

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7544481号
(P7544481)

(45)発行日 令和6年9月3日(2024.9.3)

(24)登録日 令和6年8月26日(2024.8.26)

(51)国際特許分類 F I
H 0 5 B 45/00 (2022.01) H 0 5 B 45/00

請求項の数 21 (全46頁)

(21)出願番号	特願2019-554198(P2019-554198)	(73)特許権者	000001133 株式会社小糸製作所 東京都品川区北品川5-1-18
(86)(22)出願日	平成30年11月9日(2018.11.9)	(74)代理人	100105924 弁理士 森下 賢樹
(86)国際出願番号	PCT/JP2018/041696	(74)代理人	100109047 弁理士 村田 雄祐
(87)国際公開番号	WO2019/098138	(74)代理人	100109081 弁理士 三木 友由
(87)国際公開日	令和1年5月23日(2019.5.23)	(72)発明者	市川 知幸 静岡県静岡市清水区北脇500番地 株 式会社小糸製作所静岡工場内
審査請求日	令和3年8月30日(2021.8.30)	(72)発明者	松花 亮佑 静岡県静岡市清水区北脇500番地 株 式会社小糸製作所静岡工場内
審判番号	不服2023-8835(P2023-8835/J1)		
審判請求日	令和5年5月30日(2023.5.30)		
(31)優先権主張番号	特願2017-219171(P2017-219171)		
(32)優先日	平成29年11月14日(2017.11.14)		
(33)優先権主張国・地域又は機関	日本国(JP)		
(31)優先権主張番号	特願2017-219172(P2017-219172)		
(32)優先日	平成29年11月14日(2017.11.14)		
(33)優先権主張国・地域又は機関			
	最終頁に続く		最終頁に続く

(54)【発明の名称】 車両用灯具およびその点灯回路

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数の半導体光源を点灯する点灯回路であって、
それぞれが対応する半導体光源と直列に接続されるべき複数の電流源と、
前記複数の半導体光源と前記複数の電流源が形成する複数の直列接続回路それぞれの両
端間に駆動電圧を供給するスイッチングコンバータと、
リップル制御方式のコンバータコントローラと、
を備え、
前記コンバータコントローラは、
前記複数の電流源に対応する複数のコンパレータであって、それぞれが、対応する電流
源の両端間電圧を所定のボトムリミット電圧と比較する、複数のコンパレータと、
前記複数のコンパレータの出力を受ける論理ゲートと、
を含み、前記論理ゲートの出力にもとづいて前記スイッチングコンバータのスイッチン
グトランジスタをターンオンすることを特徴とする点灯回路。

【請求項2】

前記コンバータコントローラは、前記スイッチングトランジスタをターンオンした後、
オン時間の経過後に前記スイッチングトランジスタをターンオフすることを特徴とする請
求項1に記載の点灯回路。

【請求項3】

前記オン時間は、前記スイッチングトランジスタのスイッチング周波数が目標周波数に

10

20

近づくようにフィードバック制御されることを特徴とする請求項 2 に記載の点灯回路。

【請求項 4】

前記コンバータコントローラは、前記駆動電圧がアッパーリミット電圧に達したことに応答して、前記スイッチングトランジスタをターンオフすることを特徴とする請求項 1 に記載の点灯回路。

【請求項 5】

前記アッパーリミット電圧は、前記スイッチングトランジスタのスイッチング周波数が目標周波数に近づくようにフィードバック制御されることを特徴とする請求項 4 に記載の点灯回路。

【請求項 6】

前記複数の電流源は個別にオン、オフが制御可能であり、

前記ボトムリミット電圧は、前記複数の電流源のオンの個数が少ないほど増大することを特徴とする請求項 1 から 5 のいずれかに記載の点灯回路。

【請求項 7】

前記複数の電流源は個別にオン、オフが制御可能であり、

前記目標周波数は、前記複数の電流源のオンの個数に応じていることを特徴とする請求項 3 または 5 に記載の点灯回路。

【請求項 8】

複数の半導体光源を点灯する点灯回路であって、

それぞれが対応する半導体光源と直列に接続されるべき複数の電流源と、

前記複数の半導体光源と前記複数の電流源が形成する複数の直列接続回路それぞれの両端間に駆動電圧を供給するスイッチングコンバータと、

リップル制御方式のコンバータコントローラと、

を備え、

前記複数の電流源はそれぞれ、

対応する半導体光源と直列に設けられたシリーズトランジスタおよびセンス抵抗と、

前記センス抵抗の電圧降下にもとづいて前記シリーズトランジスタの制御電極の電圧を調節するエラーアンプと、

を含み、

前記コンバータコントローラは、前記複数の電流源のいずれかにおいて、前記エラーアンプの出力電圧が所定のターンオン条件を満たしたことに応答して、前記スイッチングコンバータのスイッチングトランジスタをターンオンすることを特徴とする点灯回路。

【請求項 9】

前記シリーズトランジスタは N 型であり、

前記コンバータコントローラは、前記複数の電流源のいずれかにおいて、前記エラーアンプの出力電圧が所定のしきい値に達すると、前記スイッチングトランジスタをターンオンすることを特徴とする請求項 8 に記載の点灯回路。

【請求項 10】

前記シリーズトランジスタは N 型であり、

前記コンバータコントローラは、前記複数の半導体光源に含まれる複数のエラーアンプの出力電圧の最大値が所定のターンオン条件を満たしたことに応答して、前記スイッチングトランジスタをターンオンすることを特徴とする請求項 8 または 9 に記載の点灯回路。

【請求項 11】

前記シリーズトランジスタは P 型であり、

前記コンバータコントローラは、前記複数の電流源のいずれかにおいて、前記エラーアンプの出力電圧が所定のしきい値を下回ると、前記スイッチングトランジスタをターンオンすることを特徴とする請求項 8 から 10 のいずれかに記載の点灯回路。

【請求項 12】

前記コンバータコントローラは、前記駆動電圧がアッパーリミット電圧に達したことに応答して、前記スイッチングトランジスタをターンオフすることを特徴とする請求項 8 か

10

20

30

40

50

ら 1 1 のいずれかに記載の点灯回路。

【請求項 1 3】

前記アッパーリミット電圧は、前記スイッチングトランジスタのスイッチング周波数が目標周波数に近づくようにフィードバック制御されることを特徴とする請求項 1 2 に記載の点灯回路。

【請求項 1 4】

前記コンバータコントローラは、前記スイッチングトランジスタをターンオンした後、オン時間の経過後に前記スイッチングトランジスタをターンオフすることを特徴とする請求項 8 から 1 1 のいずれかに記載の点灯回路。

【請求項 1 5】

前記オン時間は、前記スイッチングトランジスタのスイッチング周波数が目標周波数に近づくようにフィードバック制御されることを特徴とする請求項 1 4 に記載の点灯回路。

【請求項 1 6】

前記複数の電流源は個別にオン、オフが制御可能であり、
前記目標周波数は、前記複数の電流源のオンの個数に応じていることを特徴とする請求項 1 3 または 1 5 に記載の点灯回路。

【請求項 1 7】

前記複数の電流源は個別にオン、オフが制御可能であり、
前記スイッチングコンバータの出力に接続され、前記複数の電流源のオンの個数に応じてイネーブルとなるダミーロードをさらに備えることを特徴とする請求項 1 から 1 6 のいずれかに記載の点灯回路。

【請求項 1 8】

前記ダミーロードは、前記スイッチングトランジスタのターンオフ後、所定時間の経過後に、前記駆動電圧を低下させることを特徴とする請求項 1 7 に記載の点灯回路。

【請求項 1 9】

前記駆動電圧が所定のしきい値を超えると、前記スイッチングトランジスタを強制オフすることを特徴とする請求項 1 から 1 8 のいずれかに記載の点灯回路。

【請求項 2 0】

前記複数の半導体光源と前記複数の電流源はモジュール化されていることを特徴とする請求項 1 から 1 9 のいずれかに記載の点灯回路。

【請求項 2 1】

請求項 1 から 2 0 のいずれかに記載の点灯回路を備えることを特徴とする車両用灯具。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明は、点灯回路に関する。

【背景技術】

【0 0 0 2】

車両用灯具は、一般にロービームとハイビームとを切りかえることが可能である。ロービームは、自車近傍を所定の照度で照明するものであって、対向車や先行車にグレアを与えないよう配光規定が定められており、主に市街地を走行する場合に用いられる。一方、ハイビームは、前方の広範囲および遠方を比較的高い照度で照明するものであり、主に対向車や先行車が少ない道路を高速走行する場合に用いられる。したがって、ハイビームはロービームと比較してより運転者による視認性に優れているが、車両前方に存在する車両の運転者や歩行者にグレアを与えてしまうという問題がある。

【0 0 0 3】

近年、車両の周囲の状態にもとづいて、ハイビームの配光パターンを動的、適応的に制御する A D B (Adaptive Driving Beam) が提案されている。A D B 技術は、車両の前方の先行車、対向車や歩行者の有無を検出し、車両あるいは歩行者に対応する領域を減光あるいは消灯するなどして、車両あるいは歩行者に与えるグレアを低減するものである。

10

20

30

40

50

【0004】

図1は、ADB機能を備える灯具システム1001のブロック図である。灯具システム1001は、バッテリー1002、スイッチ1004、スイッチングコンバータ1006、複数の発光ユニット1008₁～1008_Nおよび複数の電流源1010₁～1010_N、コンバータコントローラ1012、配光コントローラ1014を備える。

【0005】

複数の発光ユニット1008₁～1008_Nは、LED（発光ダイオード）やLD（レーザダイオード）などの半導体光源であり、車両前方の仮想鉛直スクリーン上の異なる複数の領域に対応付けられる。複数の電流源1010₁～1010_Nは、対応する複数の発光ユニット1008₁～1008_Nと直列に設けられる。i番目（1 ≤ i ≤ N）の発光ユニット1008_iには、電流源1010_iが生成する駆動電流 I_{LEDi} が流れる。

10

【0006】

複数の電流源1010₁～1010_Nは、独立にオン、オフ（あるいは電流量）可能に構成される。配光コントローラ1014は、所望の配光パターンが得られるように、複数の電流源1010₁～1010_Nのオン、オフ（あるいは電流量）を制御する。

【0007】

定電圧出力のスイッチングコンバータ1006は、複数の発光ユニット1008₁～1008_Nを期待した輝度で発光するに足る駆動電圧 V_{OUT} を生成する。i番目のチャンネルに着目する。ある駆動電流 I_{LEDi} が流れるときの発光ユニット1008_iの電圧降下（順電圧）を V_{Fi} とする。また、電流源1010_iが、当該駆動電流 I_{LEDi} を生成するためには、その両端間の電圧がある電圧（以下、飽和電圧と称する V_{SATi} ）より大きくなければならない。そうすると、i番目のチャンネルに関して、以下の不等式が成り立っていないなければならない。

20

$$V_{OUT} > V_{Fi} + V_{SATi} \quad \dots (1)$$

この関係は、全チャンネルにおいて成り立つ必要がある。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0008】

【文献】特開2009-012669号公報

30

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

不等式(1)がいかなる状況下でも成り立つようにするためには、出力電圧 V_{OUT} をフィードバックの制御対象とし、式(2)に表されるように、マージンを考慮して出力電圧 V_{OUT} の目標値 $V_{OUT(REF)}$ を高めに設定し、スイッチングコンバータ1006の出力電圧 V_{OUT} が目標値 $V_{OUT(REF)}$ と一致するようにフィードバック制御をかければよい。

$$V_{OUT(REF)} = V_{F(MARGIN)} + V_{SAT(MARGIN)} \quad \dots (2)$$

$V_{F(TYP)}$ は、マージンを付加した V_F の最大値（もしくは典型値）である。 $V_{SAT(MARGIN)}$ は、マージンを付加した飽和電圧 V_{SAT} である。

40

【0010】

この制御を行うと、飽和電圧 $V_{SAT(MARGIN)}$ と実際の飽和電圧 V_{SAT} の差分が、電流源1010に印加されることになり、無駄な電力損失が発生する。加えて、実際の順電圧 V_F が、 $V_{F(MARGIN)}$ より低い場合には、それらの差分が電流源1010の電圧降下に含まれることになり、無駄な電力損失が発生する。

【0011】

車両用灯具では、発光ユニットに非常に大きい電流を流す必要があり、また放熱対策がほかの機器に比べて取りにくいことから、電流源における発熱量を極力低減することが求められる。

50

【 0 0 1 2 】

本発明は係る課題に鑑みてなされたものであり、そのある態様の例示的な目的のひとつは、消費電力を低減可能な点灯回路の提供にある。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 3 】

1. 本発明のある態様の点灯回路は、複数の半導体光源を点灯する点灯回路に関する。点灯回路は、それぞれが対応する半導体光源と直列に接続されるべき複数の電流源と、複数の半導体光源と複数の電流源が形成する複数の直列接続回路それぞれの両端間に駆動電圧を供給するスイッチングコンバータと、リップル制御方式のコンバータコントローラと、を備える。コンバータコントローラは、複数の電流源のいずれかの両端間電圧が、ボトムリミット電圧まで低下したことに応答して、スイッチングコンバータのスイッチングトランジスタをターンオンする。

10

【 0 0 1 4 】

2. 本発明のある態様は、複数の半導体光源を点灯する点灯回路に関する。点灯回路は、それぞれが対応する半導体光源と直列に接続されるべき複数の電流源であって、それぞれが対応する半導体光源と直列に設けられたシリーズトランジスタおよびセンス抵抗、センス抵抗の電圧降下にもとづいてシリーズトランジスタの制御電極の電圧を調節するエラーアンプを含む、複数の電流源と、複数の半導体光源と複数の電流源が形成する複数の直列接続回路それぞれの両端間に駆動電圧を供給するスイッチングコンバータと、リップル制御方式のコンバータコントローラと、を備える。コンバータコントローラは、複数の電流源のいずれかにおいて、エラーアンプの出力電圧が所定のターンオン条件を満たしたことに応答して、スイッチングコンバータのスイッチングトランジスタをターンオンする。

20

【 0 0 1 5 】

本発明の別の態様は、複数の半導体光源を駆動する電流ドライバ回路に関する。電流ドライバ回路は、それぞれが、PWM信号に応じて独立してオン、オフ可能に構成され、対応する半導体光源と直列に接続されるべき複数の電流源と、外部のプロセッサから、第1時間間隔で、複数の電流源のオン、オフのデューティ比を指示する複数の制御データを受信するインタフェース回路と、複数の電流源に対する複数のPWM信号を生成する調光パルス発生器であって、複数のPWM信号それぞれのデューティ比は、第1時間間隔より短い第2時間間隔で、対応する制御データの更新前の値から更新後の値に向けて徐変する調光パルス発生器と、を備える。

30

【 0 0 1 6 】

なお、以上の構成要素の任意の組み合わせや、本発明の構成要素や表現を、方法、装置、システムなどの間で相互に置換したものもまた、本発明の態様として有効である。

【発明の効果】

【 0 0 1 7 】

本発明のある態様によれば、消費電力を低減できる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 8 】

【図1】ADB機能を備える灯具システムのブロック図である。

40

【図2】実施の形態1に係る車両用灯具を備える灯具システムのブロック図である。

【図3】図2の車両用灯具の動作波形図である。

【図4】図4(a)は、図2の灯具システムにおけるカソード電圧 V_{LED} の波形図であり、図4(b)は比較技術におけるカソード電圧 V_{LED} の波形図である。

【図5】実施例1.1に係るコンバータコントローラの回路図である。

【図6】実施例1.2に係るコンバータコントローラの回路図である。

【図7】実施例1.3に係るコンバータコントローラの回路図である。

【図8】実施例1.4に係るコンバータコントローラの回路図である。

【図9】実施例1.5に係るコンバータコントローラの回路図である。

【図10】実施例1.6に係るコンバータコントローラの回路図である。

50

- 【図 1 1】図 1 0 のコンバータコントローラの具体的な回路図である。
- 【図 1 2】オン信号発生回路の変形例の回路図である。
- 【図 1 3】図 1 3 (a) ~ (c) は、電流源の構成例を示す回路図である。
- 【図 1 4】図 1 4 (a) ~ (c) は、軽負荷状態におけるスイッチング周波数の低下を説明する図である。
- 【図 1 5】実施の形態 2 に係る車両用灯具のブロック図である。
- 【図 1 6】図 1 5 の車両用灯具の動作波形図である。
- 【図 1 7】実施の形態 3 に係る車両用灯具のブロック図である。
- 【図 1 8】実施の形態 4 に係る車両用灯具のブロック図である。
- 【図 1 9】図 1 8 の車両用灯具の動作波形図である。 10
- 【図 2 0】実施の形態 5 に係る点灯回路の回路図である。
- 【図 2 1】実施の形態に係る電流ドライバ IC およびその周辺回路の回路図である。
- 【図 2 2】電流ドライバ IC の動作波形図である。
- 【図 2 3】ドライバー体化光源の平面図および断面図である。
- 【図 2 4】変形例 1 に係る車両用灯具の回路図である。
- 【図 2 5】実施の形態 6 に係る車両用灯具を備える灯具システムのブロック図である。
- 【図 2 6】図 2 5 の車両用灯具の動作波形図である。
- 【図 2 7】M O S F E T の I V 特性およびシリーズトランジスタの動作点の遷移を模式的に示す図である。
- 【図 2 8】実施例 6 . 1 に係るコンバータコントローラの回路図である。 20
- 【図 2 9】実施例 6 . 2 に係るコンバータコントローラの回路図である。
- 【図 3 0】実施例 6 . 3 に係るコンバータコントローラの回路図である。
- 【図 3 1】実施例 6 . 4 に係るコンバータコントローラの回路図である。
- 【図 3 2】実施例 6 . 5 に係るコンバータコントローラの回路図である。
- 【図 3 3】実施例 6 . 6 に係るコンバータコントローラの回路図である。
- 【図 3 4】図 3 3 のコンバータコントローラの具体的な回路図である。
- 【図 3 5】変形例 6 . 2 に係る電流源の回路図である。
- 【図 3 6】図 3 6 (a) ~ (c) は、オン信号発生回路の変形例の回路図である。
- 【図 3 7】実施の形態 7 に係る電流ドライバ IC およびその周辺回路の回路図である。
- 【図 3 8】図 3 7 の電流ドライバ IC の動作波形図である。 30
- 【図 3 9】ドライバー体化光源の平面図および断面図である。
- 【図 4 0】図 4 0 (a) ~ (c) は、軽負荷状態におけるスイッチング周波数の低下を説明する図である。
- 【図 4 1】実施の形態 8 に係る車両用灯具のブロック図である。
- 【図 4 2】実施の形態 9 に係る車両用灯具のブロック図である。
- 【図 4 3】図 4 2 の車両用灯具の動作波形図である。
- 【図 4 4】実施の形態 1 0 に係る点灯回路の回路図である。
- 【図 4 5】変形例に係る車両用灯具の回路図である。
- 【発明を実施するための形態】
- 【 0 0 1 9 】 40
- 以下、本発明を好適な実施の形態をもとに図面を参照しながら説明する。各図面に示される同一または同等の構成要素、部材、処理には、同一の符号を付するものとし、適宜重複した説明は省略する。また、実施の形態は、発明を限定するものではなく例示であって、実施の形態に記述されるすべての特徴やその組み合わせは、必ずしも発明の本質的なものであるとは限らない。
- 【 0 0 2 0 】
- 本明細書において、「部材 A が、部材 B と接続された状態」とは、部材 A と部材 B が物理的に直接的に接続される場合のほか、部材 A と部材 B が、それらの電氣的な接続状態に実質的な影響を及ぼさない、あるいはそれらの結合により奏される機能や効果を損なわない、その他の部材を介して間接的に接続される場合も含む。 50

【 0 0 2 1 】

同様に、「部材 C が、部材 A と部材 B の間に設けられた状態」とは、部材 A と部材 C、あるいは部材 B と部材 C が直接的に接続される場合のほか、それらの電氣的な接続状態に実質的な影響を及ぼさない、あるいはそれらの結合により奏される機能や効果を損なわない、その他の部材を介して間接的に接続される場合も含む。

【 0 0 2 2 】

また本明細書において、電圧信号、電流信号などの電気信号、あるいは抵抗、キャパシタなどの回路素子に付された符号は、必要に応じてそれぞれの電圧値、電流値、あるいは抵抗値、容量値を表すものとする。

【 0 0 2 3 】

(実施の形態 1 ~ 5 の概要)

本明細書に開示される一実施の形態は、複数の半導体光源を点灯可能に構成される点灯回路に関する。点灯回路は、それぞれが対応する半導体光源と直列に接続されるべき複数の電流源と、複数の半導体光源と複数の電流源が形成する複数の直列接続回路それぞれの両端間に駆動電圧を供給するスイッチングコンバータと、リップル制御方式のコンバータコントローラと、を備える。コンバータコントローラは、複数の電流源のいずれかの両端間電圧が、ボトムリミット電圧まで低下したことに応答して、スイッチングコンバータのスイッチングトランジスタをターンオンする。

【 0 0 2 4 】

ボトムリミット電圧を、電流源が所定の駆動電流を発生することを保証する最低レベルに規定することで、電流源の電力損失を低減できる。

【 0 0 2 5 】

コンバータコントローラは、スイッチングトランジスタをターンオンした後、オン時間の経過後にスイッチングトランジスタをターンオフしてもよい。

【 0 0 2 6 】

オン時間は、スイッチングトランジスタのスイッチング周波数が目標周波数に近づくようにフィードバック制御されてもよい。

【 0 0 2 7 】

コンバータコントローラは、駆動電圧がアッパーリミット電圧に達したことに応答して、スイッチングトランジスタをターンオフしてもよい。

【 0 0 2 8 】

アッパーリミット電圧は、スイッチングトランジスタのスイッチング周波数が目標周波数に近づくようにフィードバック制御されてもよい。

【 0 0 2 9 】

複数の電流源は個別にオン、オフが制御可能であってもよい。ボトムリミット電圧は、複数の電流源のオンの個数が少ないほど増大してもよい。これにより、軽負荷状態において、スイッチング周波数が低くなりすぎるのを防止できる。ボトムリミット電圧を増大させると、電流源の発熱は増えるが、オンとなる電流源の個数は少ないため、トータルでの発熱の増加は問題とならない。

【 0 0 3 0 】

複数の電流源は個別にオン、オフが制御可能であってもよい。複数の電流源のオンの個数に応じて、目標周波数を変化させてもよい。

【 0 0 3 1 】

複数の電流源は個別にオン、オフが制御可能であってもよい。点灯回路は、スイッチングコンバータの出力に接続され、複数の電流源のオンの個数に応じてイネーブルとなるダミーロードをさらに備えてもよい。軽負荷状態においてダミーロードを動作させることで、スイッチング周波数の低下を抑制できる。

【 0 0 3 2 】

ダミーロードは、スイッチングトランジスタのターンオフ後、所定時間の経過後に、駆動電圧を低下させてもよい。この場合、所定時間に応じて、スイッチング周波数を規定で

10

20

30

40

50

きる。

【 0 0 3 3 】

点灯回路は、駆動電圧が所定のしきい値を超えると、スイッチングトランジスタを強制オフしてもよい。

【 0 0 3 4 】

複数の半導体光源と複数の電流源はモジュール化されていてもよい。

【 0 0 3 5 】

一実施の形態において、点灯回路は、車両用灯具に設けることができる。

【 0 0 3 6 】

(実施の形態 1 ~ 5)

10

<実施の形態 1 >

図 2 は、実施の形態 1 に係る車両用灯具 1 0 0 を備える灯具システム 1 のブロック図である。灯具システム 1 は、バッテリー 2、車両 E C U (Electronic Control Unit) 4 および車両用灯具 1 0 0 を備える。車両用灯具 1 0 0 は、A D B 機能を備える配光可変ヘッドランプであり、車両 E C U 4 からの制御信号に応じた配光を形成する。

【 0 0 3 7 】

車両用灯具 1 0 0 は、複数 ($N \geq 2$) の半導体光源 1 0 2 _ 1 ~ 1 0 2 _ N と、灯具 E C U 1 1 0 と、点灯回路 2 0 0 を備える。半導体光源 1 0 2 には、L E D が好適に用いられるが、L D や有機 E L などその他の発光素子を用いてもよい。各半導体光源 1 0 2 は、直列および / または並列に接続された複数の発光素子を含んでもよい。なおチャンネル数 N は特に限定されず 1 であってもよい。

20

【 0 0 3 8 】

灯具 E C U 1 1 0 は、スイッチ 1 1 2 およびマイコン 1 1 4 を備える。マイコン (プロセッサ) 1 1 4 は、C A N (Controller Area Network) や L I N (Local Interconnect Network) などのバスを介して車両 E C U 4 と接続され、点消灯指示や、その他の情報を受信可能となっている。マイコン 1 1 4 は、車両 E C U 4 からの点灯指示にตอบสนองして、スイッチ 1 1 2 をオンする。これによりバッテリー 2 からの電源電圧 (バッテリ電圧 V_{BAT}) が、点灯回路 2 0 0 に供給される。

【 0 0 3 9 】

またマイコン 1 1 4 は、車両 E C U 4 からの配光パターンを指示する制御信号を受け、点灯回路 2 0 0 を制御する。あるいはマイコン 1 1 4 は、車両 E C U 4 から車両前方の状況を示す情報を受け、この情報にもとづいて配光パターンを自身で生成してもよい。

30

【 0 0 4 0 】

点灯回路 2 0 0 は、所望の配光パターンが得られるように、複数の半導体光源 1 0 2 _ 1 ~ 1 0 2 _ N に駆動電流 $I_{LED1} \sim I_{LEDN}$ を供給する。

【 0 0 4 1 】

点灯回路 2 0 0 は、複数の電流源 2 1 0 _ 1 ~ 2 1 0 _ N と、スイッチングコンバータ 2 2 0 と、コンバータコントローラ 2 3 0 と、を備える。電流源 2 1 0 _ i ($i = 1, 2, \dots, N$) は、対応する半導体光源 1 0 2 _ i と直列に接続され、半導体光源 1 0 2 _ i に流れる駆動電流 I_{LEDi} を、所定の電流量に安定化する定電流ドライバである。

40

【 0 0 4 2 】

複数の電流源 2 1 0 _ 1 ~ 2 1 0 _ N は、配光コントローラ 1 1 6 が生成する P W M 信号 $S_{PWM1} \sim S_{PWMN}$ に応じて、個別にオン、オフ制御可能に構成される。P W M 信号 S_{PWMi} がオンレベル (たとえばハイ) のとき、駆動電流 I_{LEDi} が流れ、半導体光源 1 0 2 _ i が点灯する。P W M 信号 S_{PWMi} がオフレベル (たとえばロー) のとき、駆動電流 I_{LEDi} がゼロとなり、半導体光源 1 0 2 _ i が消灯する。P W M 信号 S_{PWMi} のデューティ比を変化させることにより、半導体光源 1 0 2 _ i の実効的な輝度が変化する (P W M 調光) 。

【 0 0 4 3 】

スイッチングコンバータ 2 2 0 は、半導体光源 1 0 2 と電流源 2 1 0 の直列接続回路の

50

両端間に駆動電圧 V_{OUT} を供給する。スイッチングコンバータ220は降圧コンバータ(Buckコンバータ)であり、スイッチングトランジスタ M_1 、整流ダイオード D_1 、インダクタ L_1 、出力キャパシタ C_1 を含む。

【0044】

コンバータコントローラ230は、リップル制御方式によってスイッチングコンバータ220を制御する。より詳しくはコンバータコントローラ230は、複数の電流源210のいずれかの両端間電圧、言い換えればいずれかの電流源210とそれに対応する半導体光源102の接続ノードの電圧 V_{LED} が、所定のボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} まで低下したことに応答して、スイッチングコンバータ220のスイッチングトランジスタ M_1 をターンオンする。

10

【0045】

またコンバータコントローラ230は、所定のターンオフ条件が満たされると、制御パルス S_1 をオフレベル(ハイレベル)に遷移させ、スイッチングトランジスタ M_1 をターンオフする。ターンオフ条件は、スイッチングコンバータ220の出力電圧 V_{OUT} が所定のアップパリアリミット電圧 V_{UPPER} に達したことであってもよい。

【0046】

以上が車両用灯具100の構成である。続いてその動作を説明する。

図3は、図2の車両用灯具100の動作波形図である。ここでは理解の容易化のため、 $N=3$ とする。また複数の電流源 $210_1 \sim 210_N$ の素子バラツキは無視できるものとする。また、半導体光源102の素子バラツキによって、 $V_{F1} > V_{F2} > V_{F3}$ が成り立っているとす。また理解の容易化のためにPWM調光は行っていない。

20

【0047】

スイッチングトランジスタ M_1 のオフ期間(図中、ロー)において、駆動電流 $I_{LED1} \sim I_{LED3}$ の合計である負荷電流 I_{OUT} によってスイッチングコンバータ220の出力キャパシタ C_1 が放電され、出力電圧 V_{OUT} が時間とともに低下していく。実際には出力キャパシタ C_1 は、インダクタ L_1 に流れるコイル電流 I_L と、負荷電流の差分によって充電または放電されるため、出力電圧 V_{OUT} の増減と、スイッチングトランジスタ M_1 のオン、オフは時間軸上で必ずしも一致しない。

【0048】

電流源210の両端間電圧、すなわち電流源210と半導体光源102の接続ノードの電圧(カソード電圧) $V_{LED1} \sim V_{LED3}$ は、以下の式で表される。

30

$$V_{LED1} = V_{OUT} - V_{F1}$$

$$V_{LED2} = V_{OUT} - V_{F2}$$

$$V_{LED3} = V_{OUT} - V_{F3}$$

【0049】

したがって、 $V_{LED1} \sim V_{LED3}$ は、出力電圧 V_{OUT} との電位差を一定に保ちながら変動する。第1チャンネルの順電圧 V_{F1} が最も大きいため、第1チャンネルのカソード電圧 V_{LED1} が最も低くなる。

【0050】

第1チャンネルにおいて、カソード電圧 V_{LED1} がボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} まで低下すると、スイッチングトランジスタ M_1 がターンオンする。

40

【0051】

スイッチングトランジスタ M_1 がターンオンすると、インダクタ L_1 に流れるコイル電流 I_L が増大し、出力電圧 V_{OUT} が上昇に転ずる。そして出力電圧 V_{OUT} がアップパリアリミット電圧 V_{UPPER} に達すると、スイッチングトランジスタ M_1 がターンオフする。点灯回路200はこの動作を繰り返す。

【0052】

以上が点灯回路200の動作である。この点灯回路200によれば、電流源210の両端間電圧を、所定の駆動電流 I_{LED} を発生することを保証する最低レベルの近傍に維持することができ、消費電力を低減できる。

50

【0053】

別のアプローチ（比較技術）として、エラーアンプを用いて、カソード電圧 $V_{LED1} \sim V_{LEDN}$ の最低電圧を、所定の目標電圧 V_{REF} に近づけるフィードバック制御が考えられる。

【0054】

図4(a)は、実施の形態におけるカソード電圧 V_{LED} の波形図であり、図4(b)は比較技術におけるカソード電圧 V_{LED} の波形図である。ここに示されるカソード電圧 V_{LED} は、複数のカソード電圧のうちの最低電圧 V_{MIN} である。

【0055】

比較技術では、フィードバックループに設けられた位相補償フィルタの応答特性によって、カソード電圧 $V_{LED1} \sim V_{LEDN}$ の最低電圧 V_{MIN} の平均が目標電圧 V_{REF} に近づくことになる。つまり最低電圧 V_{MIN} のボトムレベル V_{MIN_BOTTOM} は、目標電圧 V_{REF} より低くなる。このときのボトムレベル V_{MIN_BOTTOM} と目標電圧 V_{REF} の差分は、状況に応じて変化し、不定である。回路の安定動作のためには、図4(b)に実線で示すように大きな差分 V を想定して、 V_{REF} を高く規定する必要がある。ところが一点鎖線で示すように差分 V' が小さい状況が発生すると、カソード電圧 V_{LED} がボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} よりも高くなり、電流源において無駄な電力が消費される。実施の形態によれば、図4(a)に示すように、カソード電圧 V_{LED} のボトムレベルを、ボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} に近づけることができるため、比較技術に比べても一層、消費電力を低減できる。

【0056】

本発明は、図2のブロック図や回路図として把握され、あるいは上述の説明から導かれるさまざまな装置、回路、方法に及ぶものであり、特定の構成に限定されるものではない。以下、本発明の範囲を狭めるためではなく、発明の本質や回路動作の理解を助け、またそれらを明確化するために、より具体的な構成例や変形例を説明する。

【0057】

(実施例1.1)

図5は、実施例1.1に係るコンバータコントローラ230Fの回路図である。オン信号発生回路240Fは、複数のコンパレータ252₁～252_Nと論理ゲート254を含む。コンパレータ252_iは、対応するカソード電圧 V_{LEDi} をボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} と比較し、 $V_{LEDi} < V_{BOTTOM}$ となると、アサート（たとえばハイ）される比較信号を生成する。論理ゲート254は、複数のコンパレータ252₁～252_Nの出力（比較信号） $S_{CMP1} \sim S_{CMPN}$ を論理演算し、少なくともひとつの比較信号がアサートされると、オン信号 S_{ON} をアサートする。この例では論理ゲート254はORゲートである。

【0058】

オフ信号発生回路260Fは、スイッチングトランジスタ M_1 をターンオフするタイミングを規定するオフ信号 S_{OFF} を生成する。分圧回路261は、出力電圧 V_{OUT} を分圧し、適切な電圧レベルにスケールリングする。コンパレータ262は、分圧後の出力電圧 V_{OUT}' を、アッパーリミット電圧 V_{UPPER} をスケールリングしたしきい値 V_{UPPER}' と比較し、 $V_{OUT}' > V_{UPPER}'$ を検出すると、オフ信号 S_{OFF} をアサート（たとえばハイ）する。

【0059】

ロジック回路234は、たとえばSRフリップフロップであり、オン信号 S_{ON} のアサートにตอบสนองして、その出力Qをオンレベル（たとえばハイ）に遷移させ、オフ信号 S_{OFF} のアサートにตอบสนองしてその出力Qをオフレベル（たとえばロー）に遷移させる。なお、オン信号 S_{ON} とオフ信号 S_{OFF} のアサートが同時に発生したときに、スイッチングコンバータをより安全な状態（すなわちスイッチングトランジスタ M_1 のオフ状態）とするために、ロジック回路234は、リセット優先のフリップフロップとすることが好ましい。

【0060】

10

20

30

40

50

ドライバ232は、ロジック回路234の出力Qに応じてスイッチングトランジスタM₁を駆動する。図2に示すようにスイッチングトランジスタM₁がPチャンネルMOSFETである場合、ドライバ232の出力である制御パルスS₁は、出力Qがオンレベルのときロー電圧(V_{BAT} - V_G)、出力Qがオフレベルのときハイ電圧(V_{BAT})となる。

【0061】

(実施例1.2)

図6は、実施例1.2に係るコンバータコントローラ230Gの回路図である。オン信号発生回路240Gは、最小値回路256と、コンパレータ258を含む。最小値回路256は、複数のカソード電圧V_{LED1} ~ V_{LEDN}のうち、最小のひとつに応じた電圧V_{MIN}を出力する。最小値回路256は公知技術を用いればよい。コンパレータ258は、電圧V_{MIN}をボトムリミット電圧V_{BOTTOM}に応じたしきい値V_{BOTTOM'}と比較し、V_{MIN} < V_{BOTTOM'}となると、オン信号S_Nをアサート(たとえばハイ)する。

10

【0062】

実施例1.1では、チャンネル数が多い場合に、コンパレータ群の回路面積が大きく、チップサイズが大きくなる。これに対して実施例1.2によれば、コンパレータが1個で済むため、回路面積を小さくできる。

【0063】

(実施例1.3)

車載機器においては、150kHz ~ 280kHzのLW帯、510kHz ~ 1710kHzのAM帯、2.8MHz ~ 23MHzのSW帯が電磁ノイズとして忌避される。したがって、スイッチングトランジスタM₁のスイッチング周波数は通常、LW帯とAM帯の間の300kHz ~ 450kHz程度の間に安定化されることが望ましい。

20

【0064】

図7は、実施例1.3に係るコンバータコントローラ230Hの回路図である。この実施例では、スイッチングトランジスタM₁のスイッチング周波数が一定となるように、アップパリミット電圧V_{UPPER}がフィードバック制御される。

【0065】

オフ信号発生回路260Hは、コンパレータ262に加えて、周波数検出回路264およびエラーアンプ266を備える。周波数検出回路264は、ロジック回路234の出力Qあるいは制御パルスS₁を監視し、スイッチング周波数を示す周波数検出信号V_{FREQ}を生成する。エラーアンプ266は、周波数検出信号V_{FREQ}と、スイッチング周波数の目標値(目標周波数)を規定する基準電圧V_{FREQ(REF)}の誤差を増幅し、誤差に応じたアップパリミット電圧V_{UPPER}を生成する。

30

【0066】

実施例1.3によれば、スイッチング周波数を目標値に安定化することができるため、ノイズ対策が容易となる。

【0067】

(実施例1.4)

図8は、実施例1.4に係るコンバータコントローラ230Iの回路図である。コンバータコントローラ230Iは、スイッチングトランジスタM₁をターンオンした後、オン時間T_{ON}経過後にスイッチングトランジスタM₁をターンオフしてもよい。すなわちスイッチングトランジスタM₁のターンオフからオン時間T_{ON}経過したことを、ターンオフ条件としてもよい。

40

【0068】

オフ信号発生回路260Iは、タイマー回路268を含む。タイマー回路268は、オン信号S_{ON}にตอบสนองして、所定のオン時間T_{ON}の測定を開始し、オン時間T_{ON}の経過後にオフ信号S_{OFF}をアサート(たとえばハイ)する。タイマー回路268は、たとえば単安定マルチバイブレータ(ワンショットパルス発生器)で構成してもよいし、デジタルカウンタやアナログタイマーで構成してもよい。タイマー回路268には、スイッチングト

50

ランジスタ M_1 のターンのタイミングを検出するために、オン信号 S_{ON} に代えて、ロジック回路234の出力 Q や制御パルス S_1 を入力してもよい。

【0069】

(実施例1.5)

図9は、実施例1.5に係るコンバータコントローラ230Jの回路図である。コンバータコントローラ230Jは、実施例1.4と同様に、スイッチングトランジスタ M_1 をターンオンした後、オン時間 T_{ON} 経過後にスイッチングトランジスタ M_1 をターンオフする。ORゲート241はオン信号発生回路に相当し、オン信号 S_{ON} を生成する。タイマー回路268は、単安定マルチバイブレータなどであり、オン信号 S_{ON} のアサートから所定のオン時間 T_{ON} 、ハイレベルとなるパルス信号 S_P を生成し、ドライバ232に供給する。なお起動時などにおいて、 $V_{G1} \sim V_{GN}$ がORゲート241のしきい値を超えない状況を考慮して、ORゲート231を追加し、オン信号 S_{ON} とタイマー回路268の出力 S_P の論理和 $S_{P'}$ がドライバ232に供給される。

10

【0070】

(実施例1.6)

図10は、実施例1.6に係るコンバータコントローラ230Kの回路図である。オフ信号発生回路260Kは、スイッチング周波数が一定となるように、オン時間 T_{ON} をフィードバック制御する。可変タイマー回路270は、オン信号 S_{ON} のアサートからオン時間 T_{ON} の間、ハイレベルとなるパルス信号 S_P を生成する単安定マルチバイブレータであり、オン時間 T_{ON} が制御電圧 V_{CTRL} に応じて可変に構成される。

20

【0071】

たとえば可変タイマー回路270は、キャパシタと、キャパシタを充電する電流源と、キャパシタの電圧をしきい値と比較するコンパレータを含むことができる。可変タイマー回路270は、電流源が生成する電流量もしくはしきい値の少なくとも一方が、制御電圧 V_{CTRL} に応じて可変に構成される。

【0072】

周波数検出回路272は、ロジック回路234の出力 Q あるいは制御パルス S_1 を監視し、スイッチング周波数を示す周波数検出信号 V_{FREQ} を生成する。エラーアンプ274は、周波数検出信号 V_{FREQ} と、スイッチング周波数の目標値(目標周波数)を規定する基準電圧 $V_{FREQ(REF)}$ の誤差を増幅し、誤差に応じた制御電圧 V_{CTRL} を生成する。

30

【0073】

実施例1.6によれば、スイッチング周波数を目標値に安定化することができるため、ノイズ対策が容易となる。

【0074】

図11は、図10のコンバータコントローラ230Kの具体的な回路図である。周波数検出回路272の動作を説明する。キャパシタ C_{11} および抵抗 R_{11} はハイパスフィルタであり、ORゲート231の出力(もしくは制御パルス S_1)を微分する微分回路と把握でき、パルス信号 $S_{P'}$ のエッジを検出するエッジ検出回路とも把握できる。トランジスタ Tr_{11} は、ハイパスフィルタの出力がしきい値を超えると、すなわちパルス信号 $S_{P'}$ のポジエッジが発生するとターンオンし、キャパシタ C_{12} を放電する。トランジスタ Tr_{11} がオフの期間、キャパシタ C_{12} は抵抗 R_{12} を介して充電される。キャパシタ C_{12} の電圧 V_{C12} は、パルス信号 $S_{P'}$ と同期したランプ波となり、傾斜部分の時間長、ひいては波高値は、パルス信号 $S_{P'}$ の周期に応じて変化する。

40

【0075】

トランジスタ Tr_{12} 、 Tr_{13} 、抵抗 R_{13} 、 R_{14} 、キャパシタ C_{13} はピークホールド回路であり、キャパシタ C_{12} の電圧 V_{C12} のピーク値をホールドする。ピークホールド回路の出力 V_{FREQ} は、パルス信号 $S_{P'}$ の周期、言い換えれば周波数と相関を有する。

【0076】

50

コンパレータCOMP1は、周波数検出信号 V_{FREQ} と、目標周波数を示す基準信号 $V_{FREQ(REF)}$ を比較する。抵抗 R_{15} およびキャパシタ C_{14} はローパスフィルタであり、コンパレータCOMP1の出力を平滑化し、制御電圧 V_{CTRL} を生成する。制御信号 V_{CTRL} は、バッファBUF1を介して出力される。

【0077】

可変タイマー回路270について説明する。オン信号 S_{ON} はインバータ273によって反転される。反転オン信号 $\#S_{ON}$ がしきい値 V_{TH1} を下回ると、言い換えるとオン信号 S_{ON} がハイとなると、コンパレータCOMP2の出力がハイとなり、フリップフロップSRFFがセットされ、パルス信号 S_P がハイとなる。

【0078】

パルス信号 S_P がハイの期間、トランジスタ M_{21} はオフである。トランジスタ M_{21} がオフの間、電流源271は、制御電圧 V_{CTRL} に応じた可変電流 I_{VAR} を生成し、キャパシタ C_{15} を充電する。キャパシタ C_{15} の電圧 V_{C15} がしきい値 V_{TH2} に達すると、コンパレータCOMP3の出力がハイとなり、フリップフロップSRFFがリセットされ、パルス信号 S_P がローに遷移する。その結果、トランジスタ M_{21} がオンとなり、キャパシタ C_{15} の電圧 V_{C15} が初期化される。

【0079】

図12は、オン信号発生回路240の変形例の回路図である。図5のようにコンパレータ252を用いると、高精度な電圧比較が可能となる反面、回路面積が大きくなったり、コストが高くなる。そこで図12に示すように、トランジスタで簡易的に構成された電圧比較手段を用いることができる。電圧比較手段253は、PNP型バイポーラトランジスタ Tr_{21} を含むソースフォロア255と、比較回路257を含む。前段のソースフォロア255の出力($V_{LED} + V_{BE}$)は、抵抗 R_{21} 、 R_{22} によって分圧され、トランジスタ Tr_{22} のベースに入力される。監視対象の電圧 V_{LED} が低下すると、トランジスタ Tr_{22} のベース電圧が低下し、バイポーラトランジスタのオン電圧を下回ると、トランジスタ Tr_{22} の電流が遮断され、電圧比較手段253の出力がハイとなる。

【0080】

図12では、複数の電圧比較手段253の出力を、ORゲート254に入力しているが、その限りではない。ORゲート254を省略して、複数の電圧比較手段253のトランジスタ Tr_{22} のコレクタを共通に接続し、共通のコレクタと電源ライン V_{CC} の間に共通の抵抗を設けてもよい。

【0081】

図13(a)~(c)は、電流源210の構成例を示す回路図である。図13(a)の電流源210は、シリーズトランジスタ M_2 、センス抵抗 R_S およびエラーアンプ212を備える。シリーズトランジスタ M_2 およびセンス抵抗 R_S は、駆動電流 I_{LEDi} の経路上に直列に設けられる。エラーアンプ212は、センス抵抗 R_S の電圧降下 V_{CS} が目標電圧 V_{ADIM} に近づくように、シリーズトランジスタ M_2 の制御電極(この例ではゲート)の電圧 V_G を調節する。この実施例では、シリーズトランジスタ M_2 はN型(Nチャンネル)のMOSトランジスタであり、エラーアンプ212の一方の入力(非反転入力端子)には、基準電圧 V_{ADIM} が、その他方の入力(反転入力端子)には、シリーズトランジスタ M_2 とセンス抵抗 R_S の接続ノードの電圧 V_{CS} (センス抵抗 R_S の電圧降下)が入力される。エラーアンプ212によって、 V_{CS} が V_{ADIM} に近づくようにフィードバックがかかり、駆動電流 I_{LED} は、 $I_{LED(REF)} = V_{ADIM} / R_S$ を目標量として安定化される。

【0082】

電流源210はさらにPWM調光のためのスイッチ(調光スイッチ)214を含む。調光スイッチ214は、配光コントローラ116が生成するPWM信号 S_{PWM} によって制御される。調光スイッチ214がオフのとき、電流源210には駆動電流 I_{LED} が流れる。調光スイッチ214がオンになると、シリーズトランジスタ M_2 がオフとなり、駆動電流 I_{LED} が遮断される。調光スイッチ214を、60Hz以上のPWM周波数(好ましくは

10

20

30

40

50

200～300Hz程度)で高速にスイッチングし、そのデューティ比を調節することにより、半導体光源102はPWM調光される。

【0083】

図13(b)の電流源210は、シリーズトランジスタとしてPチャンネルMOSFETを用いたものである。エラーアンプ212の入力の極性が、図13(a)とは反対である。

【0084】

図13(a)や(b)の電流源210の場合、ボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} は、以下のように規定すればよい。 V は適切なマージンである。

$$V_{BOTTOM} = R_S \times I_{LED} + V_{SAT} + V$$

10

【0085】

図13(c)の電流源210は、カレントミラー回路216と、基準電流源218を含む。カレントミラー回路216は、基準電流源218が生成する基準電流 I_{REF} を、ミラー比で決まる所定係数倍して駆動電流 I_{LED} を生成する。図13(c)の電流源210の場合、ボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} は、以下のように規定すればよい。

$$V_{BOTTOM} = V_{SAT} + V$$

V_{SAT} はカレントミラー回路の飽和電圧であり、 V は適切なマージンである。

【0086】

<実施の形態2>

実施の形態1ではボトムリミット電圧を固定した。この場合、点灯する光源102の個数が減少する軽負荷状態において、スイッチング周波数が低下する場合がある。

20

【0087】

図14(a)～(c)は、軽負荷状態におけるスイッチング周波数の低下を説明する図である。図14(a)、(b)に示すように、図7や図10の実施例では、オン時間 T_{ON} あるいは出力電圧 V_{OUT} の上限 V_{UPPER} をフィードバック制御することにより周波数を安定化している。

【0088】

しかしながら、制御パルス S_1 のパルス幅を短くしすぎると、スイッチングトランジスタ M_1 をターンオンできなくなるため、制御パルス S_1 のパルス幅は、とある最小パルス幅より短くすることはできない。言い換えると軽負荷状態では、制御パルス S_1 のパルス幅は、最小パルス幅に固定される(図14(c))。出力電圧 V_{OUT} の下りスロープの傾きは、負荷電流、すなわち点灯状態の半導体光源102の個数に応じている。点灯数が少ない状態では、下りスロープの傾きがどんどん小さくなっていき、スイッチング周波数は低くなっていく。したがって、周波数の安定化制御を行った場合でも、スイッチング周波数がLW帯に入ってしまう状況が生じうる。

30

【0089】

そこで実施の形態2では、ボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} を負荷の状態に応じて動的に制御し、スイッチング周波数の低下を抑制する。

【0090】

図15は、実施の形態2に係る車両用灯具100Mのブロック図である。車両用灯具100Mは、図2の車両用灯具100に加えてボトムリミット電圧設定回路280をさらに備える。ボトムリミット電圧設定回路280は、複数の電流源210のオンの個数が少ないほど、ボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} を増大させる。ボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} は、2段階で変化してもよいし、さらに多いステップ数で変化してもよい。

40

【0091】

たとえばボトムリミット電圧設定回路280は、配光コントローラ116が生成するPWM信号 $S_{PWM1} \sim S_{PWMN}$ にもとづいて点灯数を判定してもよい。あるいはボトムリミット電圧設定回路280は、マイコン114から点灯数を示す信号あるいは、点灯数にもとづいて決定されたボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} の指令値を受信してもよい。あるいは後述の図21の構成では、インタフェース回路320が受信する信号にもとづいて点

50

灯数を判定してもよい。

【0092】

コンバータコントローラ230の構成は特に限定されず、上述のいずれの構成であってもよい。

【0093】

図16は、図15の車両用灯具100Mの動作波形図である。点灯数が減少し、負荷電流が減少すると、出力電圧 V_{OUT} の下りのスロープが平坦となる。スロープの傾きの減少にともない、ボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} を上昇させることで、出力電圧 V_{OUT} の下限電圧が上昇していき、オフ時間 T_{OFF} が長くなるのが抑制される。

【0094】

これにより、軽負荷状態において、スイッチング周波数が低くなりすぎるのを防止できる。なおボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} を増大させると、電流源210の発熱は増えるが、オンとなる電流源210の個数は減少しているため、トータルでの発熱の増加は問題とならない。図16では、スイッチング周波数が実質的に一定となるように、ボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} が変化しているがその限りでなく、スイッチング周波数がノイズの対象となる帯域に入らなければ、スイッチング周波数は変動してもよい。

【0095】

<実施の形態3>

図17は、実施の形態3に係る車両用灯具100Nのブロック図である。車両用灯具100Nは、図2の車両用灯具100に加えて周波数設定回路290を備える。この実施の形態においてコンバータコントローラ230は、周波数安定化機能を備えており、したがって、図7や図10のコンバータコントローラ230Hや230Jで構成することができる。

【0096】

周波数設定回路290は、複数の電流源210のオンの個数（点灯数）に応じて、目標周波数を変化させる。より具体的には、オンの個数があるしきい値より小さくなると軽負荷状態と判定し、目標周波数を、元の目標周波数より低くかつ電磁ノイズとされる帯域に含まれない別の周波数に設定する。通常時の目標周波数を、LW帯とAM帯の間の300kHz～450kHz程度の間を設定している場合、軽負荷状態の目標周波数は、LW帯より低い周波数帯域であって、可聴帯域より高い帯域（たとえば100kHz）に設定するとよい。

【0097】

図7あるいは図10において、目標周波数は基準電圧 $V_{FREQ(REF)}$ にもとづいて規定されるから、周波数設定回路290は、点灯数があるしきい値より低い状態では、基準電圧 $V_{FREQ(REF)}$ を低下させればよい。

【0098】

実施の形態3によれば、軽負荷状態において周波数は低下するが、電磁ノイズとして忌避すべき周波数からは外すことができる。

【0099】

<実施の形態4>

図18は、実施の形態4に係る車両用灯具100Oのブロック図である。車両用灯具100Oは、図2の車両用灯具100に加えて、ダミーロード292、ダミーロード制御回路294を備える。

【0100】

ダミーロード292は、スイッチングコンバータ220の出力に接続され、イネーブル状態において、スイッチングコンバータ220のキャパシタ C_1 の電荷を放電し、出力電圧 V_{OUT} を低下させる。ダミーロード制御回路294は、複数の電流源のオンの個数にもとづいて、ダミーロード292のイネーブル、ディセーブルを制御する。

【0101】

ダミーロード292は、スイッチングコンバータ220の出力と接地の間に設けられる

10

20

30

40

50

トランジスタのスイッチを含む。ダミーロード制御回路 294 は、スイッチングトランジスタ M1 のターンオフから所定時間 経過後に、イネーブル信号 EN をアサート（たとえばハイ）して、ダミーロード 292 のスイッチをターンオンする。

【0102】

図 19 は、図 18 の車両用灯具 1000 の動作波形図である。軽負荷状態となると、サイクル毎にイネーブル信号 EN がアサートされ、出力電圧 V_{OUT} が瞬時に低下する。そして出力電圧 V_{OUT} がボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} に応じた電圧レベルまで低下すると制御パルス S_1 がハイとなる。すなわちスイッチングトランジスタ M1 のオフ時間 T_{OFF} の上限が、所定時間 によって制限される。これにより軽負荷状態におけるスイッチング周波数の低下を抑制できる。

10

【0103】

ダミーロード 292 は、オンオフ可能な定電流源であってもいいし、スイッチと抵抗の組み合わせであってもよい。

【0104】

<実施の形態 5>

図 2 を参照する。一般的に、トランジスタのオン抵抗と耐圧はトレードオフの関係にある。スイッチングコンバータの出力電圧 V_{OUT} がオーバーシュートした際に、電流源 210 を構成するトランジスタに印加される電圧が増加する。このため、高耐圧素子を用いて電流源 210 を構成する必要があるが、高耐圧素子はオン抵抗 R_{ON} が大きいいため、ボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} を高く設定しなければならず、消費電力および発熱が大きくなるという問題がある。

20

【0105】

図 20 は、実施の形態 5 に係る点灯回路 200P の回路図である。点灯回路 200P は、駆動電圧 V_{OUT} が所定のしきい値 V_{TH} を超えると、スイッチングトランジスタ M1 を強制オフする。点灯回路 200P は、抵抗 R_{31} 、 R_{32} 、電圧コンパレータ 238 を備える。電圧コンパレータ 238 は、抵抗 R_{31} 、 R_{32} によって分圧された駆動電圧 V_{OUT}' をしきい値 V_{H}' と比較し、駆動電圧 V_{OUT} の過電圧状態を検出する。

【0106】

コンバータコントローラ 230P は、パルス変調器 235、論理ゲート 233、ドライバ 232 を備える。パルス変調器 235 は、図 7 ~ 図 10 のコンバータコントローラ 230F ~ 230K のうち、ドライバ 232 を除く部分であり、制御パルス S_1' を生成する。論理ゲート 233 は、電圧コンパレータ 238 の出力 S_2 が $V_{OUT}' < V_{H}'$ を示すとき、制御パルス S_1' をそのまま通過させ、電圧コンパレータ 238 の出力 S_2 が $V_{OUT}' > V_{TH}'$ を示すとき、制御パルス S_1' のレベルを、スイッチングトランジスタ M1 がターンオフするレベルに強制的にセットする。この例では、スイッチングトランジスタ M1 は N チャンネル MOSFET であり、 S_1 がローのときにオフとなる。電圧コンパレータ 238 の出力 S_2 は、 $V_{OUT}' > V_{H}'$ のときにローであり、論理ゲート 233 は AND ゲートである。

30

【0107】

本実施の形態では、電流源 210 を低オン抵抗のトランジスタを用いて構成することで消費電力を低減できる。それと引き換えにトランジスタの耐圧は低くなるが、スイッチングコンバータの出力電圧 V_{OUT} のオーバーシュートが発生した場合には、直ちにスイッチングトランジスタ M1 を停止することで、電流源のトランジスタ（たとえば図 13 (a)、(b) のトランジスタ M2、図 13 (c) のカレントミラー回路 216 の出力側のトランジスタ）に過電圧が印加されるのを抑制できる。

40

【0108】

<ドライバー一体化光源>

続いて、ドライバー一体化光源について説明する。複数の電流源 210 は、ひとつの半導体チップに集積化することができる。以下、これを電流ドライバ IC (Integrated Circuit) と称する。図 21 は、実施の形態に係る電流ドライバ IC 300 およびその周辺回路

50

の回路図である。電流ドライバIC300は、複数の電流源310__1～310__Nに加えて、インタフェース回路320、調光パルス発生器330を備える。

【0109】

複数の電流源310__1～310__Nは、それぞれが、PWM信号 $S_{PWM1} \sim S_{PWMN}$ に応じて独立してオン、オフ可能に構成される。電流源310__1～310__Nは、カソードピンLED1～LEDNを介して、対応する半導体光源102__1～102__Nと直列に接続される。

【0110】

インタフェース回路320は、外部のマイコン（プロセッサ）114から、複数の制御データ $D_1 \sim D_N$ を受信する。インタフェースの種類は特に限定されないが、たとえばSPI（Serial Peripheral Interface）やI²Cインタフェースを用いることができる。複数の制御データ $D_1 \sim D_N$ は、複数の電流源310__1～310__Nのオン、オフのデューティ比を指示するものであり、第1時間間隔 T_1 で更新される。たとえば第1時間間隔 T_1 は、20ms～200ms程度、たとえば100msである。

【0111】

調光パルス発生器330は、複数の制御データ $D_1 \sim D_N$ にもとづいて、複数の電流源310__1～310__Nに対する複数のPWM信号 $S_{PWM1} \sim S_{PWMN}$ を生成する。図2の実施の形態では、複数のPWM信号 $S_{PWM1} \sim S_{PWMN}$ がマイコン114において生成されていたが、実施の形態2では、複数のPWM信号 $S_{PWM1} \sim S_{PWMN}$ の生成機能が、電流ドライバIC300に内蔵されている。

【0112】

i 番目のPWM信号 S_{PWMi} のデューティ比は、第1時間間隔 T_1 より短い第2時間間隔 T_2 で、対応する制御データ D_i の更新前の値から更新後の値に向けて徐変する（徐変モードという）。第2時間間隔 T_2 は、1ms～10ms程度、たとえば5msである。

【0113】

調光パルス発生器330は、徐変モードに加えて非徐変モードをサポートすることができる。非徐変モードにおいて、 i 番目のPWM信号 S_{PWMi} のデューティ比は、対応する制御データ D_i の更新前の値から更新後の値に瞬時に変化可能である。

【0114】

非徐変モードと徐変モードは、マイコン114からの設定にもとづいて動的に変更可能とするとよい。好ましくは、チャンネルごと（調光パルスごと）に、非徐変モードと徐変モードを個別に指定可能であり、モードを指定する設定データは、制御データ D_i に付随してもよい。

【0115】

オン信号発生回路240の一部あるいは全部を電流ドライバIC300に集積化してもよい。どの部分を集積化するかは、オン信号発生回路240の回路構成に応じて決めればよく、コンバータコントローラ230と電流ドライバIC300の間の配線の本数が減るように決めるとよい。図21に示すように、オン信号発生回路240の全体を電流ドライバIC300に集積化した場合、コンバータコントローラ230と電流ドライバIC300の間の配線は、オン信号 S_{ON} が伝搬する1本となる。あるいは図6のオン信号発生回路240Gを採用する場合、最小値回路256を電流ドライバIC300に集積化すれば、コンバータコントローラ230と電流ドライバIC300の間の配線は、最小電圧 V_{MIN} が伝搬する1本となる。

【0116】

続いて電流ドライバIC300の動作を説明する。図22は、電流ドライバIC300の動作波形図である。ここでは、PWM信号のデューティ比は、直線的に変化するものとする。たとえば、 $T_1 = 100ms$ 、 $T_2 = 5ms$ とすると、デューティ比を20ステップで変化させればよい。更新前の制御データの値と更新後の制御データの値の差が $X\%$ であるとき、PWM信号のデューティ比は、 T_2 ごとに、 $Y = (X / 20)\%$ ずつ変化する。

10

20

30

40

50

【 0 1 1 7 】

以上が電流ドライバIC300の動作である。この電流ドライバIC300の利点は、比較技術との対比によって明確となる。もし、電流ドライバIC300にデューティ比の徐変機能を実装しない場合、マイコン114は、第2時間間隔 T_2 ごとにデューティ比を指示する制御データ $D_1 \sim D_N$ を更新しなければならない。半導体光源102のチャンネル数 N が数十から100を超える場合には、処理能力の高い、したがって高価なマイコン114が必要となる。またマイコン114と電流ドライバIC300の間で高速な通信が必要となるため、ノイズの問題が生ずる。

【 0 1 1 8 】

これに対して、実施の形態に係る電流ドライバIC300によれば、マイコン114が制御データ $D_1 \sim D_N$ を更新すべき速度が低下するため、マイコン114に要求される処理能力を下げることができる。また、マイコン114と電流ドライバIC300の間の通信速度も下げることができるため、ノイズの問題も解決できる。

10

【 0 1 1 9 】

第1時間間隔 T_1 は、変更可能とすることが好ましい。デューティ比の変化が小さい状況では、第1時間間隔 T_1 を長くとることで、データ通信量を減らすことができ、消費電力、ノイズを抑制できる。

【 0 1 2 0 】

図22では、デューティ比を直線的に変化させたが、2次関数や指数関数などのカーブにしたがって変化してもよい。2次関数を用いることで、より違和感の少ない自然な調光が可能となる。

20

【 0 1 2 1 】

図21に示すように、複数の半導体光源102__1~102__Nを、ひとつの半導体チップ(ダイ)402に集積化してもよい。さらに、半導体チップ402と、電流ドライバIC300とをひとつのパッケージに収容し、モジュール化してもよい。

【 0 1 2 2 】

図23は、ドライバー体化光源400の平面図および断面図である。半導体チップ402の表面には、マトリクス状に複数の半導体光源102が形成される。半導体チップ402の裏面には、複数の半導体光源102それぞれのアノード電極およびカソード電極に対応する裏面電極A、Kが設けられる。ここでは1個の半導体光源102__1の接続関係のみを示す。

30

【 0 1 2 3 】

半導体チップ402と電流ドライバIC300は機械的に接合され、また電氣的に接続される。電流ドライバIC300の表面には、複数の半導体光源102それぞれのカソード電極Kと接続される表面電極410(図21のLED1~LEDN)、複数の半導体光源102それぞれのアノード電極Aと接続される表面電極412が設けられる。表面電極412は、電流ドライバIC300の裏面のパッケージ基板に設けられたバンプ(あるいはパッド)414と接続される。半導体チップ402と電流ドライバIC300の間には、図示しないインターポーザーを挿入してもよい。

【 0 1 2 4 】

ドライバー体化光源400のパッケージの種類は限定されず、BGA(Ball Grid Array)やPGA(Pin Grid Array)、LGA(Land Grid Array)、QFP(Quad Flat Package)などを採用しうる。

40

【 0 1 2 5 】

半導体光源102と電流ドライバIC300が別のモジュールである場合、各モジュールに放熱構造を取り付けるなどの対策を施せばよい。一方、図23のようなドライバー体化光源400では、光源102の発熱に、電流源210の発熱が加わったものを放熱する必要がある。したがって、非常に大きな放熱構造が必要となりうる。実施の形態に係る点灯回路200を採用することにより、電流源210の発熱量を抑制できるため、ドライバー体化光源400に取り付けるべき放熱構造を小さくできる。

50

【 0 1 2 6 】

< 変形例 >

実施の形態 1 ~ 5 に関連する変形例について説明する。

【 0 1 2 7 】

(変形例 1)

実施の形態では、電流源 2 1 0 をシンク型で構成し、半導体光源 1 0 2 のカソードに接続したがその限りでない。図 2 4 は、変形例 1 に係る車両用灯具 1 0 0 の回路図である。この変形例では、半導体光源 1 0 2 のカソードを共通に接続し、半導体光源 1 0 2 のアノード側に、ソース型の電流源 2 1 0 を接続している。電流源 2 1 0 は、図 1 3 (a) ~ (c) の構成を天地反転し、必要に応じてトランジスタの極性 (P と N) を置換した構成とすればよい。コンバータコントローラ 2 3 0 は、電流源 2 1 0 の両端間電圧 V_{CS} と、ボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} の関係にもとづいてスイッチングコンバータ 2 2 0 を制御する。

10

【 0 1 2 8 】

(変形例 2)

シリーズトランジスタ M_2 をはじめとする任意のトランジスタを、バイポーラトランジスタで構成してもよい。この場合、ゲートをベース、ソースをエミッタ、ドレインをコレクタと読み替えればよい。

【 0 1 2 9 】

(変形例 3)

実施の形態ではスイッチングトランジスタ M_1 を P チャンネル MOSFET としたが、N チャンネル MOSFET を用いてもよい。この場合、ブートストラップ回路を追加してもよい。MOSFET に代えて、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) やバイポーラトランジスタを用いてもよい。

20

【 0 1 3 0 】

(実施の形態 6 ~ 1 0 の概要)

本明細書に開示される一実施の形態は、複数の半導体光源を点灯可能に構成される点灯回路に関する。点灯回路は、それぞれが対応する半導体光源と直列に接続されるべき複数の電流源であって、それぞれが対応する半導体光源と直列に設けられたシリーズトランジスタおよびセンス抵抗、センス抵抗の電圧降下にもとづいてシリーズトランジスタの制御電極の電圧を調節するエラーアンプを含む、複数の電流源と、複数の半導体光源と複数の電流源が形成する複数の直列接続回路それぞれの両端間に駆動電圧を供給するスイッチングコンバータと、リップル制御方式のコンバータコントローラと、を備える。コンバータコントローラは、複数の電流源のいずれかにおいて、エラーアンプの出力電圧が所定のターンオン条件を満たしたことに応答して、スイッチングコンバータのスイッチングトランジスタをターンオンする。

30

【 0 1 3 1 】

電流源が生成する駆動電流がその目標値から逸脱すると、エラーアンプの出力電圧が急激に変化する。スイッチングコンバータにヒステリシス制御を採用し、この急激な変化を検出して直ちにスイッチングトランジスタをターンオンすることで、電流源の両端間電圧を飽和電圧に近い状態に維持することができ、消費電力を低減できる。

40

【 0 1 3 2 】

シリーズトランジスタは N 型であり、コンバータコントローラは、複数の電流源のいずれかにおいて、エラーアンプの出力電圧が所定のしきい値に達すると、スイッチングトランジスタをターンオンしてもよい。

【 0 1 3 3 】

シリーズトランジスタは N 型であり、コンバータコントローラは、複数の半導体光源に含まれる複数のエラーアンプの出力電圧の最大値が所定のターンオン条件を満たしたことに応答して、スイッチングトランジスタをターンオンしてもよい。

【 0 1 3 4 】

50

シリーズトランジスタはP型であり、コンバータコントローラは、複数の電流源のいずれかにおいて、エラーアンプの出力電圧が所定のしきい値を下回ると、スイッチングトランジスタをターンオンしてもよい。

【0135】

コンバータコントローラは、駆動電圧がアップリミット電圧に達したことに応答して、スイッチングトランジスタをターンオフしてもよい。アップリミット電圧は、スイッチングトランジスタのスイッチング周波数が目標値に近づくようにフィードバックによって調節されてもよい。

【0136】

コンバータコントローラは、スイッチングトランジスタをターンオンした後、オン時間経過後にスイッチングトランジスタをターンオフしてもよい。オン時間は、スイッチングトランジスタのスイッチング周波数が目標値に近づくようにフィードバックによって調節されてもよい。

10

【0137】

複数の半導体光源と複数の電流源はモジュール化されてもよい。半導体光源と電流源をモジュール化すると、その発熱低減の要求が一層高まる。エラーアンプの出力電圧にもとづくヒステリシス制御を導入することによる発熱低減の効果は、モジュール化した場合に特に有効である。

【0138】

一実施の形態において、点灯回路は、車両用灯具に設けることができる。

20

【0139】

本明細書に開示される別の一実施の形態は、複数の半導体光源を駆動する電流ドライバ回路に関する。電流ドライバ回路は、それぞれが、PWM信号に応じて独立してオン、オフ可能に構成され、対応する半導体光源と直列に接続されるべき複数の電流源と、外部のプロセッサから、第1時間間隔で、複数の電流源のオン、オフのデューティ比を指示する複数の制御データを受信するインタフェース回路と、複数の電流源に対する複数のPWM信号を生成する調光パルス発生器であって、複数のPWM信号それぞれのデューティ比は、第1時間間隔より短い第2時間間隔で、対応する制御データの更新前の値から更新後の値に向けて徐変する調光パルス発生器と、を備える。

【0140】

電流ドライバ回路に、自動的なデューティ比、すなわち輝度の徐変機能を実装することで、プロセッサから高い周波数でデューティ比の設定値を更新する必要がなくなる。これによりデータ通信量を削減できる。

30

【0141】

一実施の形態において、複数のPWM信号それぞれのデューティ比は、設定に応じて、対応する制御データの更新前の値から更新後の値に瞬時に変化してもよい。たとえば可変配光ランプに用いる場合、グレア防止のために、ある箇所を照射する半導体光源を瞬時に消灯あるいは減光したい状況が発生しうる。この機能はこのような状況において役に立つ。

【0142】

複数の電流源はそれぞれ、対応する半導体光源と直列に設けられたシリーズトランジスタおよびセンス抵抗と、センス抵抗の電圧降下にもとづいてシリーズトランジスタの制御電極の電圧を調節するエラーアンプと、シリーズトランジスタのゲートソース間に設けられたPWMスイッチと、を含んでもよい。

40

【0143】

(実施の形態6~10)

(実施の形態6)

図25は、実施の形態6に係る車両用灯具100を備える灯具システム1のブロック図である。灯具システム1は、バッテリー2、車両ECU(Electronic Control Unit)4および車両用灯具100を備える。車両用灯具100は、ADB機能を備える配光可変ヘッドランプであり、車両ECU4からの制御信号に応じた配光を形成する。

50

【0144】

車両用灯具100は、複数(N=2)の半導体光源102₁~102_Nと、灯具ECU110と、点灯回路200を備える。半導体光源102には、LEDが好適に用いられるが、LDや有機ELなどその他の発光素子を用いてもよい。各半導体光源102は、直列および/または並列に接続された複数の発光素子を含んでもよい。なおチャンネル数Nは特に限定されず1であってもよい。

【0145】

灯具ECU110は、スイッチ112およびマイコン114を備える。マイコン(プロセッサ)114は、CAN(Controller Area Network)やLIN(Local Interconnect Network)などのバスを介して車両ECU4と接続され、点消灯指示や、その他の情報を受信可能となっている。マイコン114は、車両ECU4からの点灯指示にตอบสนองして、スイッチ112をオンする。これによりバッテリー2からの電源電圧(バッテリー電圧V_{BAT})が、点灯回路200に供給される。

10

【0146】

またマイコン114は、車両ECU4からの配光パターンを指示する制御信号を受け、点灯回路200を制御する。あるいはマイコン114は、車両ECU4から車両前方の状況を示す情報を受け、この情報にもとづいて配光パターンを自身で生成してもよい。

【0147】

点灯回路200は、所望の配光パターンが得られるように、複数の半導体光源102₁~102_Nに駆動電流I_{LED1}~I_{LEDN}を供給する。

20

【0148】

点灯回路200は、複数の電流源210₁~210_Nと、スイッチングコンバータ220と、コンバータコントローラ230と、を備える。電流源210_i(i=1,2,...,N)は、対応する半導体光源102_iと直列に接続され、半導体光源102_iに流れる駆動電流I_{LEDi}を、所定の電流量に安定化する定電流ドライバである。

【0149】

複数の電流源210₁~210_Nは同様に構成されるため、代表的に電流源210₁の構成のみが示される。電流源210は、シリーズトランジスタM₂、センス抵抗R_Sおよびエラーアンプ212を備える。シリーズトランジスタM₂およびセンス抵抗R_Sは、駆動電流I_{LEDi}の経路上に直列に設けられる。エラーアンプ212は、センス抵抗R_Sの電圧降下V_{CS}が目標電圧V_{ADIM}に近づくように、シリーズトランジスタM₂の制御電極(この例ではゲート)の電圧V_Gを調節する。この実施例では、シリーズトランジスタM₂はN型(Nチャンネル)のMOSトランジスタであり、エラーアンプ212の一方の入力(非反転入力端子)には、基準電圧V_{ADIM}が、その他方の入力(反転入力端子)には、シリーズトランジスタM₂とセンス抵抗R_Sの接続ノードの電圧V_{CS}(センス抵抗R_Sの電圧降下)が入力される。エラーアンプ212によって、V_{CS}がV_{ADIM}に近づくようにフィードバックがかかり、駆動電流I_{LED}は、I_{LED(REF)}}=V_{ADIM}/R_Sを目標量として安定化される。

30

【0150】

電流源210はさらにPWM調光のためのスイッチ(調光スイッチ)214を含む。調光スイッチ214は、配光コントローラ116が生成するPWM信号S_{PWM}によって制御される。調光スイッチ214がオフのとき、電流源210には駆動電流I_{LED}が流れる。調光スイッチ214がオンになると、シリーズトランジスタM₂がオフとなり、駆動電流I_{LED}が遮断される。調光スイッチ214を、60Hz以上のPWM周波数(好ましくは200~300Hz程度)で高速にスイッチングし、そのデューティ比を調節することにより、半導体光源102はPWM調光される。

40

【0151】

スイッチングコンバータ220は、半導体光源102と電流源210の直列接続回路の両端間に駆動電圧V_{OUT}を供給する。スイッチングコンバータ220は降圧コンバータ(Buckコンバータ)であり、スイッチングトランジスタM₁、整流ダイオードD₁、インダ

50

クタ L_1 、出力キャパシタ C_1 を含む。

【0152】

コンバータコントローラ230は、リップル制御方式によってスイッチングコンバータ220を制御する。より詳しくはコンバータコントローラ230は、エラーアンプ212の出力電圧(すなわちシリーズトランジスタ M_2 のゲート電圧) V_G にもとづいて、スイッチングトランジスタ M_1 のターンオンのタイミングを生成する。具体的には、エラーアンプ212の出力電圧 V_G が所定のターンオン条件を満たしたことに応答して、制御パルス S_1 をオンレベル(ロー)に遷移させ、スイッチングトランジスタ M_1 をターンオンする。

【0153】

より具体的には、コンバータコントローラ230は、エラーアンプ212の出力電圧 V_{G1} が所定のしきい値 V_{TH} を超えると、スイッチングトランジスタ M_1 をターンオンする。本実施の形態において車両用灯具100は多チャンネルで構成され、全チャンネルのゲート電圧 $V_{G1} \sim V_{GN}$ が監視される。コンバータコントローラ230は、複数の電流源210のいずれかにおいて、上述のターンオン条件が満たされると、スイッチングトランジスタ M_1 をターンオンする。具体的には、スイッチングトランジスタ M_1 のオフ期間中に、ある j 番目のチャンネルのゲート電圧 V_{Gj} がしきい値 V_{TH} を超えると、コンバータコントローラ230はスイッチングトランジスタ M_1 をターンオンする。

【0154】

またコンバータコントローラ230は、所定のターンオフ条件が満たされると、制御パルス S_1 をオフレベル(ハイレベル)に遷移させ、スイッチングトランジスタ M_1 をターンオフする。ターンオフ条件は、スイッチングコンバータ220の出力電圧 V_{OUT} が所定のアップパリミット電圧 V_{UPPER} に達したことであってもよい。

【0155】

以上が車両用灯具100の構成である。続いてその動作を説明する。

図26は、図25の車両用灯具100の動作波形図である。図27は、MOSFETのIV特性およびシリーズトランジスタ M_2 の動作点の遷移を模式的に示す図である。ここでは理解の容易化のため、 $N=3$ とする。また複数の電流源210__1~210__Nの素子バラツキは無視できるものとする。また、半導体光源102の素子バラツキによって、 $V_{F1} > V_{F2} > V_{F3}$ が成り立っているとす。また理解の容易化のためにPWM調光は

【0156】

図26を参照する。スイッチングトランジスタ M_1 のオフ期間(図中、ロー)において、駆動電流 $I_{LED1} \sim I_{LED3}$ の合計である負荷電流 I_{OUT} によってスイッチングコンバータ220の出力キャパシタ C_1 が放電され、出力電圧 V_{OUT} が時間とともに低下していく。実際には出力キャパシタ C_1 は、インダクタ L_1 に流れるコイル電流 I_L と、負荷電流 I_{OUT} の差分によって充電または放電されるため、出力電圧 V_{OUT} の増減と、スイッチングトランジスタ M_1 のオン、オフは時間軸上で必ずしも一致しない。

【0157】

電流源210の両端間電圧、言い換えると電流源210と半導体光源102の接続ノードの電圧(カソード電圧) $V_{LED1} \sim V_{LED3}$ は、以下の式で表される。

$$V_{LED1} = V_{OUT} - V_{F1}$$

$$V_{LED2} = V_{OUT} - V_{F2}$$

$$V_{LED3} = V_{OUT} - V_{F3}$$

【0158】

したがって、 $V_{LED1} \sim V_{LED3}$ は、出力電圧 V_{OUT} との電位差を一定に保ちながら変動する。第1チャンネルの順電圧 V_{F1} が最も大きいため、第1チャンネルのカソード電圧 V_{LED1} が最も低くなる。

【0159】

各チャンネルにおいて、シリーズトランジスタ M_2 のドレインソース間電圧 V_{DS} は、カ

10

20

30

40

50

ソース電圧 V_{LED} から、センス抵抗 R_S の電圧降下 V_{CS} を減じた電圧となる。

$$V_{DS1} = V_{LED1} - V_{CS1}$$

$$V_{DS2} = V_{LED2} - V_{CS2}$$

$$V_{DS3} = V_{LED3} - V_{CS3}$$

全チャンネルにおける駆動電流 I_{LED} の目標量 $I_{LED(REF)}$ が等しく、またセンス抵抗 R_S の抵抗値が等しいとき、電圧降下 $V_{CS1} \sim V_{CS3}$ も等しくなる。このとき、第1チャンネルのドレインソース間電圧 V_{DS1} が最も小さくなる。

【0160】

シリーズトランジスタ M_2 は、主として飽和領域で動作するように、素子サイズを設計してもよい。飽和領域では、あるゲート電圧レベル V_0 において、ドレインソース間電圧 V_{DS} に依存せずに、目標電流 $I_{LED(REF)}$ が流れる。つまり飽和領域では、エラーアンプ 212 によってゲート電圧 V_{G1} が V_0 となるようにフィードバックがかかっている。出力電圧 V_{OUT} の低下にともなって、図 27 の矢印 (i) に沿って、動作点が移動する。

10

【0161】

第1チャンネルのドレインソース間電圧 V_{DS1} が、ピンチオフ電圧 $V_P (= V_{GS} - V_{GS(th)})$ を下回ると、ゲートソース間電圧 V_{GS} が一定であれば、ドレイン電流 I_D (すなわち駆動電流 I_{LED}) が低下しようとする (図 27 の矢印 (ii))。駆動電流 I_{LED} の低下は、検出電圧 V_{CS1} の低下となって現れる。図 26 では、微小な検出電圧 V_{CS1} の低下を拡大して示している。エラーアンプ 212 によるフィードバックにより、低下した検出電圧 V_{CS1} が目標電圧 V_{ADIM} に近づくようにゲート電圧 V_{G1} が、より高い電圧レベル V_1 に調節される (図 27 の矢印 (iii))。エラーアンプ 212 のゲインは非常に高いため、わずかな検出電圧 V_{CS1} の低下が、ある程度大きなゲート電圧 V_{G1} の上昇となって現れる。このときのゲート電圧 V_{G1} の上昇がしきい値 V_{TH} との比較によって検出されると、スイッチングトランジスタ M_1 がターンオンする。

20

【0162】

スイッチングトランジスタ M_1 がターンオンすると、インダクタ L_1 に流れるコイル電流 I_L が増大し、出力電圧 V_{OUT} が上昇に転ずる。出力電圧 V_{OUT} が上昇すると、シリーズトランジスタ M_2 のドレインソース間電圧 V_{DS} が増大する。飽和領域でドレインソース間電圧 V_{DS} が増大すると、ゲート電圧 V_{GS} が一定であれば、ドレイン電流 I_D が増大する (図 27 の矢印 (iv))。ドレイン電流 I_D の増加は、検出電圧 V_{CS1} の上昇となって現れる。エラーアンプ 212 によるフィードバックにより、上昇した検出電圧 V_{CS1} が目標電圧 V_{ADIM} に近づくようにゲート電圧 V_{G1} が、低い電圧レベル V_0 に調節される (図 27 の矢印 (v))。スイッチングトランジスタ M_1 のオン期間において、出力電圧 V_{OUT} がさらに上昇すると、図 27 の矢印 (vi) に沿って動作点が移動する。

30

【0163】

そして出力電圧 V_{OUT} がアッパーリミット電圧 V_{UPPER} に達すると、スイッチングトランジスタ M_1 がターンオフする。点灯回路 200 はこの動作を繰り返す。

【0164】

以上が点灯回路 200 の動作である。この点灯回路 200 によれば、シリーズトランジスタ M_2 の動作点を、線形領域と飽和領域の境界の近傍に設定することができる。これにより、シリーズトランジスタ M_2 のドレインソース間電圧 V_{DS} を小さくでき、シリーズトランジスタ M_2 における無駄な電力消費を低減できる。

40

【0165】

PWM 調光を行った場合について説明する。PWM 調光の消灯期間が発生し、調光スイッチ 214 がオンすると、ゲート電圧 V_G は低下する方向に変化する。したがって消灯状態であるチャンネルにおいて、ゲート電圧 V_G がしきい値電圧 V_{TH} と交差することは起こりえず、したがってスイッチングトランジスタ M_1 のターンオン動作には影響を与えない。つまり、特別な処理を要することなく、消灯中のチャンネルを、ターンオン条件の判定から除外することができる。

【0166】

50

本発明は、図 25 のブロック図や回路図として把握され、あるいは上述の説明から導かれるさまざまな装置、回路、方法に及ぶものであり、特定の構成に限定されるものではない。以下、本発明の範囲を狭めるためではなく、発明の本質や回路動作の理解を助け、またそれらを明確化するために、より具体的な構成例や変形例を説明する。

【0167】

(実施例 6 . 1)

図 28 は、実施例 6 . 1 に係るコンバータコントローラ 230A の回路図である。このコンバータコントローラ 230A は、複数のチャンネルのエラーアンプ 212 の出力電圧 $V_{G1} \sim V_{GN}$ の最大値が所定のターンオン条件を満たしたこと (すなわちしきい値電圧 V_{TH} を超えたこと) に応答して、スイッチングトランジスタ M_1 をターンオンする。

10

【0168】

オン信号発生回路 240A は、複数のゲート電圧 $V_{G1} \sim V_{GN}$ にもとづいて、スイッチングトランジスタ M_1 のターンオンのタイミングを指示するオン信号 S_{ON} を生成する。オン信号発生回路 240A は、最大値回路 242 およびコンパレータ 244 を含む。最大値回路 242 は、複数のゲート電圧 $V_{G1} \sim V_{GN}$ の最大値に応じた電圧を生成する。最大値回路 242 はたとえばダイオード OR 回路で構成できる。ダイオード OR 回路の出力電圧 $V_{G'}$ は、複数のゲート電圧 $V_{G1} \sim V_{GN}$ のうち最大のひとつより V_f 低い電圧である。 V_f はダイオードの順方向電圧である。

【0169】

コンパレータ 244 は、最大値回路 242 の出力電圧を、しきい値 $V_{TH'}$ と比較する。 $V_{TH'}$ は、上述したしきい値電圧 V_{TH} よりも V_f 低く定めればよい。コンパレータ 244 の出力であるオン信号 S_{ON} は、 $V_{G'}$ が $V_{TH'}$ を超えると、言い換えると、最大のゲート電圧 V_G がしきい値 V_{TH} を超えると、アサート (たとえばハイ) される。

20

【0170】

オフ信号発生回路 260A は、スイッチングトランジスタ M_1 をターンオフするタイミングを規定するオフ信号 S_{OFF} を生成する。分圧回路 261 は、出力電圧 V_{OUT} を分圧し、適切な電圧レベルにスケールリングする。コンパレータ 262 は、分圧後の出力電圧 $V_{OUT'}$ を、アッパーリミット電圧 V_{UPPER} をスケールリングしたしきい値 $V_{UPPER'}$ と比較し、 $V_{OUT} > V_{UPPER}$ を検出すると、オフ信号 S_{OFF} をアサート (たとえばハイ) する。

30

【0171】

ロジック回路 234 は、たとえば SR フリップフロップであり、オン信号 S_{ON} のアサートに応答して、その出力 Q をオンレベル (たとえばハイ) に遷移させ、オフ信号 S_{OFF} のアサートに応答してその出力 Q をオフレベル (たとえばロー) に遷移させる。なお、オン信号 S_{ON} とオフ信号 S_{OFF} のアサートが同時に発生したときに、スイッチングコンバータをより安全な状態 (すなわちスイッチングトランジスタ M_1 のオフ状態) とするために、ロジック回路 234 は、リセット優先のフリップフロップとすることが好ましい。

【0172】

ドライバ 232 は、ロジック回路 234 の出力 Q に応じてスイッチングトランジスタ M_1 を駆動する。図 25 に示すようにスイッチングトランジスタ M_1 が P チャンネル MOS FET である場合、ドライバ 232 の出力である制御パルス S_1 は、出力 Q がオンレベルのときロー電圧 ($V_{BAT} - V_G$)、出力 Q がオフレベルのときハイ電圧 (V_{BAT}) となる。

40

【0173】

実施例 6 . 1 によれば、コンパレータ 244 がひとつで足りるため、実施例 6 . 2 に比べて回路面積を小さくできる。

【0174】

(実施例 6 . 2)

図 29 は、実施例 6 . 2 に係るコンバータコントローラ 230B の回路図である。オン信号発生回路 240B は、複数のコンパレータ 246₁ ~ 246_N および論理ゲート

50

248を備える。コンパレータ246_iは、対応するゲート電圧 V_{Gi} をしきい値電圧 V_{TH} と比較する。論理ゲート248は、複数のコンパレータ246₁~246_Nの出力を論理演算し、オン信号 S_{ON} を生成する。正論理系の場合、論理ゲート248はORゲートを用いることができる。

【0175】

(実施例6.3)

車載機器においては、150kHz~280kHzのLW帯、510kHz~1710kHzのAM帯、2.8MHz~23MHzのSW帯が電磁ノイズとして忌避される。したがって、スイッチングトランジスタ M_1 のスイッチング周波数は通常、LW帯とAM帯の間の300kHz~450kHz程度の間安定化されることが望ましい。

10

【0176】

図30は、実施例6.3に係るコンバータコントローラ230Cの回路図である。この実施例では、スイッチングトランジスタ M_1 のスイッチング周波数が一定となるように、アッパーリミット電圧 V_{UPPER} がフィードバック制御される。

【0177】

オフ信号発生回路260Cは、コンパレータ262に加えて、周波数検出回路264およびエラーアンプ266を備える。周波数検出回路264は、ロジック回路234の出力Qあるいは制御パルス S_1 を監視し、スイッチング周波数を示す周波数検出信号 V_{FREQ} を生成する。エラーアンプ266は、周波数検出信号 V_{FREQ} と、スイッチング周波数の目標値を規定する基準電圧 $V_{FREQ(REF)}$ の誤差を増幅し、誤差に応じたアッパーリミット電圧 V_{UPPER} を生成する。

20

【0178】

実施例6.3によれば、スイッチング周波数を目標値に安定化することができるため、ノイズ対策が容易となる。

【0179】

(実施例6.4)

図31は、実施例6.4に係るコンバータコントローラ230Dの回路図である。コンバータコントローラ230Dは、スイッチングトランジスタ M_1 をターンオンした後、オン時間 T_{ON} 経過後にスイッチングトランジスタ M_1 をターンオフしてもよい。すなわちスイッチングトランジスタ M_1 のターンオフからオン時間 T_{ON} 経過したことを、ターンオフ条件としてもよい。

30

【0180】

オフ信号発生回路260Dは、タイマー回路268を含む。タイマー回路268は、オン信号 S_{ON} にตอบสนองして、所定のオン時間 T_{ON} の測定を開始し、オン時間 T_{ON} の経過後にオフ信号 S_{OFF} をアサート(たとえばハイ)する。タイマー回路268は、たとえば単安定マルチバイブレータ(ワンショットパルス発生器)で構成してもよいし、デジタルカウンタやアナログタイマーで構成してもよい。タイマー回路268には、スイッチングトランジスタ M_1 のターンのタイミングを検出するために、オン信号 S_{ON} に代えて、ロジック回路234の出力Qや制御パルス S_1 を入力してもよい。

【0181】

(実施例6.5)

図32は、実施例6.5に係るコンバータコントローラ230Fの回路図である。コンバータコントローラ230Fは、実施例6.4と同様に、スイッチングトランジスタ M_1 をターンオンした後、オン時間 T_{ON} 経過後にスイッチングトランジスタ M_1 をターンオフする。ORゲート241はオン信号発生回路に相当し、オン信号 S_{ON} を生成する。タイマー回路268は、単安定マルチバイブレータなどであり、オン信号 S_{ON} のアサートから所定のオン時間 T_{ON} 、ハイレベルとなるパルス信号 S_P を生成し、ドライバ232に供給する。なお起動時などにおいて、 $V_{G1} \sim V_{GN}$ がORゲート241のしきい値を超えない状況を考慮して、ORゲート231を追加し、オン信号 S_{ON} とタイマー回路268の出力 S_P の論理和 $S_{P'}$ がドライバ232に供給される。

40

50

【0182】

(実施例6.6)

図33は、実施例6.6に係るコンバータコントローラ230Eの回路図である。オフ信号発生回路260Eは、スイッチング周波数が一定となるように、オン時間 T_{ON} をフィードバック制御する。可変タイマー回路270は、オン信号 S_{ON} のアサートからオン時間 T_{ON} の間、ハイレベルとなるパルス信号 S_P を生成する単安定マルチバイブレータであり、オン時間 T_{ON} が制御電圧 V_{CTRL} に応じて可変に構成される。

【0183】

たとえば可変タイマー回路270は、キャパシタと、キャパシタを充電する電流源と、キャパシタの電圧をしきい値と比較するコンパレータを含むことができる。可変タイマー回路270は、電流源が生成する電流量もしくはしきい値の少なくとも一方が、制御電圧 V_{CTRL} に応じて可変に構成される。

10

【0184】

周波数検出回路272は、ロジック回路234の出力 Q あるいは制御パルス S_1 を監視し、スイッチング周波数を示す周波数検出信号 V_{FREQ} を生成する。エラーアンプ274は、周波数検出信号 V_{FREQ} と、スイッチング周波数の目標値を規定する基準電圧 $V_{FREQ(REF)}$ の誤差を増幅し、誤差に応じた制御電圧 V_{CTRL} を生成する。

【0185】

実施例6.6によれば、スイッチング周波数を目標値に安定化することができるため、ノイズ対策が容易となる。

20

【0186】

図34は、図33のコンバータコントローラ230Eの具体的な回路図である。周波数検出回路272の動作を説明する。キャパシタ C_{11} および抵抗 R_{11} はハイパスフィルタであり、ORゲート231の出力であるパルス信号 $S_{P'}$ （もしくは制御パルス S_1 ）を微分する微分回路と把握でき、パルス信号 $S_{P'}$ のエッジを検出するエッジ検出回路とも把握できる。トランジスタ Tr_{11} は、ハイパスフィルタの出力がしきい値を超えると、すなわちパルス信号 $S_{P'}$ のポジエッジが発生するとターンオンし、キャパシタ C_{12} を放電する。トランジスタ Tr_{11} がオフの期間、キャパシタ C_{12} は抵抗 R_{12} を介して充電される。キャパシタ C_{12} の電圧 V_{C12} は、パルス信号 $S_{P'}$ と同期したランプ波となり、傾斜部分の時間長、ひいては波高値は、パルス信号 $S_{P'}$ の周期に応じて変化する。

30

【0187】

トランジスタ Tr_{12} 、 Tr_{13} 、抵抗 R_{13} 、 R_{14} 、キャパシタ C_{13} はピークホールド回路であり、キャパシタ C_{12} の電圧 V_{C12} のピーク値をホールドする。ピークホールド回路の出力 V_{FREQ} は、パルス信号 $S_{P'}$ の周期、言い換えれば周波数と相関を有する。

【0188】

コンパレータ $COMP1$ は、周波数検出信号 V_{FREQ} と、目標周波数を示す基準信号 $V_{FREQ(REF)}$ と比較する。抵抗 R_{15} およびキャパシタ C_{14} はローパスフィルタであり、コンパレータ $COMP1$ の出力を平滑化し、制御電圧 V_{CTRL} を生成する。制御信号 V_{CTRL} は、バッファ $BUF1$ を介して出力される。

40

【0189】

可変タイマー回路270について説明する。オン信号 S_{ON} はインバータ273によって反転される。反転オン信号 $\#S_{ON}$ がしきい値 V_{TH1} を下回ると、言い換えるとオン信号 S_{ON} がハイとなると、コンパレータ $COMP2$ の出力がハイとなり、フリップフロップ $SRFF$ がセットされ、パルス信号 S_P がハイとなる。

【0190】

パルス信号 S_P がハイの期間、トランジスタ M_{21} はオフである。トランジスタ M_{21} がオフの間、電流源271は、制御電圧 V_{CTRL} に応じた可変電流 I_{VAR} を生成し、キャパシタ C_{15} を充電する。キャパシタ C_{15} の電圧 V_{C15} がしきい値 V_{TH2} に達すると、コンパレータ $COMP3$ の出力がハイとなり、フリップフロップ $SRFF$ がリセットさ

50

れ、パルス信号 S_p がローに遷移する。その結果、トランジスタ M_{21} がオンとなり、キャパシタ C_{15} の電圧 V_{C15} が初期化される。

【0191】

続いて、実施の形態6に関連する変形例について説明する。

【0192】

(変形例6.1)

あるいはコンバータコントローラ230は、ターンオフ条件として、各チャンネルのシリーズトランジスタ M_2 のドレイン電圧(半導体光源102のカソード電圧)を利用してよい。たとえば、複数チャンネルの半導体光源102のカソード電圧のうち、最大のひとつ(または最小のひとつ)が、アッパーリミット電圧に達したことを、ターンオフ条件としてもよい。

10

【0193】

(変形例6.2)

実施の形態6では、電流源210のシリーズトランジスタ M_2 としてN型トランジスタを用いたが、P型トランジスタ(PチャンネルMOSFET)を用いてもよい。図35は、変形例6.2に係る電流源210の回路図である。この場合、出力電圧 V_{OUT} が低下したときに、駆動電流 I_{LED} を維持するために、ゲート電圧 V_G が低下する方向にフィードバックがかかる。したがって、いずれかのチャンネルにおいて、ゲート電圧 V_G が所定のしきい値を下回ったことをターンオン条件としてもよい。調光スイッチ214は、シリーズトランジスタ M_2 のゲートソース間に設けてもよい。

20

【0194】

(変形例6.3)

シリーズトランジスタ M_2 をはじめとする任意のトランジスタを、バイポーラトランジスタで構成してもよい。この場合、ゲートをベース、ソースをエミッタ、ドレインをコレクタと読み替えればよい。

【0195】

(変形例6.4)

実施の形態6ではスイッチングトランジスタ M_1 をPチャンネルMOSFETとしたが、NチャンネルMOSFETを用いてもよい。この場合、ブートストラップ回路を追加してもよい。MOSFETに代えて、IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)やバイポーラトランジスタを用いてもよい。

30

【0196】

(変形例6.5)

実施の形態6では、エラーアンプ212の出力電圧(シリーズトランジスタ M_2 のゲート電圧 V_G) を直接的に監視して、エラーアンプ212の出力電圧がターンオン条件を満たすか否かを判定したが、本発明はそれに限定されない。たとえばエラーアンプ212の内部のノードであって、その発生電圧が出力電圧と相関を有するノードを監視し、間接的にエラーアンプ212の出力電圧を監視してもよい。

【0197】

(変形例6.6)

実施の形態6では、コンパレータ244を用いて、エラーアンプ212の出力電圧(ゲート電圧 V_G) の急激な変動を検出したがその限りでない。図36(a)~(c)は、オン信号発生回路240の変形例の回路図である。図36(a)に示すように、図28のコンパレータ244に代えて、MOSFETやバイポーラトランジスタを電圧比較手段として用いてもよい。たとえば最大値回路242の出力電圧 V_G' を抵抗分圧回路250によって抵抗分圧し、分圧後の電圧 V_G'' をトランジスタ252のゲート(もしくはベース)に入力し、トランジスタのオン、オフに応じてオン信号 S_{ON} を生成してもよい。

40

【0198】

図36(b)は、図29の変形であり、各チャンネルのコンパレータ244を省略し、代わりに適切な分圧比を有する抵抗分圧回路254_1~254_Nが設けられる。分圧

50

後のゲート電圧 $V_{G1}' \sim V_{GN}'$ は、論理ゲート 256 に入力される。この場合、いずれかのチャンネルの分圧後のゲート電圧 V_G' が論理ゲート 256 のハイ・ローのしきい値を超えると、オン信号 S_{ON} がアサートされる。図 36 (c) は、図 36 (b) の論理ゲートを、NORゲートとした回路図である。

【0199】

(実施の形態 7)

実施の形態 7 は、電流ドライバに関する。複数の電流源 210 は、ひとつの半導体チップに集積化することができる。以下、これを電流ドライバ IC (Integrated Circuit) と称する。図 37 は、実施の形態 7 に係る電流ドライバ IC 300 およびその周辺回路の回路図である。電流ドライバ IC 300 は、複数の電流源 310₁ ~ 310_N に加えて、インタフェース回路 320、調光パルス発生器 330 を備える。

10

【0200】

実施の形態 6 で説明したように、複数の電流源 310₁ ~ 310_N は、それぞれが、PWM 信号 $S_{PWM1} \sim S_{PWMN}$ に応じて独立してオン、オフ可能に構成される。電流源 310₁ ~ 310_N は、カソードピン LED1 ~ LEDN を介して、対応する半導体光源 102₁ ~ 102_N と直列に接続される。

【0201】

インタフェース回路 320 は、外部のマイコン (プロセッサ) 114 から、複数の制御データ $D_1 \sim D_N$ を受信する。インタフェースの種類は特に限定されないが、たとえば SPI (Serial Peripheral Interface) や I²C インタフェースを用いることができる。複数の制御データ $D_1 \sim D_N$ は、複数の電流源 310₁ ~ 310_N のオン、オフのデューティ比を指示するものであり、第 1 時間間隔 T_1 で更新される。たとえば第 1 時間間隔 T_1 は、20ms ~ 200ms 程度、たとえば 100ms である。

20

【0202】

調光パルス発生器 330 は、複数の制御データ $D_1 \sim D_N$ にもとづいて、複数の電流源 310₁ ~ 310_N に対する複数の PWM 信号 $S_{PWM1} \sim S_{PWMN}$ を生成する。実施の形態 6 (図 25) では、複数の PWM 信号 $S_{PWM1} \sim S_{PWMN}$ がマイコン 114 において生成されていたが、実施の形態 7 では、複数の PWM 信号 $S_{PWM1} \sim S_{PWMN}$ の生成機能が、電流ドライバ IC 300 に内蔵されている。

【0203】

i 番目の PWM 信号 S_{PWMi} のデューティ比は、第 1 時間間隔 T_1 より短い第 2 時間間隔 T_2 で、対応する制御データ D_i の更新前の値から更新後の値に向けて徐変する (徐変モードという)。第 2 時間間隔 T_2 は、1ms ~ 10ms 程度、たとえば 5ms である。

30

【0204】

調光パルス発生器 330 は、徐変モードに加えて非徐変モードをサポートすることができる。非徐変モードにおいて、 i 番目の PWM 信号 S_{PWMi} のデューティ比は、対応する制御データ D_i の更新前の値から更新後の値に瞬時に変化可能である。

【0205】

非徐変モードと徐変モードは、マイコン 114 からの設定にもとづいて動的に変更可能とするとよい。好ましくは、チャンネルごと (調光パルスごと) に、非徐変モードと徐変モードを個別に指定可能であり、モードを指定する設定データは、制御データ D_i に付随してもよい。

40

【0206】

スイッチングトランジスタ M_1 を、実施の形態 6 で説明した方式によって制御する場合、オン信号発生回路 240 の一部あるいは全部を電流ドライバ IC 300 に集積化してもよい。どの部分を集積化するかは、オン信号発生回路 240 の回路構成に応じて決めればよく、コンバータコントローラ 230 と電流ドライバ IC 300 の間の配線の本数が減るように決めるとよい。図 37 に示すように、オン信号発生回路 240 のうち、最大値回路 242 を電流ドライバ IC 300 に集積化した場合、コンバータコントローラ 230 と電流ドライバ IC 300 の間の配線は、複数のゲート電圧のうち最大の電圧 V_G' を伝送する

50

1本となる。あるいは、オン信号発生回路240全体を電流ドライバIC300に集積化すれば、コンバータコントローラ230と電流ドライバIC300の間の配線は、オン信号 S_{ON} が伝搬する1本となる。

【0207】

続いて電流ドライバIC300の動作を説明する。図38は、図37の電流ドライバIC300の動作波形図である。ここでは、PWM信号のデューティ比は、直線的に変化するものとする。たとえば、 $T_1 = 100\text{ms}$ 、 $T_2 = 5\text{ms}$ とすると、デューティ比を20ステップで変化させればよい。更新前の制御データの値と更新後の制御データの値の差分が $X\%$ であるとき、PWM信号のデューティ比は、 T_2 ごとに、 $Y = (X / 20)$ %ずつ変化する。

10

【0208】

以上が電流ドライバIC300の動作である。この電流ドライバIC300の利点は、比較技術との対比によって明確となる。もし、電流ドライバIC300にデューティ比の徐変機能を実装しない場合、マイコン114は、第2時間間隔 T_2 ごとにデューティ比を指示する制御データ $D_1 \sim D_N$ を更新しなければならない。半導体光源102のチャンネル数 N が数十から100を超える場合には、処理能力の高い、したがって高価なマイコン114が必要となる。またマイコン114と電流ドライバIC300の間で高速な通信が必要となるため、ノイズの問題が生ずる。

【0209】

これに対して、実施の形態に係る電流ドライバIC300によれば、マイコン114が制御データ $D_1 \sim D_N$ を更新すべき速度が低下するため、マイコン114に要求される処理能力を下げることができる。また、マイコン114と電流ドライバIC300の間の通信速度も下げることができるため、ノイズの問題も解決できる。

20

【0210】

第1時間間隔 T_1 は、変更可能とすることが好ましい。デューティ比の変化が小さい状況では、第1時間間隔 T_1 を長くとることで、データ通信量を減らすことができ、消費電力、ノイズを抑制できる。

【0211】

図38では、デューティ比を直線的に変化させたが、2次関数や指数関数などのカーブにしたがって変化してもよい。2次関数を用いることで、より違和感の少ない自然な調光が可能となる。

30

【0212】

図37に示すように、複数の半導体光源102__1～102__Nを、ひとつの半導体チップ(ダイ)402に集積化してもよい。さらに、半導体チップ402と、電流ドライバIC300とをひとつのパッケージに収容し、モジュール化してもよい。

【0213】

図39は、ドライバー体化光源400の平面図および断面図である。半導体チップ402の表面には、マトリクス状に複数の半導体光源102が形成される。半導体チップ402の裏面には、複数の半導体光源102それぞれのアノード電極およびカソード電極に対応する裏面電極A、Kが設けられる。ここでは1個の半導体光源102__1の接続関係を拡大して示す。

40

【0214】

半導体チップ402と電流ドライバIC300は機械的に接合され、また電氣的に接続される。電流ドライバIC300の表面には、複数の半導体光源102それぞれのカソード電極Kと接続される表面電極410(図37のLED1～LEDN)、複数の半導体光源102それぞれのアノード電極Aと接続される表面電極412が設けられる。表面電極412は、電流ドライバIC300の裏面のパッケージ基板に設けられたバンプ(あるいはパッド)414と接続される。半導体チップ402と電流ドライバIC300の間には、図示しないインターポーザーを挿入してもよい。

【0215】

50

ドライバー体化光源 400 のパッケージの種類は限定されず、BGA (Ball Grid Array) や PGA (Pin Grid Array)、LGA (Land Grid Array)、QFP (Quad Flat Package) などを採用しうる。

【0216】

半導体光源 102 と電流ドライバ IC 300 が別のモジュールである場合、各モジュールに放熱構造を取り付けるなどの対策を施せばよい。一方、図 39 のようなドライバー体化光源 400 では、光源 102 の発熱に、電流ドライバ 210 の発熱が加わったものを放熱する必要がある。したがって、非常に大きな放熱構造が必要となりうる。実施の形態に係る点灯回路 200 を採用することにより、電流源 210 の発熱量を抑制できるため、ドライバー体化光源 400 に取り付けるべき放熱構造を小さくできる。

10

【0217】

(実施の形態 8)

実施の形態 6 に係る車両用灯具 100 において、点灯する光源 102 の個数が減少する軽負荷状態において、スイッチング周波数が低下する場合がある。

【0218】

図 40 (a) ~ (c) は、軽負荷状態におけるスイッチング周波数の低下を説明する図である。図 37 (a)、(b) に示すように、図 30 や図 33 の実施例では、オン時間 T_{ON} あるいは出力電圧 V_{OUT} の上限 V_{UPPER} をフィードバック制御することにより周波数を安定化している。

20

【0219】

しかしながら、制御パルス S_1 のパルス幅を短くしすぎると、スイッチングトランジスタ M_1 をターンオンできなくなるため、制御パルス S_1 のパルス幅は、とある最小パルス幅より短くすることはできない。言い換えると軽負荷状態では、制御パルス S_1 のパルス幅は、最小パルス幅に固定される (図 37 (c))。出力電圧 V_{OUT} の下りスロープの傾きは、負荷電流、すなわち点灯状態の半導体光源 102 の個数に応じている。点灯数が少ない状態では、下りスロープの傾きがどんどん小さくなっていき、スイッチング周波数は低くなっていく。したがって、周波数の安定化制御を行った場合でも、スイッチング周波数が LW 帯に入ってしまう状況が生じうる。

【0220】

図 41 は、実施の形態 8 に係る車両用灯具 100X のブロック図である。車両用灯具 100X は、図 25 の車両用灯具 100 に加えて周波数設定回路 290 を備える。この実施の形態においてコンバータコントローラ 230 は、周波数安定化機能を備えており、したがって、図 30 や図 33 のコンバータコントローラ 230C や 230E で構成することができる。

30

【0221】

周波数設定回路 290 は、複数の電流源 210 のオンの個数 (点灯数) に応じて、目標周波数を変化させる。より具体的には、オンの個数があるしきい値より小さくなると軽負荷状態と判定し、目標周波数を、元の目標周波数より低くかつ電磁ノイズとされる帯域に含まれない別の周波数に設定する。通常時の目標周波数を、LW 帯と AM 帯の間の 300 kHz ~ 450 kHz 程度の間を設定している場合、軽負荷状態の目標周波数は、LW 帯より低い周波数帯域であって、可聴帯域より高い帯域 (たとえば 100 kHz) に設定するとよい。

40

【0222】

図 30 あるいは図 33 において、目標周波数は基準電圧 $V_{FREQ(REF)}$ にもとづいて規定されるから、周波数設定回路 290 は、点灯数があるしきい値より低い状態では、基準電圧 $V_{FREQ(REF)}$ を低下させればよい。

【0223】

実施の形態 8 によれば、軽負荷状態において周波数は低下するが、電磁ノイズとして忌避すべき周波数からは外すことができる。

【0224】

50

(実施の形態 9)

図 4 2 は、実施の形態 9 に係る車両用灯具 1 0 0 Y のブロック図である。車両用灯具 1 0 0 Y は、図 2 5 の車両用灯具 1 0 0 に加えて、ダミーロード 2 9 2、ダミーロード制御回路 2 9 4 を備える。

【 0 2 2 5 】

ダミーロード 2 9 2 は、スイッチングコンバータ 2 2 0 の出力に接続され、イネーブル状態において、スイッチングコンバータ 2 2 0 のキャパシタ C_1 の電荷を放電し、出力電圧 V_{OUT} を低下させる。ダミーロード制御回路 2 9 4 は、複数の電流源のオンの個数にもとづいて、ダミーロード 2 9 2 のイネーブル、ディセーブルを制御する。

【 0 2 2 6 】

ダミーロード 2 9 2 は、スイッチングコンバータ 2 2 0 の出力と接地の間に設けられるトランジスタのスイッチを含む。ダミーロード制御回路 2 9 4 は、スイッチングトランジスタ M_1 のターンオフから所定時間 経過後に、イネーブル信号 EN をアサート(たとえばハイ)して、ダミーロード 2 9 2 のスイッチをターンオンする。

【 0 2 2 7 】

図 4 3 は、図 4 2 の車両用灯具 1 0 0 Y の動作波形図である。軽負荷状態となると、サイクル毎にイネーブル信号 EN がアサートされ、出力電圧 V_{OUT} が瞬時に低下する。そして出力電圧 V_{OUT} がボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} に応じた電圧レベルまで低下すると制御パルス S_1 がハイとなる。すなわちスイッチングトランジスタ M_1 のオフ時間 T_{OFF} の上限が、所定時間 によって制限される。これにより軽負荷状態におけるスイッチング周波数の低下を抑制できる。

【 0 2 2 8 】

ダミーロード 2 9 2 は、オンオフ可能な定電流源であってもいいし、スイッチと抵抗の組み合わせであってもよい。

【 0 2 2 9 】

<実施の形態 1 0 >

図 2 5 を参照する。一般的に、トランジスタのオン抵抗と耐圧はトレードオフの関係にある。スイッチングコンバータの出力電圧 V_{OUT} がオーバーシュートした際に、電流源 2 1 0 を構成するトランジスタに印加される電圧が増加する。このため、高耐圧素子を用いて電流源 2 1 0 を構成する必要があるが、高耐圧素子はオン抵抗 R_{ON} が大きいいため、ボトムリミット電圧 V_{BOTTOM} を高く設定しなければならず、消費電力および発熱が大きくなるという問題がある。

【 0 2 3 0 】

図 4 4 は、実施の形態 1 0 に係る点灯回路 2 0 0 Z の回路図である。点灯回路 2 0 0 Z は、駆動電圧 V_{OUT} が所定のしきい値 V_{TH} を超えると、スイッチングトランジスタ M_1 を強制オフする。点灯回路 2 0 0 Z は、抵抗 R_{31} 、 R_{32} 、電圧コンパレータ 2 3 8 を備える。電圧コンパレータ 2 3 8 は、抵抗 R_{31} 、 R_{32} によって分圧された駆動電圧 V_{OUT}' をしきい値 V_{TH}' と比較し、駆動電圧 V_{OUT} の過電圧状態を検出する。

【 0 2 3 1 】

コンバータコントローラ 2 3 0 P は、パルス変調器 2 3 5、論理ゲート 2 3 3、ドライバ 2 3 2 を備える。パルス変調器 2 3 5 は、図 2 8 ~ 図 3 4 のコンバータコントローラ 2 3 0 A ~ 2 3 0 E のうち、ドライバ 2 3 2 を除く部分であり、制御パルス S_1' を生成する。論理ゲート 2 3 3 は、電圧コンパレータ 2 3 8 の出力 S_2 が $V_{OUT}' < V_{TH}'$ を示すとき、制御パルス S_1' をそのまま通過させ、電圧コンパレータ 2 3 8 の出力 S_2 が $V_{OUT}' > V_{TH}'$ を示すとき、制御パルス S_1' のレベルを、スイッチングトランジスタ M_1 がターンオフするレベルに強制的にセットする。この例では、スイッチングトランジスタ M_1 は N チャンネル MOSFET であり、 S_1 がローのときにオフとなる。電圧コンパレータ 2 3 8 の出力 S_2 は、 $V_{OUT}' > V_{TH}'$ のときにローであり、論理ゲート 2 3 3 は AND ゲートである。

【 0 2 3 2 】

10

20

30

40

50

本実施の形態では、電流源 210 を低オン抵抗のトランジスタを用いて構成することで消費電力を低減できる。それと引き換えにトランジスタの耐圧は低くなるが、スイッチングコンバータの出力電圧 V_{OUT} のオーバーシュートが発生した場合には、直ちにスイッチングトランジスタ M_1 を停止することで、電流源のトランジスタ（たとえば図 36 (a)、(b) のトランジスタ M_2 、図 36 (c) のカレントミラー回路 216 の出力側のトランジスタ）に過電圧が印加されるのを抑制できる。

【0233】

上の説明では、電流源 210 をシンク型で構成し、半導体光源 102 のカソードに接続したがその限りでない。図 45 は、変形例に係る車両用灯具 100 の回路図である。この変形例では、半導体光源 102 のカソードを共通に接続し、半導体光源 102 のアノード側

10

【0234】

実施の形態にもとづき、具体的な語句を用いて本発明を説明したが、実施の形態は、本発明の原理、応用を示しているにすぎず、実施の形態には、請求の範囲に規定された本発明の思想を逸脱しない範囲において、多くの変形例や配置の変更が認められる。

【符号の説明】

【0235】

1 灯具システム

20

2 バッテリ

4 車両 ECU

100 車両用灯具

102 半導体光源

110 灯具 ECU

112 スイッチ

114 マイコン

116 配光コントローラ

200 点灯回路

210 電流源

30

M_2 シリーズトランジスタ

R_S センス抵抗

212 エラーアンプ

214 調光スイッチ

216 カレントミラー回路

218 基準電流源

220 スwitchingコンバータ

M_1 スwitchingトランジスタ

230 コンバータコントローラ

232 ドライバ

40

234 ロジック回路

240 オン信号発生回路

252 コンパレータ

254 論理ゲート

256 最小値回路

258 コンパレータ

260 オフ信号発生回路

262 コンパレータ

264 周波数検出回路

266 エラーアンプ

50

2 6 8	タイマー回路	
2 7 0	可変タイマー回路	
2 7 2	周波数検出回路	
2 7 4	エラーアンプ	
3 0 0	電流ドライバ I C	
3 1 0	電流源	
3 2 0	インタフェース回路	
3 3 0	調光パルス発生器	
4 0 0	ドライバー体化光源	
4 0 2	半導体チップ	10
【産業上の利用可能性】		
【0 2 3 6】		
本発明は、点灯回路に関する。		

20

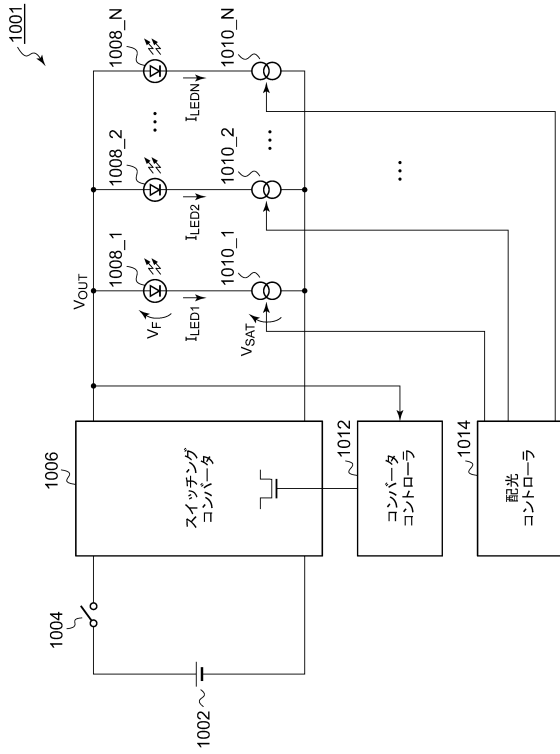
30

40

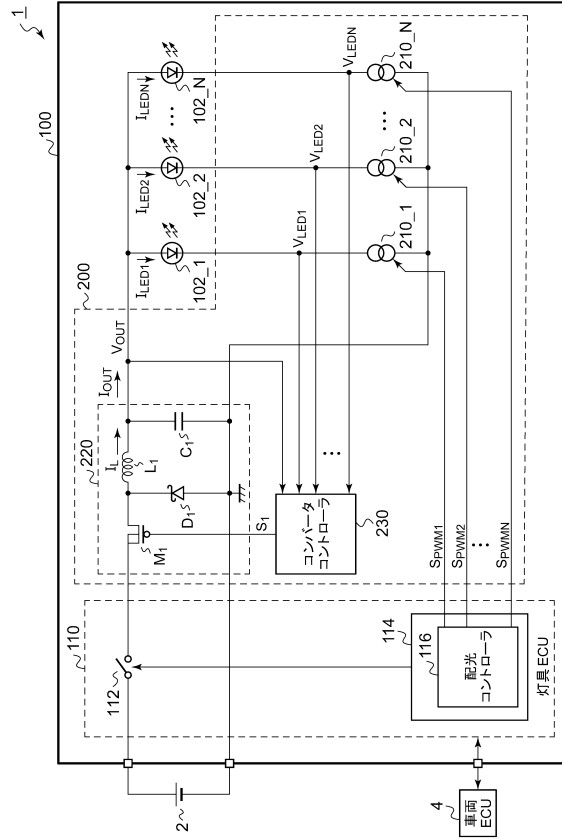
50

【図面】

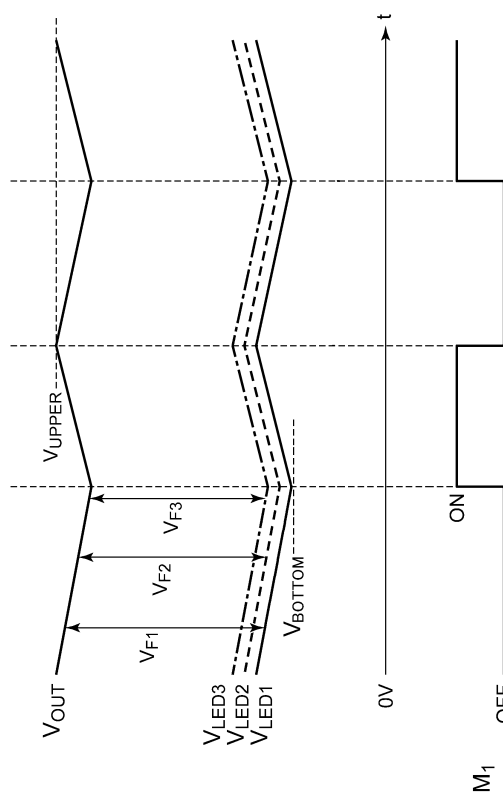
【図 1】



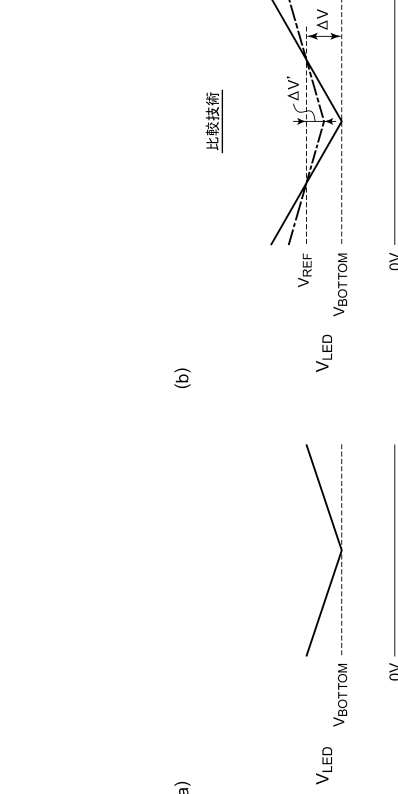
【図 2】



【図 3】



【図 4】



10

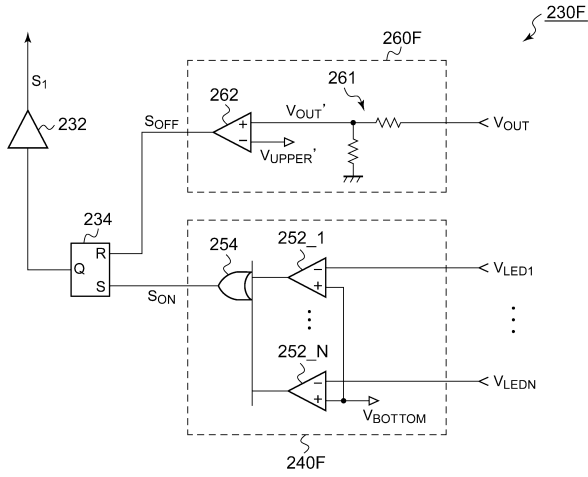
20

30

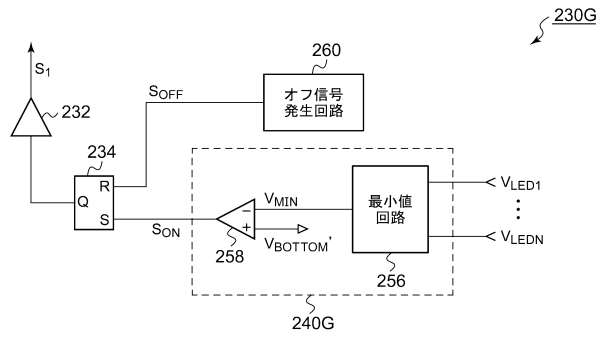
40

50

【図5】

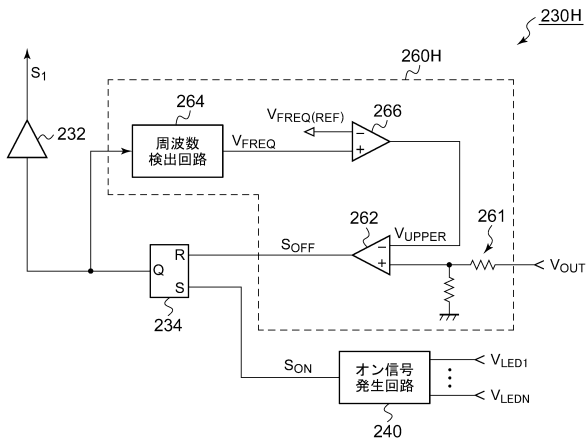


【図6】

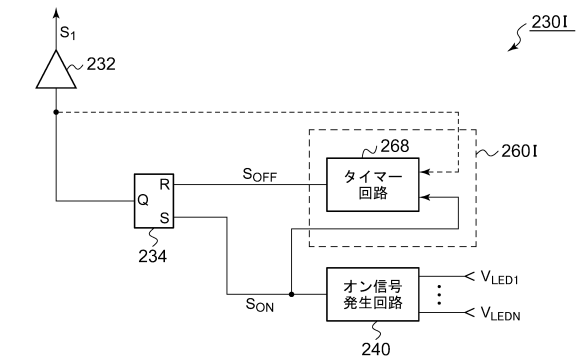


10

【図7】



【図8】



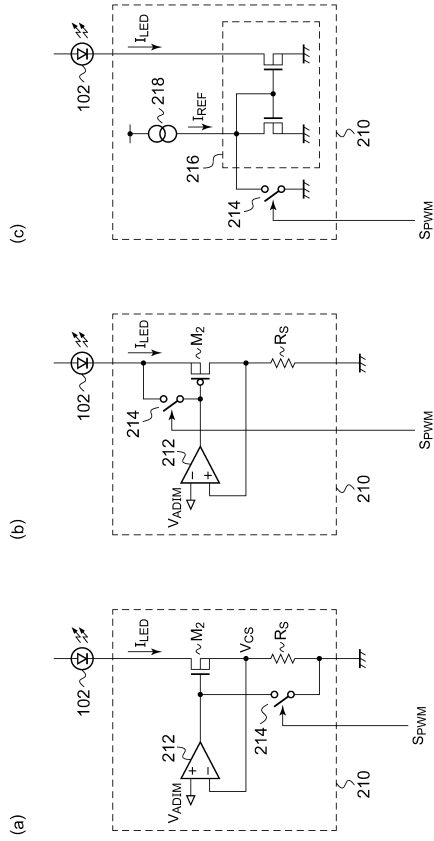
20

30

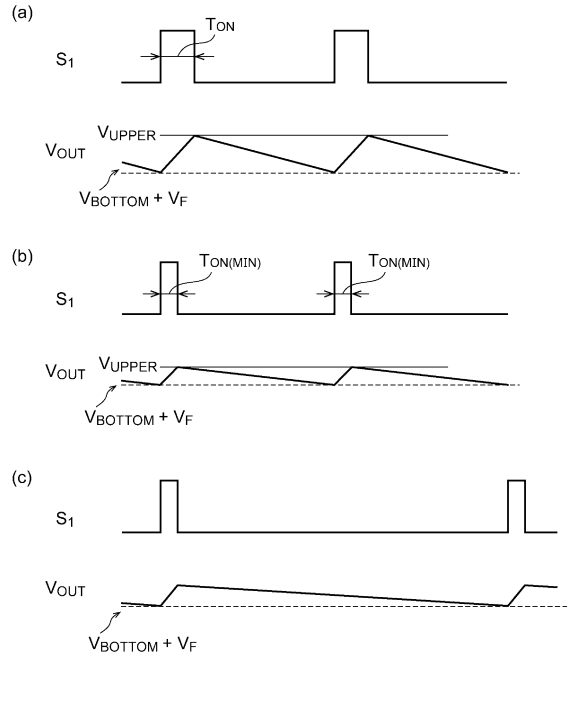
40

50

【図 1 3】



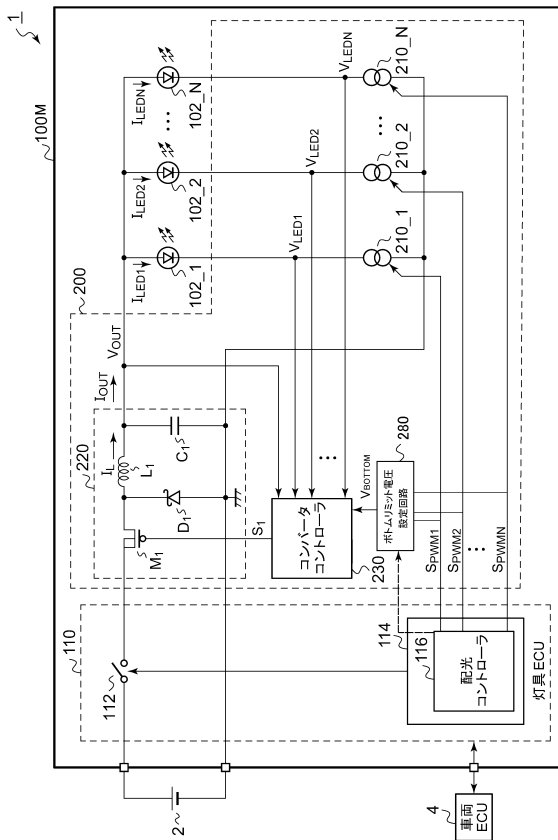
【図 1 4】



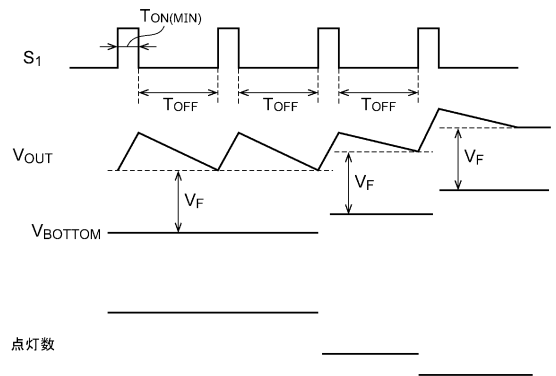
10

20

【図 1 5】



【図 1 6】

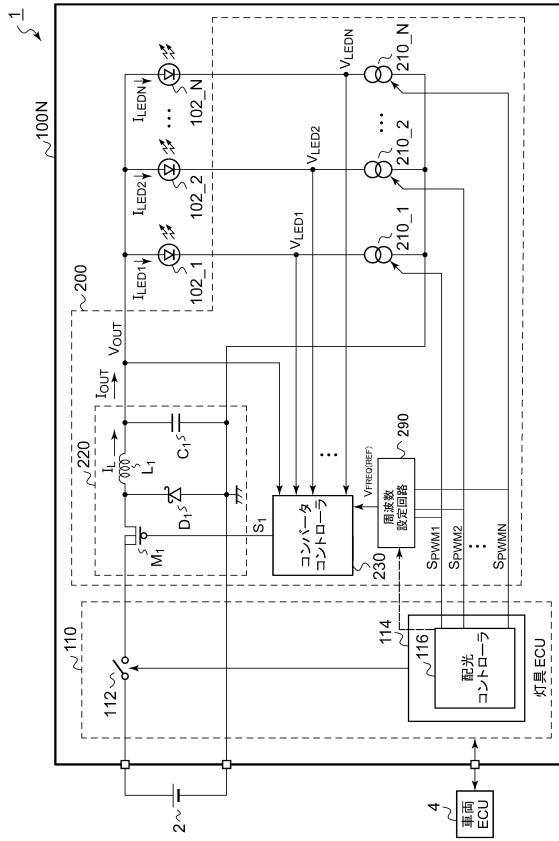


30

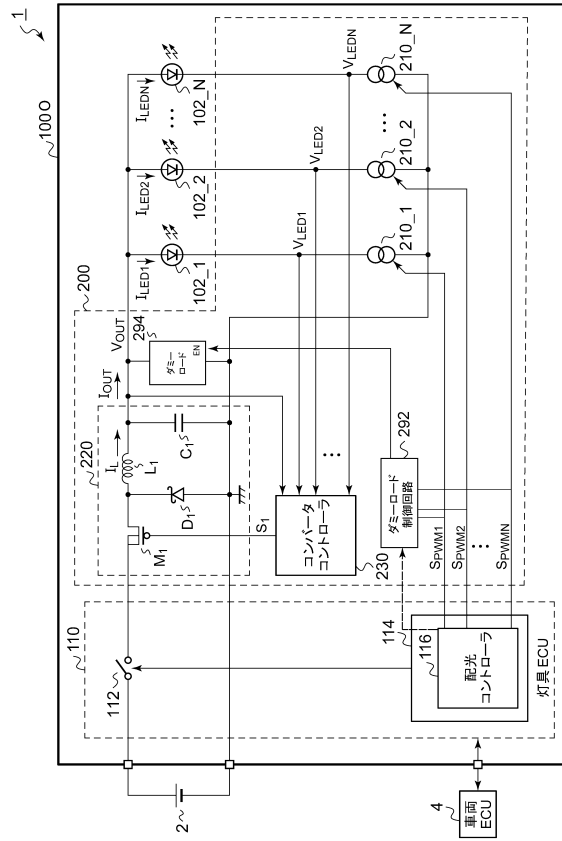
40

50

【図 17】



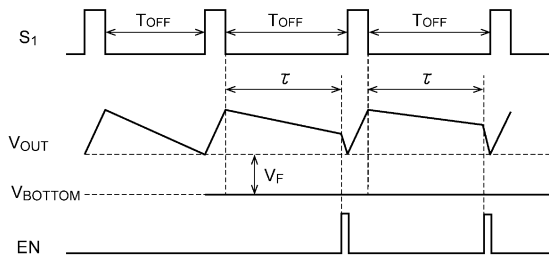
【図 18】



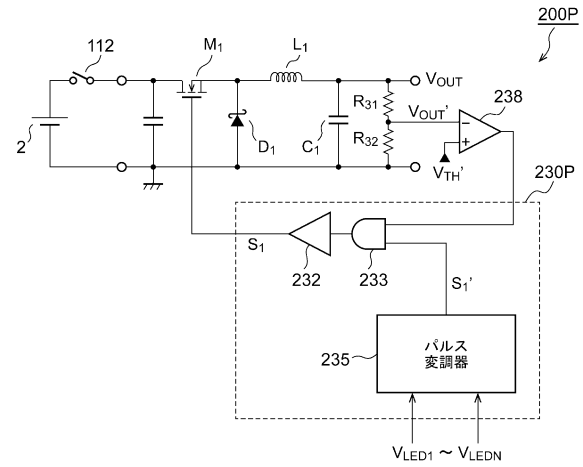
10

20

【図 19】



【図 20】

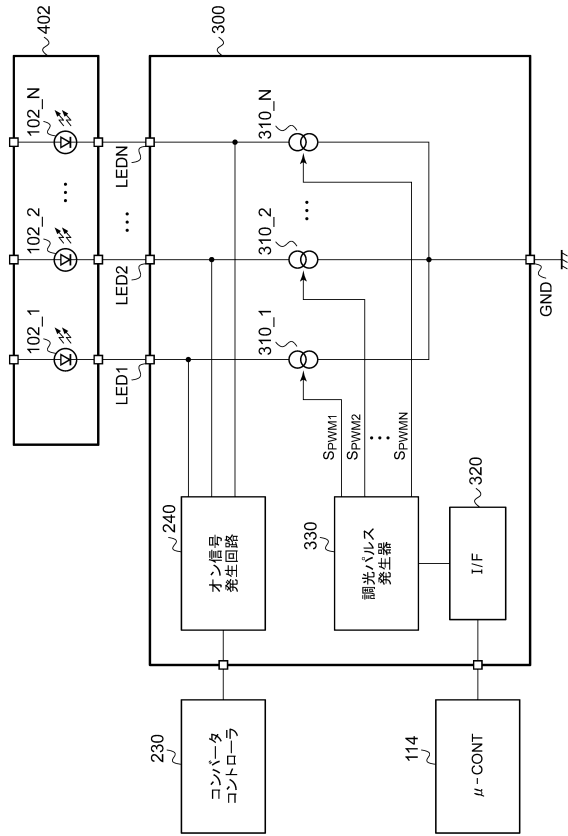


30

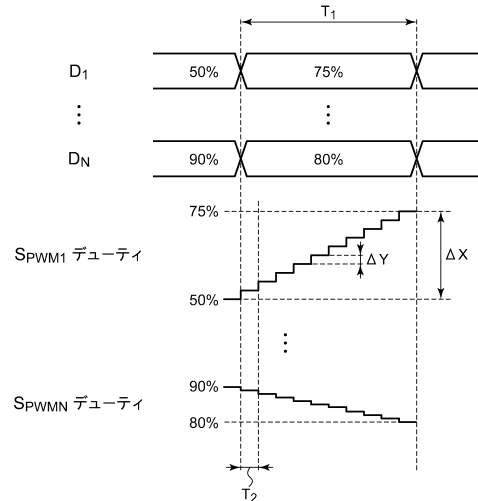
40

50

【図 2 1】



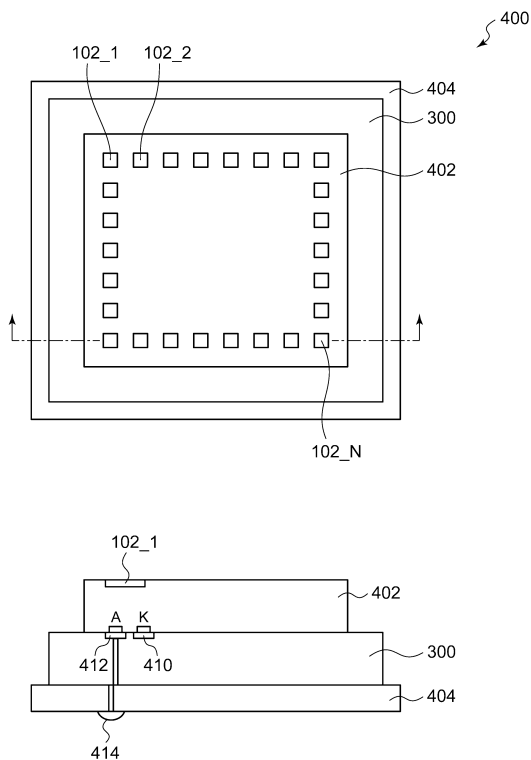
【図 2 2】



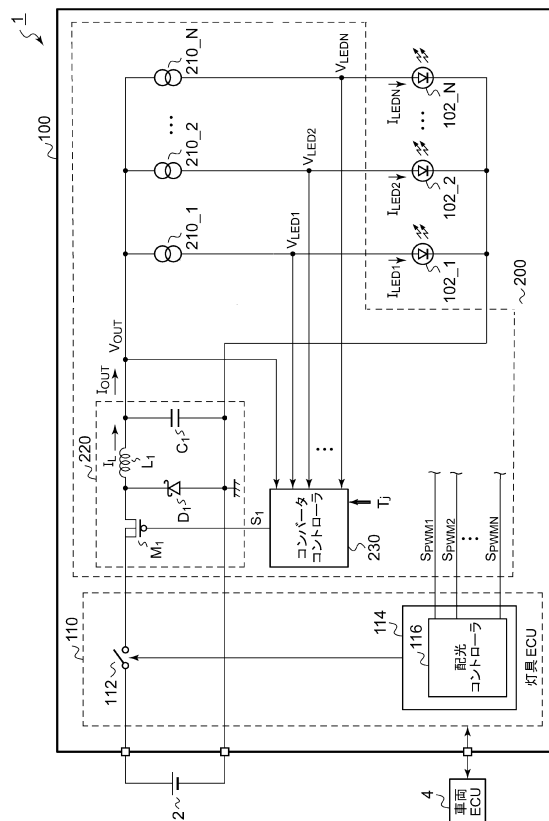
10

20

【図 2 3】



【図 2 4】

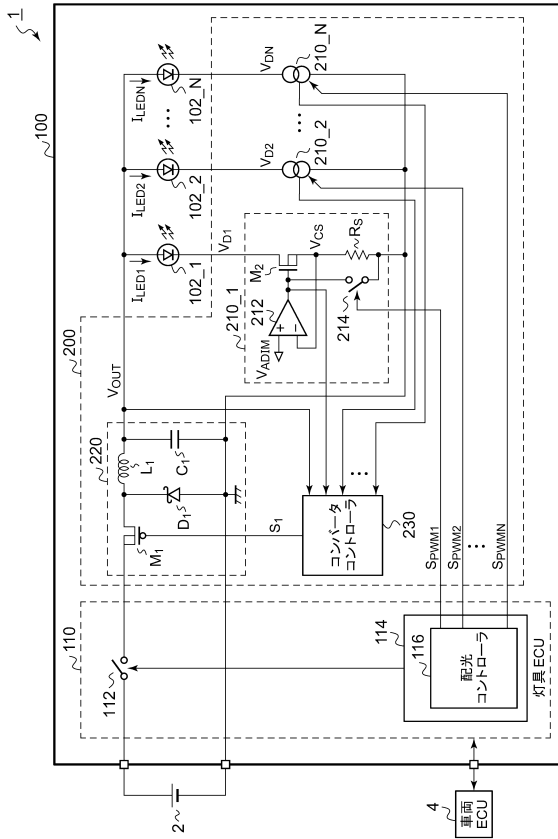


30

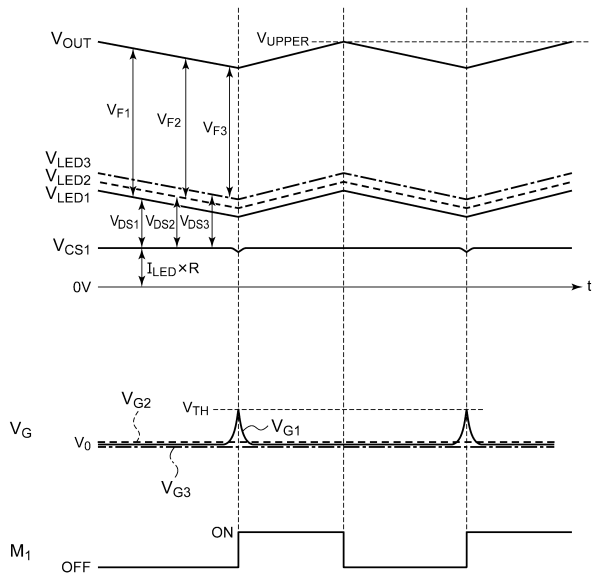
40

50

【図 2 5】



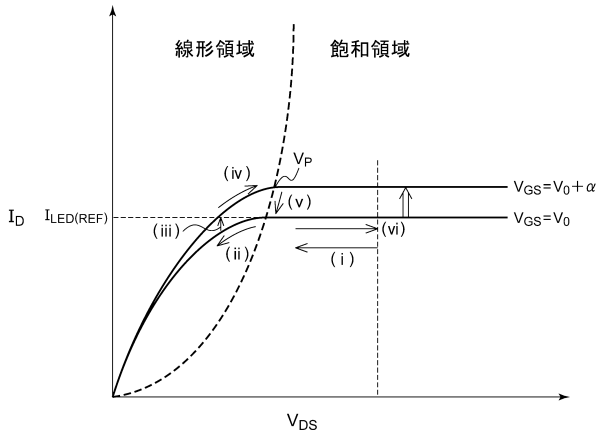
【図 2 6】



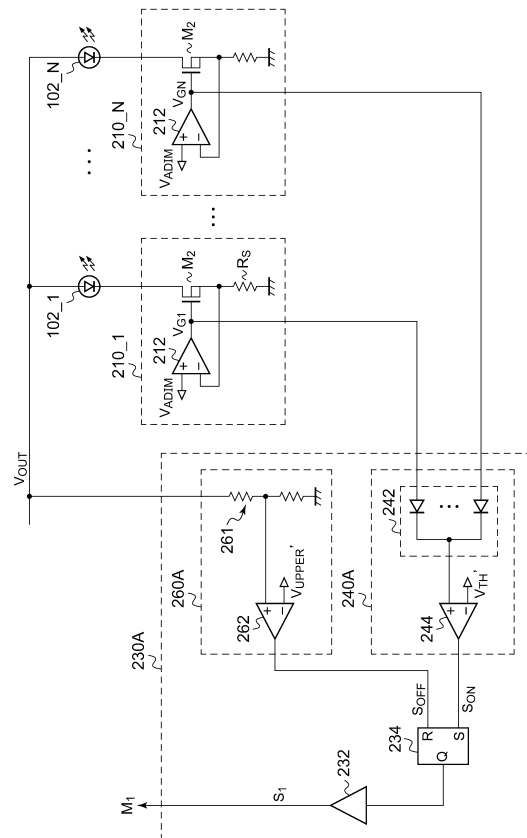
10

20

【図 2 7】



【図 2 8】

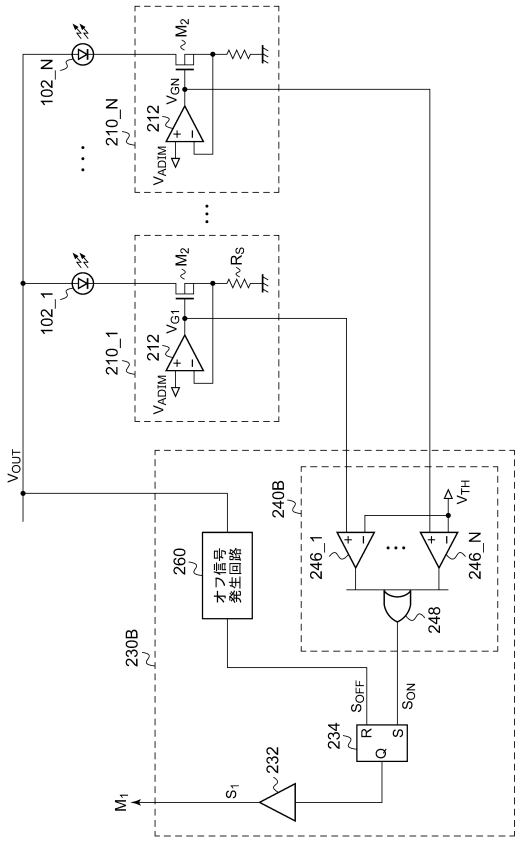


30

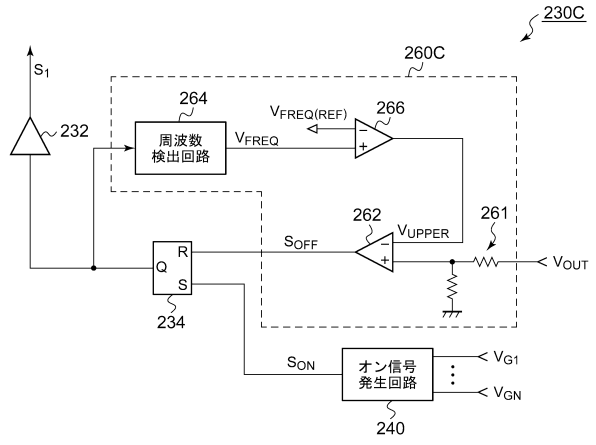
40

50

【図 29】



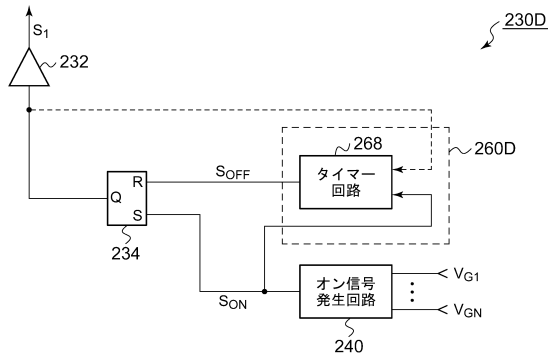
【図 30】



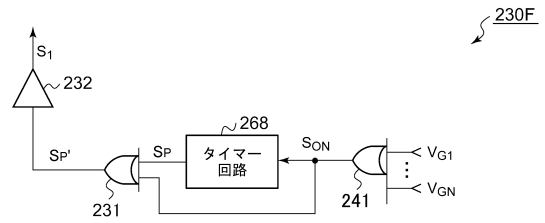
10

20

【図 31】



【図 32】

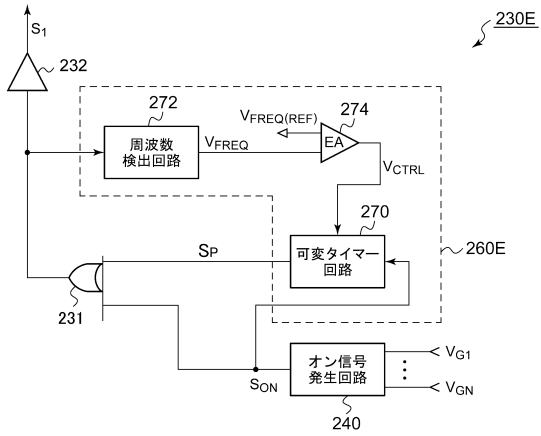


30

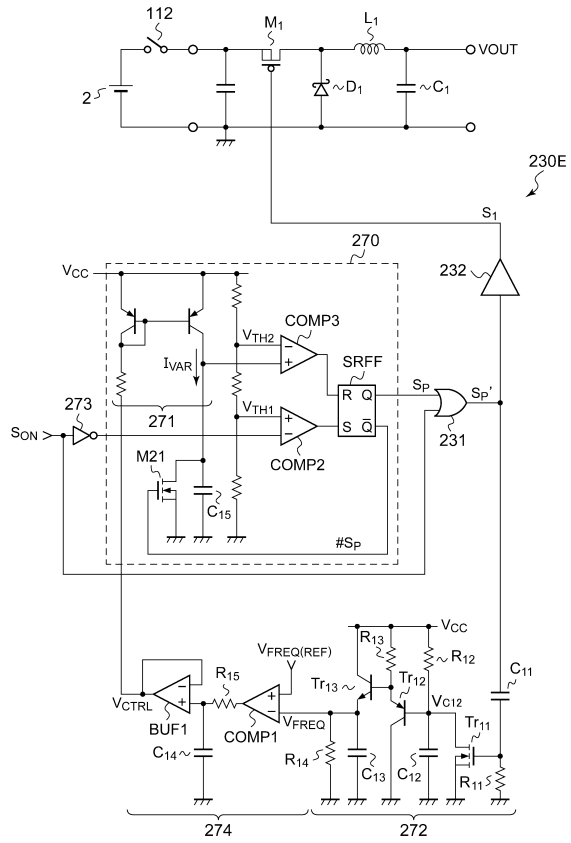
40

50

【図 3 3】



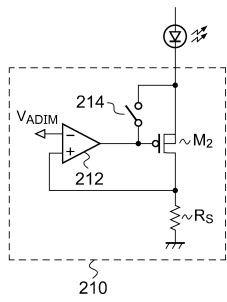
【図 3 4】



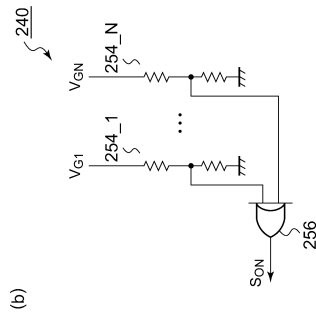
10

20

【図 3 5】

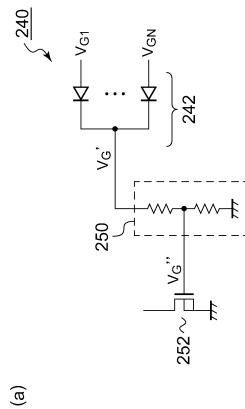


【図 3 6】

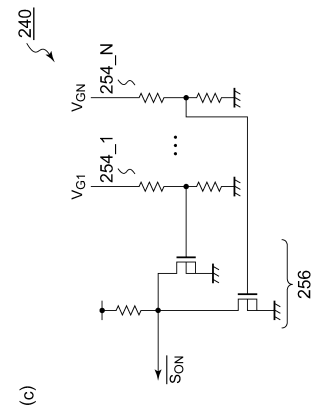


30

(b)



(a)

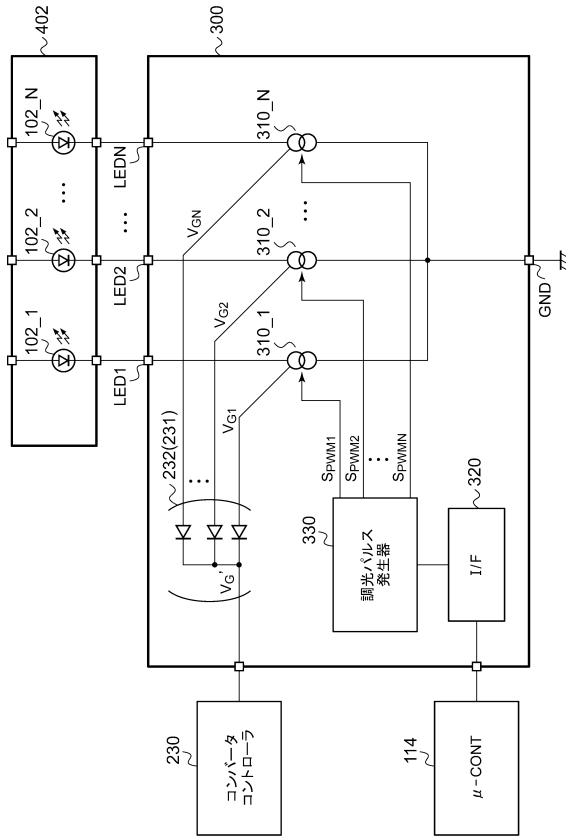


(c)

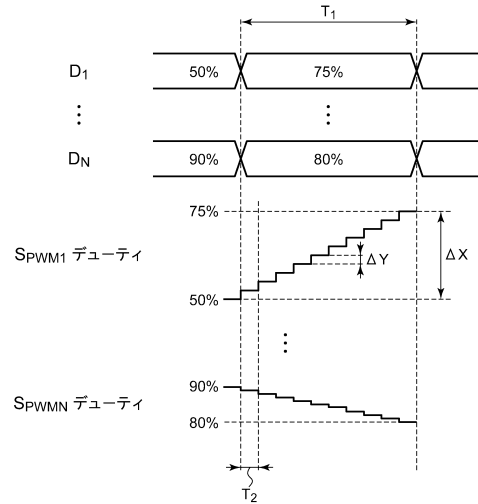
40

50

【図 37】



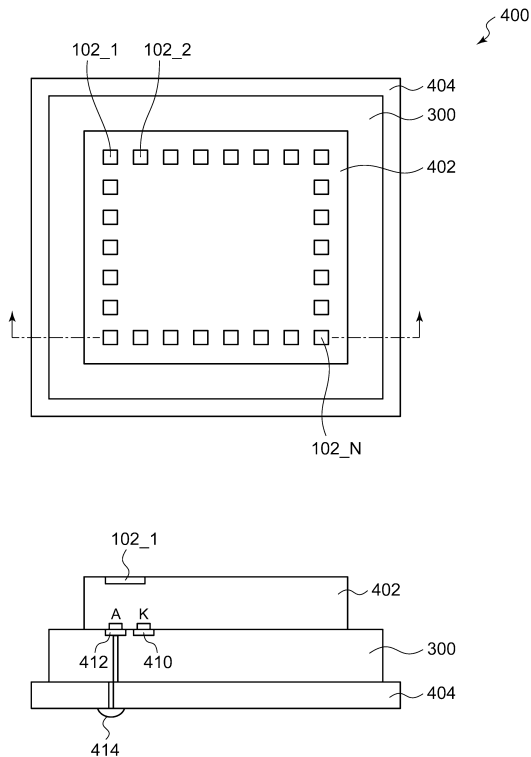
【図 38】



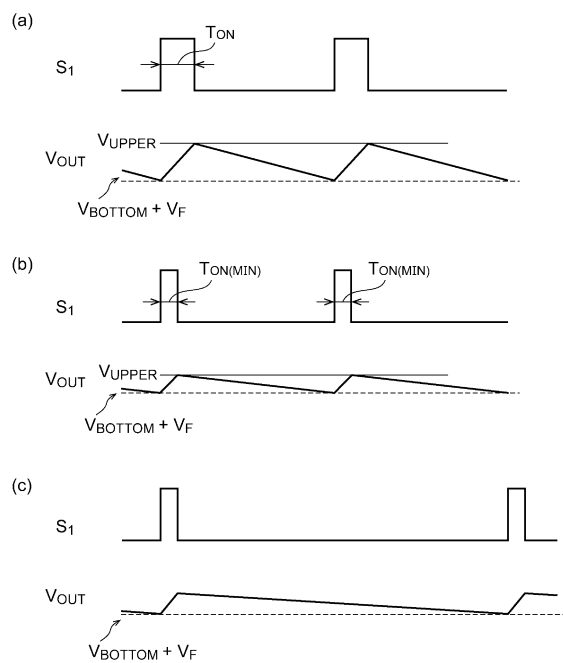
10

20

【図 39】



【図 40】

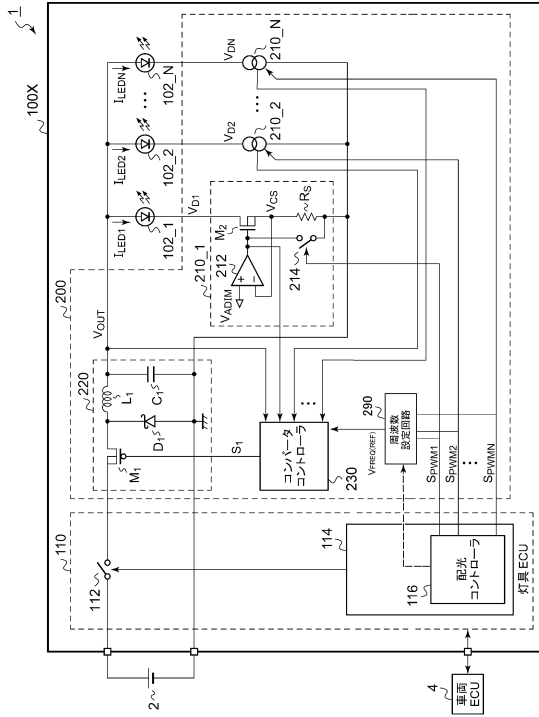


30

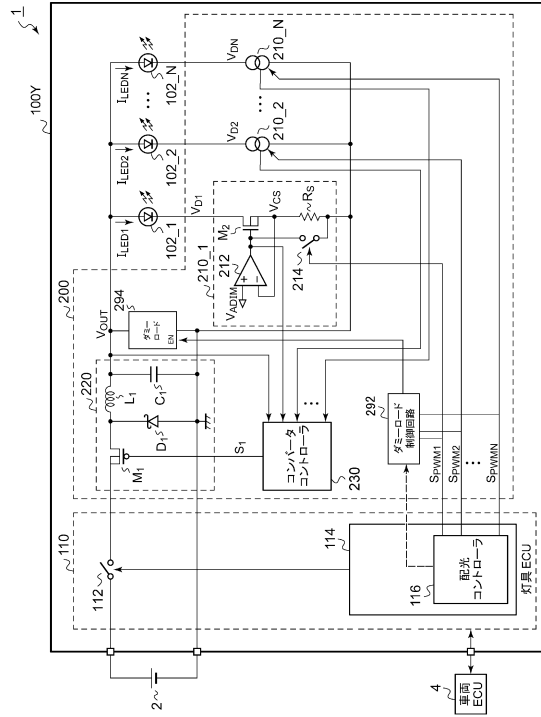
40

50

【図 4 1】



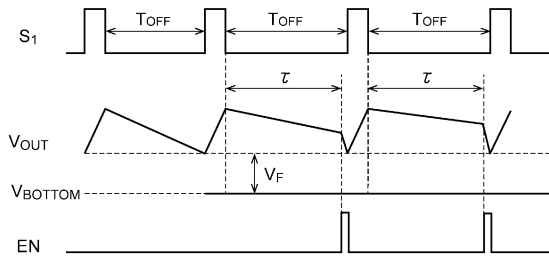
【図 4 2】



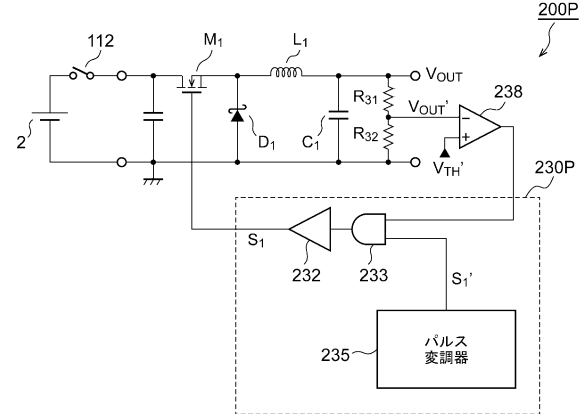
10

20

【図 4 3】



【図 4 4】

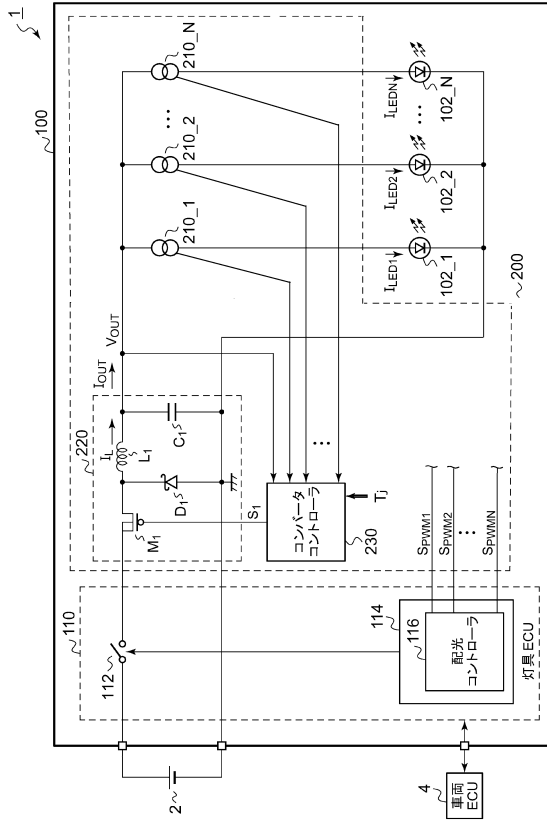


30

40

50

【 4 5 】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

日本国(JP)

(31)優先権主張番号 特願2018-100800(P2018-100800)

(32)優先日 平成30年5月25日(2018.5.25)

(33)優先権主張国・地域又は機関

日本国(JP)

(31)優先権主張番号 特願2018-100801(P2018-100801)

(32)優先日 平成30年5月25日(2018.5.25)

(33)優先権主張国・地域又は機関

日本国(JP)

(72)発明者 菊池 賢

静岡県静岡市清水区北脇5 0 0 番地 株式会社小糸製作所静岡工場内

(72)発明者 川端 直樹

静岡県静岡市清水区北脇5 0 0 番地 株式会社小糸製作所静岡工場内

(72)発明者 高橋 紀人

静岡県静岡市清水区北脇5 0 0 番地 株式会社小糸製作所静岡工場内

合議体

審判長 一ノ瀬 覚

審判官 横溝 顕範

審判官 高橋 学

(56)参考文献 特開2010-177531(JP, A)

特開2014-103002(JP, A)

特開2016-29665(JP, A)

特開2011-253773(JP, A)

特開2012-205360(JP, A)

特開2008-304694(JP, A)

特開2012-160436(JP, A)

(58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)

H05B45/00

H05B47/00