐圧の低い検出電流整流ダイオード 25 を用いることが可能になる。これにより、検出電流整流ダイオード 25 の小型化が可能である。

40

更には、逆電圧耐圧の低いダイオードは、順方向電圧 ( $V_f$ ) も低くなる。その為、平均検出部 260 を動作させる為に必要な電圧値も低くなる。その為、検出抵抗 24 に流れる電流も低減され、検出抵抗 24 における消費電流を低減させることが可能となる。

【0094】

なお、実施の形態 4 においては、脈流  $I_2$  が半波の脈流の場合を説明したが、脈流  $I_2$  が全波の脈流であっても、同様の効果を得ることが可能であり、図 1 に示す点灯装置 100 が LED 電流検出回路 21 の代わりに LED 電流検出回路 212 を有していてもよい。

50

【0095】

また、実施の形態4において定電圧ダイオード223の代わりに、複数のダイオードが逆方向誘導電圧VRに対し、逆方向に接続されていてもよい。この場合、逆方向誘導電圧VRの電圧は、各ダイオードの降伏電圧の和と等しい値に抑制される。

【0096】

以上、本発明の実施の形態について説明したが、これらの実施の形態のうち、2つ以上を組み合わせる実施しても構わない。あるいは、これらの実施の形態のうち、1つを部分的に実施しても構わない。あるいは、これらの実施の形態のうち、2つ以上を部分的に組み合わせる実施しても構わない。なお、本発明は、これらの実施の形態に限定されるものではなく、必要に応じて種々の変更が可能である。

10

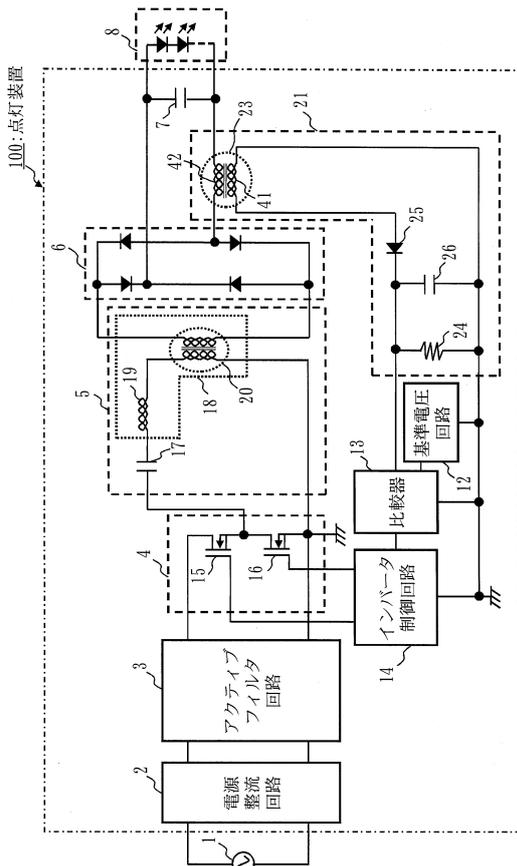
【符号の説明】

【0097】

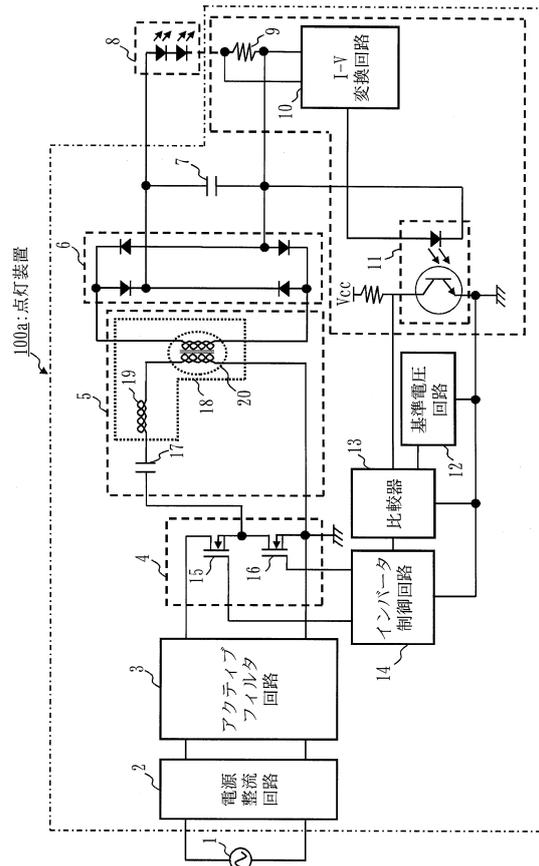
- 1 商用電源、2 電源整流回路、3 アクティブフィルタ回路、4 インバータ回路、5 電流共振回路、6 負荷整流回路、7 平滑用コンデンサ、8 LED光源、9 電流検出抵抗、10 I-V変換回路、11 フォトカプラ、12 基準電圧回路、13 比較器、14 インバータ制御回路、15 第一のスイッチング素子、16 第二のスイッチング素子、17 共振用コンデンサ、18 インダクタ、19 共振用インダクタ、20 絶縁トランス、21 LED電流検出回路、22 スwitching素子駆動インダクタ、23 カレントトランス、24 検出抵抗、25 検出電流整流ダイオード、26 コンデンサ、27 第一のダイオード、28 第二のダイオード、29 第三のダイオード、30 第四のダイオード、41 2次側コイル、42 1次側コイル、100、200 点灯装置、211~212 LED電流検出回路、220 コンデンサ、221 抵抗、222 ダイオード、223 定電圧ダイオード、250~251 電圧抑制回路、260 平均検出部、901~903 逆方向誘導電圧。

20

【図1】

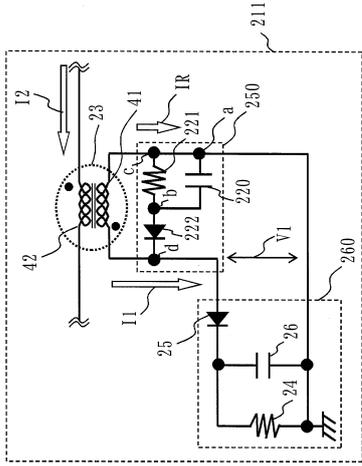


【図2】

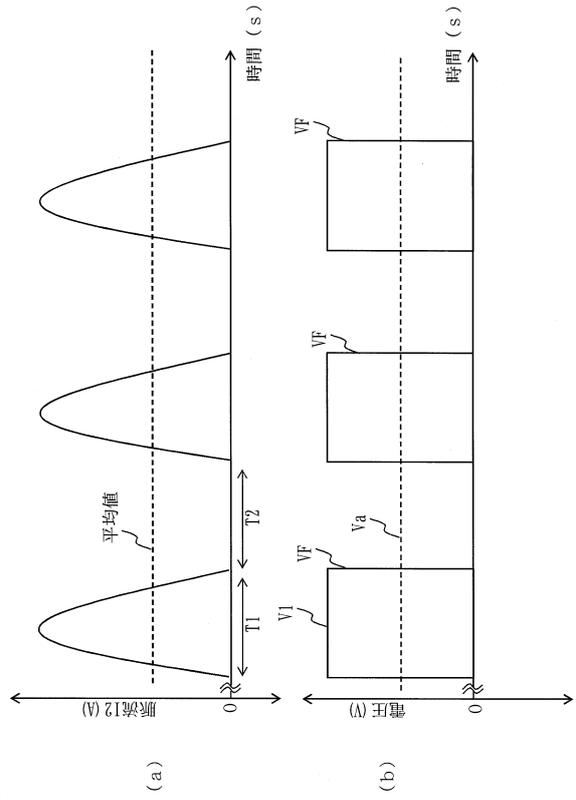




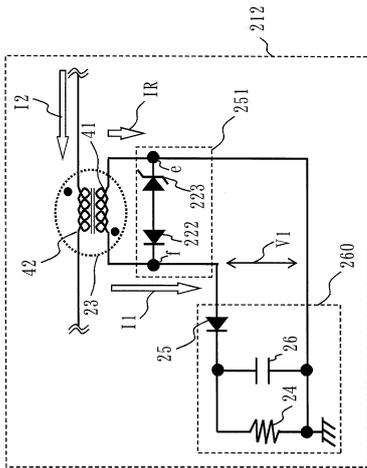
【図7】



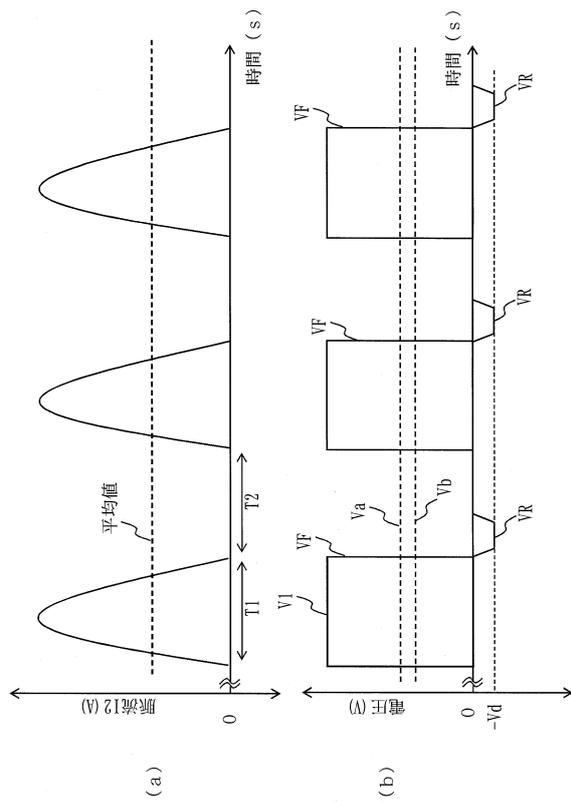
【図8】



【図9】



【図10】



---

フロントページの続き

(72)発明者 木所 孝元  
神奈川県鎌倉市大船二丁目14番40号 三菱電機照明株式会社内

審査官 杉浦 貴之

(56)参考文献 特開2011-060615(JP,A)  
特開平03-103068(JP,A)  
特開平02-168856(JP,A)  
特開2010-165546(JP,A)  
特開2012-039778(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H05B 37/02