

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5760176号  
(P5760176)

(45) 発行日 平成27年8月5日(2015.8.5)

(24) 登録日 平成27年6月19日(2015.6.19)

(51) Int.Cl.

H05B 37/02 (2006.01)

F I

H05B 37/02

J

請求項の数 9 (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願2011-65091 (P2011-65091)  
 (22) 出願日 平成23年3月23日 (2011.3.23)  
 (65) 公開番号 特開2012-204026 (P2012-204026A)  
 (43) 公開日 平成24年10月22日 (2012.10.22)  
 審査請求日 平成26年1月8日 (2014.1.8)

(73) 特許権者 314012076  
 パナソニックIPマネジメント株式会社  
 大阪府大阪市中央区城見2丁目1番61号  
 (74) 代理人 100087767  
 弁理士 西川 恵清  
 (72) 発明者 渡邊 浩士  
 大阪府門真市大字門真1048番地 パナ  
 ソニック電工株式会社内  
 (72) 発明者 西本 和弘  
 大阪府門真市大字門真1048番地 パナ  
 ソニック電工株式会社内  
 (72) 発明者 浮田 伸夫  
 兵庫県姫路市西延末404番1号 池田電  
 機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 固体光源点灯装置およびそれを用いた照明器具と照明システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

スイッチング素子を用いて入力直流電源を電力変換して固体光源に電流を流す直流電源回路部と、

前記固体光源を調光するように前記スイッチング素子に流れる電流を制御する電流制御部とを備えた固体光源点灯装置において、

前記電流制御部は、

前記スイッチング素子のオン幅を変化させる第1のスイッチング制御手段と、

前記スイッチング素子の付勢・消勢制御を行う第2のスイッチング制御手段を備え、

前記第2のスイッチング制御手段の付勢期間は前記第1のスイッチング制御手段の1  
 周期より大きく、

前記第1のスイッチング制御手段と前記第2のスイッチング制御手段により調光制御  
 を行い、

前記電流制御部は、調光制御を行うときに、前記固体光源の所定の輝度以上では、前記第1のスイッチング制御手段から出力される矩形波電圧信号のオフDutyの変化を、前記第2のスイッチング制御手段から出力される矩形波電圧信号のオンDutyの変化よりも大きくし、前記所定の輝度未満では、前記第2のスイッチング制御手段から出力される矩形波電圧信号のオンDutyの変化を、前記第1のスイッチング制御手段から出力される矩形波電圧信号のオフDutyの変化よりも大きくすることを特徴とする固体光源点灯装置。

10

20

**【請求項 2】**

前記直流電源回路部は、前記スイッチング素子と直列にインダクタが接続され、前記インダクタの充放電電流あるいはそのいずれかを利用して前記固体光源に電流を流すものであり、前記第 1 のスイッチング制御手段は、前記インダクタに流れる電流がゼロクロス動作をするように前記スイッチング素子を制御することを特徴とする請求項 1 記載の固体光源点灯装置。

**【請求項 3】**

前記直流電源回路部は、前記固体光源に並列に接続された容量性インピーダンスを含むと共に、前記固体光源に流れる電流が連続波形になっていることを特徴とする請求項 1 または 2 のいずれかに記載の固体光源点灯装置。

10

**【請求項 4】**

外部からの調光信号に応じた調光制御信号を出力する調光制御部を有し、前記調光制御信号の信号レベルに応じて前記電流制御部の各スイッチング制御手段の出力レベルが変化すると共に、前記調光制御部は 1 つの信号を出力することを特徴とする請求項 1 ~ 3 のいずれかに記載の固体光源点灯装置。

**【請求項 5】**

外部からの調光信号に応じた調光制御信号を出力する調光制御部を有し、前記調光制御部は、前記電流制御部の各々のスイッチング制御手段に対して独立した 2 つの調光制御信号を出力することを特徴とする請求項 1 ~ 3 のいずれかに記載の固体光源点灯装置。

**【請求項 6】**

前記第 1 のスイッチング制御手段の動作時のオン幅の略下限値で前記第 2 のスイッチング制御手段が動作することを特徴とする請求項 1 ~ 5 のいずれかに記載の固体光源点灯装置。

20

**【請求項 7】**

前記固体光源は L E Dであることを特徴とする請求項 1 ~ 6 のいずれかに記載の固体光源点灯装置。

**【請求項 8】**

請求項 1 ~ 7 のいずれかに記載の固体光源点灯装置を備えたことを特徴とする照明器具。

**【請求項 9】**

請求項 1 ~ 7 のいずれかに記載の固体光源点灯装置を備えたことを特徴とする照明システム。

30

**【発明の詳細な説明】****【技術分野】****【0001】**

本発明は、発光ダイオード（L E D）のような固体光源を点灯させる固体光源点灯装置およびそれを用いた照明器具と照明システムに関するものである。

**【背景技術】****【0002】**

従来、特許文献 1（特開 2 0 0 5 - 2 6 7 9 9 9 号公報）によれば、調光信号を元に L E D を調光可能な L E D 式照明装置が開示されている。この装置は、調光信号に基づいて調光比を判定し、調光比が所定値より高い（明るい）ときは P W M 制御により L E D を点灯制御し、所定値より低い（暗い）ときは波高値制御により L E D を点灯制御するものであった。

40

**【先行技術文献】****【特許文献】****【0003】**

【特許文献 1】特開 2 0 0 5 - 2 6 7 9 9 9 号公報

**【発明の概要】****【発明が解決しようとする課題】****【0004】**

50

特許文献 1 の技術では、調光信号に基づいて調光比を判定し、調光比が所定値より高いか低いかに応じて P W M 制御と波高値制御を切り替えている。しかしながら、P W M 制御と波高値制御の切り替えの前後で動作が不安定となり、光のちらつきの原因となっていた。

【 0 0 0 5 】

本発明はこのような点に鑑みてなされたものであり、広い範囲で安定した調光が可能な固体光源点灯装置を提供することを課題とする。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 6 】

請求項 1 の発明は、上記の課題を解決するために、図 1 に示すように、スイッチング素子 Q 1 を用いて入力直流電源 V d c を電力変換して固体光源 3 に電流を流す直流電源回路部 1 と、前記固体光源 3 を調光するように前記スイッチング素子 Q 1 に流れる電流を制御する電流制御部 2 とを備えた固体光源点灯装置において、前記電流制御部 2 は、前記スイッチング素子 Q 1 のオン幅を変化させる第 1 のスイッチング制御手段と、前記スイッチング素子 Q 1 の付勢・消勢制御を行う第 2 のスイッチング制御手段を備え、前記第 2 のスイッチング制御手段の付勢期間は前記第 1 のスイッチング制御手段の 1 周期より大きく、前記第 1 のスイッチング制御手段と前記第 2 のスイッチング制御手段により調光制御を行い、前記電流制御部は、調光制御を行うときに、前記固体光源 3 の所定の輝度以上では、前記第 1 のスイッチング制御手段から出力される矩形波電圧信号のオフ D u t y の変化を、前記第 2 のスイッチング制御手段から出力される矩形波電圧信号のオン D u t y の変化よりも大きくし、前記所定の輝度未満では、前記第 2 のスイッチング制御手段から出力される矩形波電圧信号のオン D u t y の変化を、前記第 1 のスイッチング制御手段から出力される矩形波電圧信号のオフ D u t y の変化よりも大きくすることを特徴とするものである。

【 0 0 0 8 】

請求項 2 の発明は、請求項 1 記載の固体光源点灯装置において、前記直流電源回路部 1 は、前記スイッチング素子 Q 1 と直列にインダクタ L 1 が接続され、前記インダクタ L 1 の充放電電流あるいはそのいずれかを利用して前記固体光源 3 に電流を流すものであり、前記第 1 のスイッチング制御手段は、前記インダクタ L 1 に流れる電流がゼロクロス動作をするように前記スイッチング素子 Q 1 を制御することを特徴とする。

【 0 0 0 9 】

請求項 3 の発明は、請求項 1 または 2 のいずれかに記載の固体光源点灯装置において、前記直流電源回路部 1 は、前記固体光源 3 に並列に接続された容量性インピーダンス（平滑コンデンサ C 1 など）を含むと共に、前記固体光源 3 に流れる電流が連続波形になっていることを特徴とする。

【 0 0 1 0 】

請求項 4 の発明は、請求項 1 ～ 3 のいずれかに記載の固体光源点灯装置において、外部からの調光信号に応じた調光制御信号を出力する調光制御部を有し、前記調光制御信号の信号レベルに応じて前記電流制御部 2 の各スイッチング制御手段の出力レベルが変化すると共に、前記調光制御部は 1 つの信号を出力することを特徴とする（図 5 ）。

【 0 0 1 1 】

請求項 5 の発明は、請求項 1 ～ 3 のいずれかに記載の固体光源点灯装置において、外部からの調光信号に応じた調光制御信号を出力する調光制御部を有し、前記調光制御部は、前記電流制御部 2 の各々のスイッチング制御手段に対して独立した 2 つの調光制御信号を出力することを特徴とする（図 3 ）。

【 0 0 1 2 】

請求項 6 の発明は、請求項 1 ～ 5 のいずれかに記載の固体光源点灯装置において、前記第 1 のスイッチング制御手段の動作時のオン幅の略下限値で前記第 2 のスイッチング制御手段が動作することを特徴とする（図 4 ）。

【 0 0 1 3 】

請求項 7 の発明は、請求項 1 ~ 6 のいずれかに記載の固体光源点灯装置において、前記固体光源 3 は L E Dであることを特徴とする。

【 0 0 1 4 】

請求項 8 の発明は、請求項 1 ~ 7 のいずれかに記載の固体光源点灯装置を備えたことを特徴とする照明器具である（図 6）。

請求項 9 の発明は、請求項 1 ~ 7 のいずれかに記載の固体光源点灯装置を備えたことを特徴とする照明システムである（図 6）。

【発明の効果】

【 0 0 1 5 】

本発明によれば、スイッチング素子のオン幅を変化させる第 1 のスイッチング制御手段と、スイッチング素子の付勢・消勢制御を行う第 2 のスイッチング制御手段を備え、第 2 のスイッチング制御手段の付勢期間は第 1 のスイッチング制御手段の 1 周期より大きく、第 1 のスイッチング制御手段と第 2 のスイッチング制御手段により調光制御を行うものであるから、広い範囲で安定した調光が可能となる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 6 】

【図 1】本発明の実施形態 1 の概略構成を示す回路図である。

【図 2】本発明の実施形態 1 の動作波形図である。

【図 3】本発明の実施形態 2 の回路図である。

【図 4】本発明の実施形態 2 の動作説明図である。

【図 5】本発明の実施形態 3 の回路図である。

【図 6】本発明の実施形態 4 の構成を示すブロック回路図である。

【図 7】本発明の実施形態 5 の回路図である。

【図 8】本発明の実施形態 5 の動作波形図である。

【図 9】本発明の実施形態 6 の回路図である。

【図 10】本発明の実施形態 6 の動作波形図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 7 】

（実施形態 1）

図 1 は本発明の実施形態 1 の回路図である。入力直流電源  $V_{dc}$  には直流電源回路部 1 が接続されている。直流電源回路部 1 は、スイッチング素子  $Q_1$  を用いて入力直流電源  $V_{dc}$  を電力変換して L E D（もしくは有機 E L 素子）のような固体光源 3 に直流電流を供給するスイッチング電源回路であり、ここでは降圧チョッパ回路（バックコンバータ）を用いている。

【 0 0 1 8 】

降圧チョッパ回路の構成は周知であり、入力直流電源  $V_{dc}$  の正極と負極の間に、固体光源 3 とインダクタ  $L_1$  とスイッチング素子  $Q_1$  と電流検出部 4 の直列回路が接続されており、固体光源 3 とインダクタ  $L_1$  の直列回路には再生ダイオード  $D_1$  が閉回路を構成するように並列接続されている。

【 0 0 1 9 】

降圧チョッパ回路の動作も周知であり、スイッチング素子  $Q_1$  がオンすると、入力直流電源  $V_{dc}$  の正極 固体光源 3 インダクタ  $L_1$  スwitchング素子  $Q_1$  電流検出部 4 入力直流電源  $V_{dc}$  の負極の経路で漸増電流が流れて、インダクタ  $L_1$  にエネルギーが蓄積される。スイッチング素子  $Q_1$  がオフすると、インダクタ  $L_1$  の誘起電圧により、インダクタ  $L_1$  再生ダイオード  $D_1$  固体光源 3 インダクタ  $L_1$  の経路で漸減電流が流れて、インダクタ  $L_1$  のエネルギーが放出される。

【 0 0 2 0 】

インダクタ  $L_1$  のエネルギー放出が完了するよりも前にスイッチング素子  $Q_1$  がオンされる動作を連続モード、インダクタ  $L_1$  のエネルギー放出が完了したタイミングでスイッチング素子  $Q_1$  がオンされる動作を臨界モード、インダクタ  $L_1$  のエネルギー放出が完了

10

20

30

40

50

した後、休止期間を経てスイッチング素子Q 1がオンされる動作を不連続モードと呼ぶ。本発明では、いずれのモードを用いても構わないが、電力変換効率が高いのは臨界モードである。

#### 【0021】

スイッチング素子Q 1は電流制御部2により高周波でオンオフされる。スイッチング素子Q 1がオンのとき、スイッチング素子Q 1に流れる漸増電流は、電流検出部4により検出される。電流検出部4により検出された電流検出値は、電流制御部2により設定された所定のしきい値と比較される。電流検出値が所定のしきい値に達すると、スイッチング素子Q 1がオフされる。これにより、スイッチング素子Q 1に流れる電流のピーク値は所定のしきい値に設定される。

10

#### 【0022】

図2(a), (b)はスイッチング素子Q 1のオンオフ動作によりインダクタL 1に流れる電流の波形を示している。インダクタL 1に流れる電流が漸増する期間については、スイッチング素子Q 1に流れる電流と同じであり、インダクタL 1に流れる電流が漸減する期間については、回生ダイオードD 1に流れる電流と同じである。本例では、インダクタL 1に流れる電流は前述の臨界モードの場合を例示しているが、連続モードまたは不連続モードであっても良い。

#### 【0023】

図2(a)は、電流制御部2により設定された所定のしきい値 $I_{p1}$ が高い場合、図2(b)は所定のしきい値 $I_{p2}$ が低い場合である。電流制御部2により設定される所定のしきい値 $I_{p1}$ ,  $I_{p2}$ は、調光器5から電流制御部2に供給される調光信号に応じて設定される。

20

#### 【0024】

図2(c), (d)は、電流制御部2からスイッチング素子Q 1に出力される制御信号の電圧波形を示している。図2(c)はスイッチング素子Q 1のバーストONの期間が長い場合、図2(d)はバーストONの期間が短い場合である。ここで、バーストONの期間とは、スイッチング素子Q 1の高周波的なオンオフ動作が許可されている期間のことである。バーストONの期間では、スイッチング素子Q 1は付勢(活性化)されており、それ以外の期間では、スイッチング素子Q 1は消勢(不活性化)されている。バーストONの期間は、調光器5から電流制御部2に供給される調光信号に応じて電流制御部2により設定される。

30

#### 【0025】

図2(c), (d)に示されるバーストONの動作は、所定の周波数(例えば、数百Hz~数千Hz)で繰り返される。その繰り返しの周波数は、直流電源回路部1のスイッチング素子Q 1の高周波的なオンオフ周波数(数十kHz)に比べると低く設定されている。

#### 【0026】

なお、図2(a), (b)の時間軸は、図2(c), (d)の時間軸に比べると拡大して図示されている。

#### 【0027】

電流制御部2では、調光器5から供給される調光信号を読み取り、図2(a), (b)に示すように、スイッチング素子Q 1に流れる電流のピーク値を設定すると共に、図2(c), (d)に示すように、スイッチング素子Q 1の高周波的なオンオフ動作が許可されるバーストONの期間を設定する。前者を第1のスイッチング制御手段、後者を第2のスイッチング制御手段とすると、両者を組み合わせて同時に適用可能とすることにより、広い範囲で安定した調光動作を実現することができる。

40

#### 【0028】

例えば、調光比が高い(明るい)場合には、図2(a)のように、スイッチング素子Q 1に流れる電流のピーク値 $I_{p1}$ を高く設定すると共に、図2(c)のように、バーストONの期間を長く設定する。また、調光比が低い(暗い)場合には、図2(b)のように

50

、スイッチング素子 $Q_1$ に流れる電流のピーク値 $I_{p2}$ を低く設定すると共に、図2(d)のように、バーストONの期間を短く設定する。このように、第1のスイッチング制御手段と第2のスイッチング制御手段を組み合わせることで適用することにより、広い範囲の調光が可能となる。

【0029】

また、特許文献1の技術に比べると、調光範囲の途中でPWM制御と波高値制御を切り替える必要が無いので、切り替えの前後で動作が不安定となることなく、広い範囲で安定した調光動作を実現することができる。

【0030】

本実施形態では、直流電源回路部1として、降圧チョッパ回路を例示したが、昇圧チョッパ回路や昇降圧チョッパ回路、フライバックコンバータ回路のような各種のスイッチング電源回路を用いても良いことは言うまでも無い。

【0031】

(実施形態2)

図3は本発明の実施形態2の回路図である。本実施形態では、図2(a)、(b)に示すように、スイッチング素子 $Q_1$ に流れる電流のピーク値を所定のしきい値 $I_{p1}$ 、 $I_{p2}$ に制御する動作と、上述の臨界モードの制御を安価に実現するために、汎用の力率改善制御用の集積回路22を用いている。

【0032】

この種の力率改善制御用の集積回路として、従来からSTマイクロエレクトロニクス社製のL6562が知られているが、本実施形態では、図2(c)、(d)に示すように、スイッチング素子 $Q_1$ の制御信号のバーストONの期間を外部信号により設定可能とするために、力率改善制御(PFC)の可否を外部信号により選択できる集積回路として、STマイクロエレクトロニクス社製のL6564を採用している。

【0033】

L6564は、従来の8ピンのL6562に対してPFC-OK端子(6番ピン)とVFF端子(5番ピン)を追加したものであり、その他のピン配置はL6562のピン配置を踏襲している。

【0034】

以下、L6564の各端子の機能について簡単に説明しながら、図3の回路構成について説明する。

10番ピンは電源端子であり、制御電源電圧 $V_{cc}$ に接続されている。8番ピンはグラウンド端子であり、入力直流電源 $V_{dc}$ の負極(回路グラウンド)に接続されている。

【0035】

9番ピンはゲートドライブ端子であり、MOSFETよりなるスイッチング素子 $Q_1$ のゲート電極に接続されている。

7番ピンはゼロクロス検出端子であり、インダクタ $L_1$ の2次巻線 $n_2$ の一端に抵抗 $R_2$ を介して接続されている。2次巻線 $n_2$ の他端は接地されている。

【0036】

6番ピンはL6562に対して追加されたPFC-OK端子であり、このピンの電圧が0.23V未満になると、ICはシャットダウンされる。ICをリスタートさせるには、この6番ピンを0.27Vよりも高く設定しなければならない。これにより、6番ピンをリモートon/off制御入力として用いることができる。

5番ピンはフィードフォワード端子であり、本実施形態では使用しないので、抵抗 $R_3$ を介して回路グラウンドに接続してある。

【0037】

4番ピンは電流検出端子であり、MOSFETよりなるスイッチング素子 $Q_1$ のソース電極と回路グラウンドの間に挿入された電流検出抵抗 $R_1$ の電圧を抵抗 $R_4$ を介して入力されている。また、調光用のバイアス電圧を抵抗 $R_9$ を介して入力されている。

3番ピンはICに内蔵された乗算器の入力であり、本実施形態では、制御電源電圧 $V_c$

10

20

30

40

50

cを抵抗R 6 , R 7により分圧した所定の電圧に設定している。

【0038】

1番ピンはICに内蔵されたエラーアンプの反転入力端子、2番ピンはそのエラーアンプの出力端子である。1番ピンと2番ピンの間にエラーアンプの帰還インピーダンスとして、抵抗R 8とコンデンサC 4の並列回路を接続してある。また、1番ピンには抵抗R 10 , R 11によりコンデンサC 3の電圧を分圧した負帰還用の電圧信号が入力されている。コンデンサC 3には、インダクタL 1の2次巻線n 2の誘起電圧が抵抗R 12とダイオードD 3を介して充電されている。コンデンサC 3の電圧が増大するとスイッチング素子Q 1のオンパルス幅は狭くなる方向に制御される。

【0039】

スイッチング素子Q 1がオンのとき、電流検出抵抗R 1に流れる電流が増加すると、4番ピンの検出電圧が上昇する。4番ピンの電圧が所定のしきい値に達すると、スイッチング素子Q 1はオフされる。その後、インダクタL 1のエネルギーがダイオードD 1を介して放出されている期間は、インダクタL 1の2次巻線n 2に電圧が誘起される。ダイオードD 1を介する回生電流が流れ終わると、2次巻線n 2の誘起電圧が消失し、7番ピンの電圧が立ち下がる。この7番ピンの電圧の立ち下がりを検出して、スイッチング素子Q 1が再びオンされる。

【0040】

4番ピンには、抵抗R 9を介してコンデンサC 5のDC電圧が重畳されている。このコンデンサC 5は、抵抗R 5を介して調光制御回路2 1の出力信号により充放電されている。調光制御回路2 1の出力信号は、例えば、矩形波電圧信号であり、そのHighレベルとLowレベルの期間の割合に応じてコンデンサC 5に充電されるDC電圧が変化する。つまり、コンデンサC 5と抵抗R 5はCRフィルタ回路(積分回路)を構成している。

【0041】

コンデンサC 5に充電されるDC電圧が高いとき、4番ピンの電圧は高くなるから、スイッチング素子Q 1に流れる電流が見掛け上、大きくなったように検出されることになり、スイッチング素子Q 1に流れる電流のピーク値は、図2 ( b )に示すように低くなる。

【0042】

コンデンサC 5に充電されるDC電圧が低いとき、4番ピンの電圧は低くなるから、スイッチング素子Q 1に流れる電流は見掛け上、小さくなったように検出されることになり、スイッチング素子Q 1に流れる電流のピーク値は、図2 ( a )に示すように高くなる。

【0043】

このように、調光制御回路2 1から出力される矩形波電圧信号のHighレベルとLowレベルの期間の割合(オンオフDuty)に応じて、コンデンサC 5に充電されるDC電圧の大きさを調整することにより、スイッチング素子Q 1に流れる電流のピーク値を調整することができる。

【0044】

調光制御回路2 1は、例えば、調光用のマイコンで構成されていても良い。その場合、出力端子aとして、矩形波電圧信号を出力する2値出力ポートの1つを割り当てれば良い。

【0045】

また、出力端子aとして、2値出力ポートに代えて、D/A変換出力ポートを有するマイコンを用いた場合には、抵抗R 5とコンデンサC 5よりなるCRフィルタ回路は省略することも可能である。その場合でも、CRフィルタ回路を省略せずに、D/A変換出力ポートからアナログの出力電圧をCRフィルタ回路に入力し、1階調を隔てて隣接するDC電圧を所定のDutyで切り替えるように制御すれば、D/A変換の本来の階調よりも多階調のDC電圧を生成できる。また、2値出力ポートを用いる場合に比べると、抵抗R 5とコンデンサC 5の時定数が小さくても、コンデンサC 5に充電されるDC電圧のリップルを小さくすることが出来るから、制御の応答性も良くなる。

【0046】

10

20

30

40

50

次に、図 2 ( c ) , ( d ) に示したバースト ON の期間を指定するための出力端子 b としては、マイコンの他の 2 値出力ポートを割り当てれば良く、バースト ON の期間に High レベル ( > 0.27 V )、それ以外の期間に Low レベル ( < 0.23 V ) となる矩形波電圧信号を出力すれば良い。

#### 【 0047 】

図 4 は調光制御回路 21 の出力端子 a、b から出力される矩形波電圧信号の Duty ( % ) と、調光器 5 から調光制御回路 21 に入力される調光信号の Duty ( % ) の関係を示している。図中の細い実線 a は、第 1 の出力端子 a から出力される矩形波電圧信号のオフ Duty の変化を示しており、図中の細い実線 b は、第 2 の出力端子 b から出力される矩形波電圧信号のオン Duty の変化を示している。

10

#### 【 0048 】

調光器 5 から調光制御回路 21 に入力される調光信号の Duty ( % ) は、0 % ~ 100 % の間で変化し、5 % 未満では全点灯、95 % 以上では消灯となる。このような調光信号は、インバータ式の蛍光灯点灯装置の分野において広く普及しており、一般的には、周波数が 1 kHz、振幅が 10 V の矩形波電圧信号が用いられる。

#### 【 0049 】

調光制御回路 21 では、調光器 5 から入力される調光信号の Duty ( % ) を読み取り、それに応じて、第 1 の出力端子 a から出力される矩形波電圧信号の Duty と第 2 の出力端子 b から出力される矩形波電圧信号の Duty を変化させる。結果的に、固体光源 3 の明るさは、図中の太線で示す 2.3 乗カーブに近い特性で変化する。2.3 乗カーブとは、一般にマンセル特性カーブと呼ばれる調光カーブの一種であり、調光操作に対してスムーズに明るさが変化するように見える特性として知られている。

20

#### 【 0050 】

図 4 に例示したような制御特性は、調光制御回路 21 がマイコンで構成されている場合、内蔵のメモリにデータテーブルとして記憶しておけば好都合である。その場合、調光器 5 から入力される調光信号の Duty ( % ) を読み取ったデジタル値をアドレスとしてデータテーブルを読み出して、読み出されたデータに基づいて、調光制御回路 21 の端子 a、b から出力される矩形波電圧信号の Duty を制御すれば良い。

#### 【 0051 】

##### ( 実施形態 3 )

図 5 は本発明の実施形態 3 の回路図である。本実施形態では、調光制御回路 21 から出力される 1 つの調光信号を調光制御回路 21 の外部で信号変換することにより、第 1 のスイッチング制御手段に対する調光制御信号と、第 2 のスイッチング制御手段に対する調光制御信号を生成している。

30

#### 【 0052 】

調光制御回路 21 から集積回路 22 の 6 番ピンに出力される調光信号は、実施形態 2 と同様に、低周波 ( 数百 Hz ~ 数 kHz ) の矩形波電圧信号であり、そのパルス幅を可変とすることにより、集積回路 22 の動作を許可したり、禁止したりすることができる。この調光信号をダイオード D4 を介して抵抗 R5 とコンデンサ C5 のフィルタ回路に入力することにより、DC 電圧に変換している。

40

#### 【 0053 】

この DC 電圧は、図 5 の回路例では、抵抗 R9 を介して 3 番ピンの抵抗 R7 に重畳されている。コンデンサ C5 の DC 電圧が高いときは、集積回路 22 の 3 番ピンの電圧が高くなるので、スイッチング素子 Q1 をオフさせる際のしきい値電圧が高く設定される。このため、図 2 ( c ) に示すように、バースト ON の期間が長いときは、図 2 ( a ) に示すように、スイッチング素子 Q1 に流れる電流のピーク  $I_{p1}$  は高くなる。

#### 【 0054 】

反対に、コンデンサ C5 の DC 電圧が低いときは、集積回路 22 の 3 番ピンの電圧が低くなるので、スイッチング素子 Q1 をオフさせる際のしきい値電圧が低く設定される。このため、図 2 ( d ) に示すように、バースト ON の期間が短いときは、図 2 ( b ) に示す

50



ように、スイッチング素子 $Q_1$ に流れる電流のピーク $I_{p2}$ は低くなる。これにより、広い範囲で安定した調光が可能となる。

#### 【0055】

なお、図5の回路例では、調光制御回路21から出力される1つの調光信号を矩形波電圧信号としたが、これとは逆に、調光制御回路21から出力される1つの調光信号をDC電圧としても良い。その場合、外部の低周波発振回路を用いて、調光制御回路21から出力されたDC電圧をパルス幅可変の矩形波電圧信号(PWM信号)に変換して、変換後の信号を、集積回路22の6番ピンの制御に用いれば良い。また、変換前の信号(DC電圧)は、集積回路22の3番ピンに直接入力すれば良い。

#### 【0056】

上述の各実施形態では、調光器5から出力される調光信号として、周波数が1kHz、振幅が10Vの矩形波電圧信号を用いる場合を想定して説明したが、これに限定されるものではない。例えば、DALIやDMX512などの各種の規格化された調光信号を用いても良いし、商用交流電源(50/60Hz)を位相制御した電圧を波形整形することにより、100/120HzのPWM信号を調光信号として電源線から抽出しても構わない。あるいは、調光器5は単なる可変抵抗であっても良く、DC電圧よりなる調光信号を調光制御回路21のA/D変換入力ポートに読み取らせるような構成としても構わない。

#### 【0057】

##### (実施形態4)

図6は本発明の実施形態4の概略構成を示すブロック回路図である。本実施形態では、1つの照明器具Aに、寒色系のLEDと暖色系のLEDを備え、それぞれの光出力を直流電源回路部1a, 1bと電流制御部2a, 2bにより個別に制御可能としたものである。照明器具Bの構成は照明器具Aと同じであり、同一の調光信号線に複数の照明器具が接続された照明システムが構成されている。各照明器具A, B, ...を制御する調光調色装置50は、寒色系の電流制御部2aに調光信号を送信する調光器5aと、暖色系の電流制御部2bに調光信号を送信する調光器5bを備えている。これらの調光器5a, 5bから出力される調光信号を個別に制御することにより、各照明器具A, B, ...の明るさと色温度を制御することができる。例えば、蛍光灯の分野で広く用いられている昼光色、昼白色、電球色のような色温度の異なる照明を任意の明るさで実現できる。

#### 【0058】

図6の例では、寒色系のLEDと暖色系のLEDという2種類の光源を用いているが、光の三原色であるR(赤)、G(緑)、B(青)のLEDを用いれば、任意の発光色を実現できることは言うまでも無い。

#### 【0059】

##### (実施形態5)

図7は本発明の実施形態5の回路図である。本実施形態では、入力直流電源 $V_{dc}$ として昇圧チョップ回路6のような力率改善回路を用いている。昇圧チョップ回路6の構成および動作については周知であり、スイッチング素子 $Q_2$ がオンのとき、交流電源 $V_s$ からフィルタ回路FL 全波整流器DB インダクタL2 スwitchング素子 $Q_2$ の経路で電流が流れて、交流電源 $V_s$ から入力電流を引き込むと共にインダクタL2にエネルギーを蓄積する。スイッチング素子 $Q_2$ がオフのとき、インダクタL2の誘起電圧が全波整流器DBの出力電圧に重畳されて、ダイオードD2を介して平滑コンデンサC2が充電される。このとき、交流電源 $V_s$ からフィルタ回路FL 全波整流器DB インダクタL2 ダイオードD2 平滑コンデンサC2の経路で電流が流れて、交流電源 $V_s$ から入力電流を引き込む。これにより、入力力率が改善される。また、平滑コンデンサC2には全波整流器DBの出力電圧のピーク値よりも昇圧された直流電圧 $V_{dc}$ が充電される。

#### 【0060】

この種の力率改善回路は、出力電圧を所定の目標値に一定化するための制御回路7を備えていることが一般的である。そこで、本実施形態では、スイッチング素子 $Q_1$ のオンパルス幅は固定としたまま、スイッチング素子 $Q_2$ のオンパルス幅を変化させて、直流電源

10

20

30

40

50

回路部 1 の入力直流電源  $V_{dc}$  の電圧を可変とすることで、スイッチング素子  $Q_1$  に流れる電流のピークを変化させている。

【0061】

調光制御回路 2 1 の端子 a から出力される第 1 の矩形波電圧信号 (  $PWM_1$  ) は、抵抗  $R_5$  とコンデンサ  $C_5$  よりなる  $CR$  フィルタ回路により  $DC$  電圧に変換されて、この  $DC$  電圧は抵抗  $R_9$  を介して、昇圧チョッパ回路 6 の出力電圧検出回路 ( 抵抗  $R_{13}$  と  $R_{14}$  の分圧回路 ) の検出電圧に重畳されている。

【0062】

コンデンサ  $C_5$  の  $DC$  電圧が増加すると、見掛け上、昇圧チョッパ回路 6 の出力電圧  $V_{dc}$  が増加したように検出される。このため、制御回路 7 は出力電圧  $V_{dc}$  を低下させるように動作する。すると、スイッチング素子  $Q_1$  のオンパルス幅が同じでも、スイッチング素子  $Q_1$  のオン時にインダクタ  $L_1$  に流れる漸増電流の増加する傾きが変化するので、スイッチング素子  $Q_1$  のオン期間が終わる時に、スイッチング素子  $Q_1$  に流れている電流のピーク値は変化する。

【0063】

この動作を図 8 ( a ) , ( b ) により説明する。図 8 ( a ) は昇圧チョッパ回路 6 の出力電圧  $V_{dc}$  が高いときのインダクタ  $L_1$  の電流であり、スイッチング素子  $Q_1$  のオン期間が固定であっても、スイッチング素子  $Q_1$  に流れる漸増電流の増加する傾きが大きいので、スイッチング素子  $Q_1$  のオン期間が終わる時に、スイッチング素子  $Q_1$  に流れている電流のピーク値  $I_{p1}$  は高くなる。

【0064】

図 8 ( b ) は昇圧チョッパ回路 6 の出力電圧  $V_{dc}$  が低いときのインダクタ  $L_1$  の電流であり、スイッチング素子  $Q_1$  のオン期間が固定であっても、スイッチング素子  $Q_1$  に流れる漸増電流の増加する傾きが小さいので、スイッチング素子  $Q_1$  のオン期間が終わる時に、スイッチング素子  $Q_1$  に流れている電流のピーク値  $I_{p2}$  は低くなる。

【0065】

本実施形態では、スイッチング素子  $Q_1$  のオン時間幅とオンオフ周期は高周波発振回路 2 3 で設定される固定値となっている。高周波発振回路 2 3 の発振動作は、調光制御回路 2 1 の端子 b から出力される第 2 の矩形波電圧信号 (  $PWM_2$  ) により発振開始 / 発振停止を切り替えられる。矩形波電圧信号 (  $PWM_2$  ) は、数百  $Hz$  ~ 数  $kHz$  の低周波であり、これが  $High$  レベルのとき、高周波発振回路 2 3 は数十  $kHz$  の高周波でスイッチング素子  $Q_1$  をオンオフする制御信号を出力し、 $Low$  レベルのときは、スイッチング素子  $Q_1$  をオフ状態に維持するように動作する。

【0066】

上述のように、本実施形態では、スイッチング素子  $Q_1$  に流れる電流のピークを変化させる手段は備えているが、ピークを検出する手段は省略している。このため、電流検出抵抗による電力損失を節減できるという利点があるが、その反面、連続モードで使用すると、ピーク電流制限機能が無いので、インダクタ  $L_1$  が磁気飽和する恐れがある。そこで、第 1 の調光信号 ( 矩形波電圧信号  $PWM_1$  ) により設定される昇圧チョッパ回路 6 の出力電圧  $V_{dc}$  が最大値のときに、図 8 ( a ) に示すように、インダクタ  $L_1$  に流れる電流が、僅かの休止期間を有する不連続モード ( 臨界モードに近い不連続モード ) となるように、高周波発振回路 2 3 のオン時間幅とオンオフ周期を設定しておく。このようにすれば、昇圧チョッパ回路 6 の出力電圧  $V_{dc}$  が最大値よりも小さいときには、図 8 ( b ) に示すように、スイッチング素子  $Q_1$  に流れる電流のピークが低下するので、インダクタ  $L_1$  に流れる電流は必ず不連続モードとなる。

【0067】

これは、固体光源 3 が図 7 に示すように、 $n$  個の発光ダイオードの直列回路である場合、スイッチング素子  $Q_1$  のオフ期間において、回生電流通電中のインダクタ  $L_1$  に印加される電圧は、発光ダイオードの順電圧  $V_f \times n$  + 回生ダイオード  $D_1$  の順電圧となることから、インダクタ  $L_1$  に流れる電流が低下していく速度は略一定となるという性質を利用

10

20

30

40

50

している。

【0068】

また、スイッチング素子Q1のオン期間において、インダクタL1に印加される電圧は、昇圧チョッパ回路6の出力電圧Vdc - 発光ダイオードの順電圧Vfn - スwitchング素子Q1のオン電圧となり、出力電圧Vdcが低下すると、インダクタL1に流れる電流が増加する速度が低下するという性質を利用している。

【0069】

本実施形態は、スイッチング素子Q1に流れる電流のピークを変化させる手段として、入力直流電源Vdcの電圧を変化させるものであるから、例えば、図6に示すような寒色系と暖色系の2系統のLEDの点灯回路を1つの照明器具に内蔵する場合には、主電源が2系統必要となる。したがって、本実施形態は、調色機能の無いLED調光点灯装置に適している。

10

【0070】

(実施形態6)

図9は本発明の実施形態6の回路図である。本実施形態では、入力直流電源Vdcとしてフライバックコンバータ回路8を用いている。また、スイッチング素子Q1に流れる電流のピークを変化させる手段として、タイマー回路TMによりコンデンサC5のDC電圧に応じてスイッチング素子Q1のオンパルス幅を変化させている。

【0071】

まず、フライバックコンバータ回路8の構成および動作は周知であり、全波整流器DBの直流出力端にトランスT2の1次巻線とスイッチング素子Q2の直列回路を接続し、トランスT2の2次巻線の両端にダイオードD2を介して平滑コンデンサC2を接続したものである。ダイオードD2の極性は、スイッチング素子Q2のオン時に電流を阻止する方向に接続されている。

20

【0072】

スイッチング素子Q2のオン時には、全波整流器DBとトランスT2の1次巻線を介して交流電源Vsから入力電流が引き込まれる。このとき、ダイオードD2は非導通状態となっているので、トランスT2はインダクタとして機能し、トランスT2にエネルギーが蓄積される。スイッチング素子Q2のオフ時には、トランスT2の蓄積エネルギーがダイオードD2を介して平滑コンデンサC2に放出される。平滑コンデンサC2に得られる直流電圧Vdcは入力側(交流電源側)とは絶縁されている。平滑コンデンサC2の電圧を抵抗R13, R14で分圧した検出電圧をPFC制御回路9に伝達するには、フォトカプラPC1を用いると良い。

30

【0073】

フライバックコンバータ回路8のスイッチング素子Q2を制御するPFC制御回路9は、全波整流器DBから出力される脈流電圧を抵抗R16, R17により分圧して検出し、スイッチング素子Q2に流れるトランスT2の1次巻線電流のピーク値の包絡線が脈流電圧波形と略比例するように制御している。そのために、スイッチング素子Q2のソース電流を抵抗R15により電圧変換して検出し、その検出電圧が脈流電圧と略比例する目標値に達すると、スイッチング素子Q2をオフするように制御している。また、平滑コンデンサC2の充電電圧を抵抗R13, R14により分圧して検出し、フォトカプラPC1を介してPFC制御回路9に伝達し、平滑コンデンサC2の充電電圧Vdcが低い場合には、スイッチング素子Q2のオン時間幅を長くするべく、前記目標値を高く設定し、逆に、平滑コンデンサC2の充電電圧が高い場合には、スイッチング素子Q2のオン時間幅を短くするべく、前記目標値を低く設定する。また、トランスT2に回生電流検出用の補助巻線を設けて、その巻線電圧の有無によりトランスT2から放出される回生電流の消失(ゼロクロス)を検出し、回生電流が無くなった時点でスイッチング素子Q2を再度オンするように制御している。

40

【0074】

PFC制御回路9の制御電源電圧Vccを得るための構成については図示を省略してい

50

るが、例えば、全波整流器 D B の出力端から限流抵抗を介して電源コンデンサを充電し、その充電電圧により P F C 制御回路 9 の動作が開始した後は、トランス T 2 の回生電流検出用の巻線から整流用のダイオードを介して前記電源コンデンサを充電するような構成を用いることができる。

#### 【 0 0 7 5 】

次に、スイッチング素子 Q 1 のオンパルス幅はタイマー回路 T M により設定している。タイマー回路 T M としては、汎用のタイマー I C ( いわゆる 5 5 5 ) を用いることができ、例えば、ルネサスエレクトロニクス社 ( 旧 N E C エレクトロニクス所管 ) の  $\mu$  P D 5 5 5 5 またはその互換品を用いれば良い。1 番ピンはグランド端子、8 番ピンは電源端子である。電源端子に供給される制御電源電圧 V c c 2 は 2 次側のコンデンサ C 2 から図示しない制御電源回路を介して供給すれば良い。

10

#### 【 0 0 7 6 】

2 番ピンはトリガー端子であり、この端子が 5 番ピンの電圧の半分よりも低くなると、内部のフリップフロップが反転して、3 番ピン ( 出力端子 ) が H i g h レベルとなり、7 番ピン ( 放電端子 ) は開放状態となる。

#### 【 0 0 7 7 】

4 番ピンはリセット端子であり、この端子が L o w レベルになると、動作停止状態となり、3 番ピン ( 出力端子 ) は L o w レベルに固定される。

#### 【 0 0 7 8 】

5 番ピンは制御端子であり、内蔵の分圧抵抗により通常は電源電圧 V c c 2 の 2 / 3 となる基準電圧が印加されているが、本実施形態では、調光制御回路 2 1 の端子 a から出力される低周波の矩形波電圧信号を抵抗 R 5 とコンデンサ C 5 よりなるフィルタ回路により平滑化した D C 電圧が印加されている。

20

#### 【 0 0 7 9 】

6 番ピンはスレショルド端子であり、この端子が 5 番ピンの電圧よりも高くなると、内部のフリップフロップが反転して、3 番ピン ( 出力端子 ) が L o w レベルとなり、7 番ピン ( 放電端子 ) は 1 番ピンと短絡された状態となる。

#### 【 0 0 8 0 】

調光制御回路 2 1 は、調光器からの調光信号を読み取って、スイッチング素子 Q 1 をバースト O N の状態とするときには、バースト O N の期間にわたって、タイマー回路 T M の 4 番ピンを H i g h レベルに設定する。このとき、タイマー回路 T M は無安定マルチバイブレータとして動作し、2 番ピンが 5 番ピンの電圧の半分よりも低くなると、内部のフリップフロップが反転して、3 番ピンが H i g h レベルとなり、7 番ピンが開放状態となるので、コンデンサ C 6 は充電抵抗 R c とダイオード D 5 を介して充電される。6 番ピンに印加されるコンデンサ C 6 の充電電圧が 5 番ピンの電圧よりも高くなると、内部のフリップフロップが反転して、3 番ピン ( 出力端子 ) が L o w レベルとなり、7 番ピン ( 放電端子 ) は 1 番ピンと短絡された状態となる。これによりコンデンサ C 6 は放電抵抗 R d を介して放電されて、電圧が降下して行く。2 番ピンに印加されるコンデンサ C 6 の充電電圧が 5 番ピンの電圧の半分よりも低くなると、内部のフリップフロップが反転して、3 番ピンが H i g h レベルとなり、7 番ピンが開放状態となるので、コンデンサ C 6 は充電抵抗 R c とダイオード D 5 を介して充電される。以下、同じ動作を繰り返す。

30

40

#### 【 0 0 8 1 】

このように、タイマー回路 T M は一般的な無安定マルチバイブレータとして動作するのであり、スイッチング素子 Q 1 のオン時間幅は充電抵抗 R c とコンデンサ C 6 の時定数と 5 番ピンの電圧により決まる可変幅となる。また、スイッチング素子 Q 1 のオフ時間幅は放電抵抗 R d とコンデンサ C 6 の時定数と 5 番ピンの電圧により決まる可変幅となる。したがって、調光制御回路 2 1 により設定されるバースト O N の期間中、スイッチング素子 Q 1 は、調光制御回路 2 1 により設定される 5 番ピンの電圧に応じたオン時間幅とオフ時間幅で駆動される。5 番ピンの電圧が低下すると、発振用のコンデンサ C 6 の電圧の変化幅が小さくなるので、オン時間幅もオフ時間幅も共に短くなるが、抵抗 R c を介する充

50

電流は増加するのに対して、抵抗  $R_d$  を介する放電電流は減少するから、オン時間幅の短縮率の方がオフ時間幅の短縮率よりも大きくなる。

【0082】

これは負荷電圧が略一定である発光ダイオードの駆動には好都合なことであり、5番ピンの電圧が最大のときに、図10(a)に示すように、インダクタ  $L_1$  に流れる電流が臨界モードに近い不連続モードとなるように、オン時間幅とオフ時間幅の比率を設計しておけば、5番ピンの電圧が変化しても、常に不連続モードで動作させることができる。具体的には、「オン時間幅  $\times$  (電源電圧 - 負荷電圧) オフ時間幅  $\times$  負荷電圧」となる臨界条件よりも僅かにオン時間幅が短くなるように、抵抗  $R_c$ 、 $R_d$  とコンデンサ  $C_6$  の値を設計しておけば良い。

10

【0083】

このように設計した場合、5番ピンの電圧が低下すると、図10(b)のように、スイッチング素子  $Q_1$  のオン時間幅、オフ時間幅は共に短縮するが、オン時間幅の短縮率の方がオフ時間幅の短縮率よりも大きくなるので、インダクタ  $L_1$  に流れる電流の休止期間は増大して行くことになる。

【0084】

したがって、調光制御回路21によりタイマー回路  $T_M$  の5番ピンの電圧を低下させることにより、図10(b)のように、インダクタ  $L_1$  に流れる電流のピークを減少させると共に、電流の休止期間も長くすることができるから、バーストONの期間に流れる平均電流を減少させることができる。

20

【0085】

この制御と組み合わせて、調光制御回路21によりタイマー回路  $T_M$  の4番ピンを低周波(数百Hz～数千Hz)でHigh/Lowに切り替えて、バーストONの期間を可変とすることにより、高い平均電流を長い時間にわたり流す状態から、低い平均電流を短い時間にわたり流す状態まで制御することで、広い範囲で安定した調光を実現することができる。

【0086】

なお、固体光源3と並列に接続された平滑コンデンサ  $C_1$  は無くても良いが、接続しておけば、照明器具の光のちらつきを低減できる効果がある。

【0087】

30

本発明の点灯装置は、照明器具に限らず、各種の光源、例えば、液晶ディスプレイのバックライトや、プロジェクタの光源として利用しても構わない。この種の画像表示装置の光源点灯装置として用いる場合には、固体光源3と並列に接続された平滑コンデンサ  $C_1$  は省略し、画像更新周期とバーストONの周期を同期させると良い。

【0088】

上述の各実施形態の説明では、固体光源3として発光ダイオードを例示したが、これに限定されるものではなく、例えば、有機EL素子や半導体レーザー素子などであっても良い。

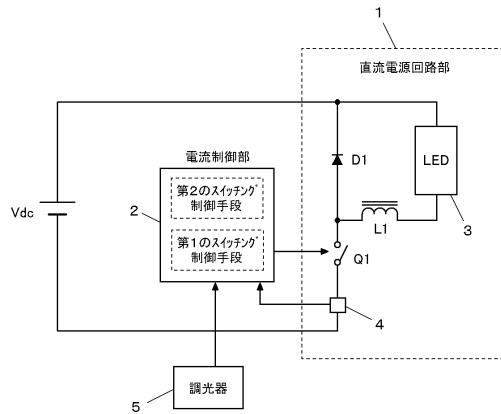
【符号の説明】

【0089】

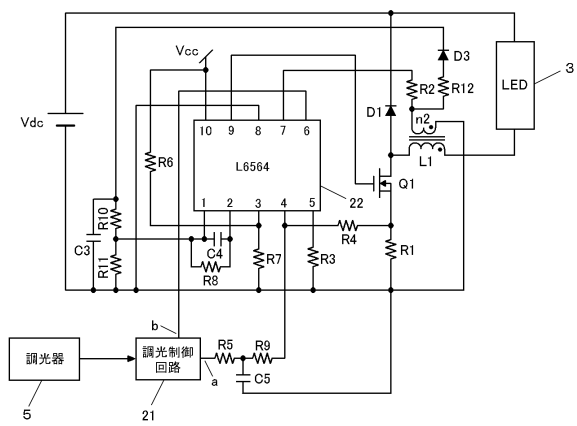
40

- Q1 スwitchング素子
- 1 直流電源回路部
- 2 電流制御部
- 3 固体光源(LED)
- 4 電流検出部
- 5 調光器

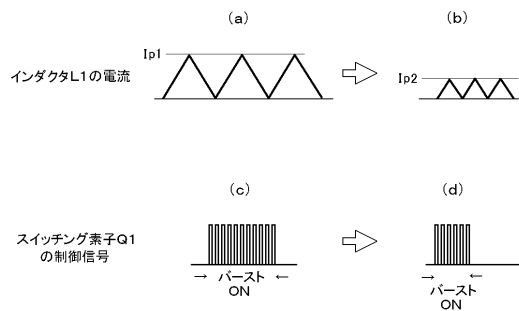
【図 1】



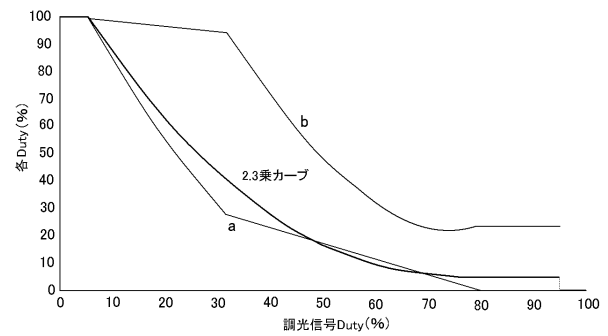
【図 3】



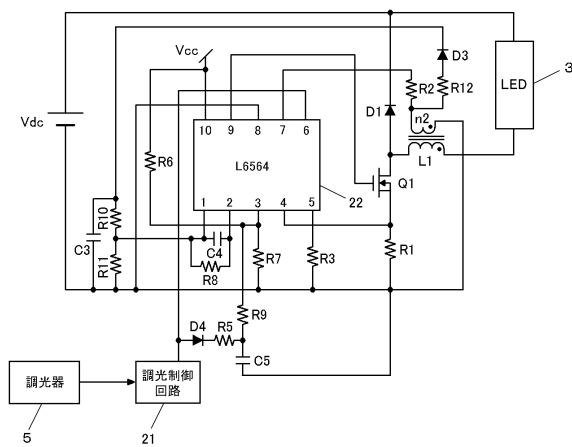
【図 2】



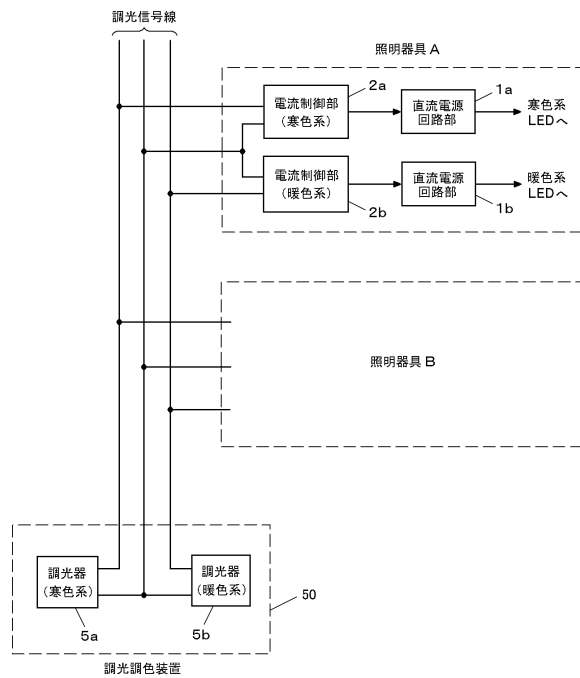
【図 4】



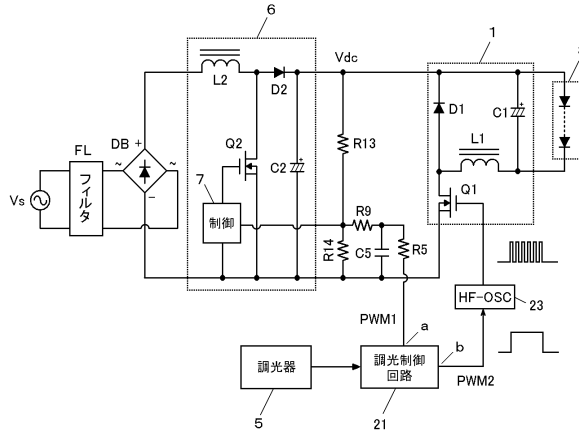
【図 5】



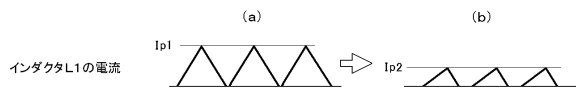
【図 6】



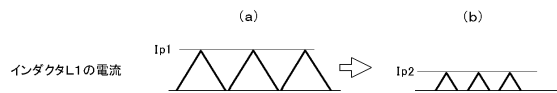
【図 7】



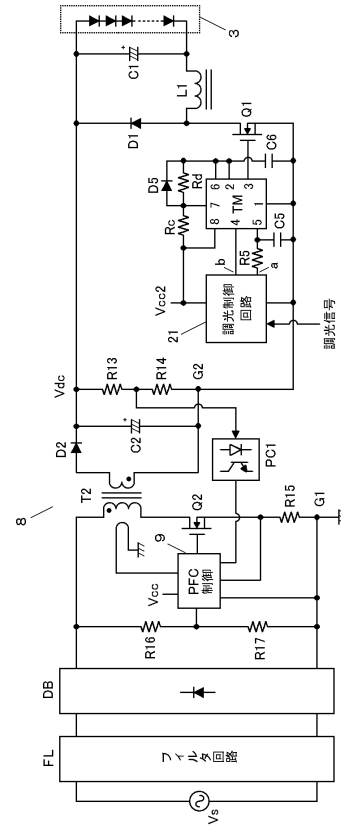
【図 8】



【図 10】



【図 9】



---

フロントページの続き

(72)発明者 水川 宏光  
大阪府門真市大字門真 1 0 4 8 番地 パナソニック電工株式会社内

審査官 田中 友章

(56)参考文献 特表 2 0 0 6 - 5 1 1 0 7 8 ( J P , A )  
特開 2 0 1 0 - 1 9 8 7 6 0 ( J P , A )  
国際公開第 2 0 0 9 / 0 5 4 2 9 0 ( W O , A 1 )  
特開 2 0 0 8 - 8 3 4 2 9 ( J P , A )

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)  
H 0 5 B 3 7 / 0 2