

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2020-77636
(P2020-77636A)

(43) 公開日 令和2年5月21日(2020.5.21)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード(参考)
H05B 45/00 (2020.01)	H05B 37/02 J	3K273
H05B 47/00 (2020.01)	H05B 37/02 L	

審査請求 有 請求項の数 13 O L 外国語出願 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2019-199995 (P2019-199995)	(71) 出願人	511268432 台達電子企業管理(上海)有限公司 中華人民共和国、上海市浦東新區華東路1 675號1幢1層、7-8層 郵編201 209
(22) 出願日	令和1年11月1日(2019.11.1)	(74) 代理人	110001139 S K特許業務法人
(31) 優先権主張番号	201811325721.4	(74) 代理人	100130328 弁理士 奥野 彰彦
(32) 優先日	平成30年11月8日(2018.11.8)	(74) 代理人	100130672 弁理士 伊藤 寛之
(33) 優先権主張国・地域又は機関	中国(CN)	(72) 発明者	傅小平 中華人民共和国、上海市浦東新區華東路1 675號1幢1層、7-8層 郵編2 01209

最終頁に続く

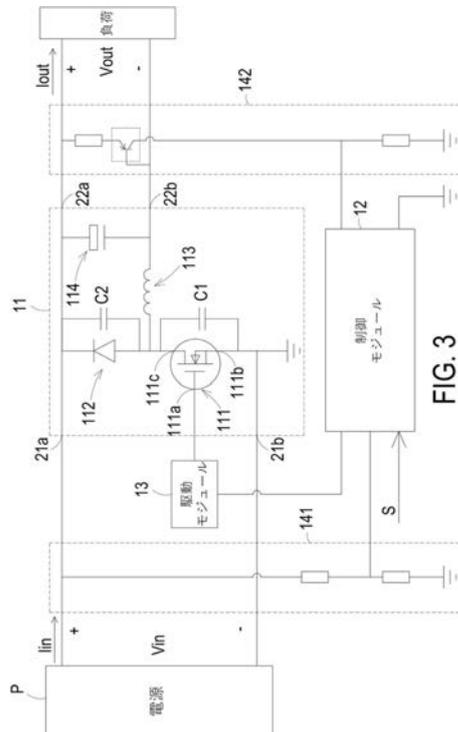
(54) 【発明の名称】 調光回路及び調光制御方法

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 DC / DC コンバータ出力電流の精度を向上する調光回路及び調光制御方法を提供する。

【解決手段】 調光回路は、DC / DC 変換ユニット 11 と制御モジュール 12 とを備える。制御モジュールは、スイッチング周期基準を提供し、入力電圧と出力電圧とをサンプリングする。制御モジュールは、入力電圧、出力電圧、及び基準電流信号に応じて、ターンオン時間を算出する。制御モジュールは、周期的に変化する変動周期信号を生成する。変動周期信号は、スイッチング周期基準又はターンオン時間と組み合わせられる。その結果、スイッチング周期基準、ターンオン時間、及び変動周期信号によって、周期的に変化するパルス幅変調信号が生成される。スイッチング周期は周期的に変化するため、出力電流の平均は理想値に近くなる。

【選択図】 図 3



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

調光回路のための調光制御方法であって、

前記調光回路は DC / DC コンバータユニットを備え、

前記 DC / DC コンバータユニットは、入力電圧を受け、負荷に出力電圧を供給し、

前記調光制御方法は、

スイッチング周期基準を提供する工程、

前記入力電圧及び前記出力電圧をサンプリングして、前記入力電圧、前記出力電圧、及び基準電流信号に応じてターンオン時間を算出する工程、

周期的に変化する変動周期信号を提供する工程、

前記スイッチング周期基準、前記ターンオン時間及び前記変動周期信号に応じて、パルス幅変調信号を生成する工程、及び

前記パルス幅変調信号に応じてスイッチ制御信号を生成する工程を含み、

前記スイッチ制御信号は複数のスイッチング周期を有し、

各複数のスイッチング周期はターンオン時間及びターンオフ時間を有する、方法

。

10

【請求項 2】

請求項 1 に記載の調光制御方法であって、周期的に変化する前記複数のスイッチング周期を制御するために、前記変動周期信号が、前記スイッチング周期基準と組み合わせられる、方法。

20

【請求項 3】

請求項 1 に記載の調光制御方法であって、周期的に変化する前記複数のスイッチング周期を制御するために、前記変動周期信号が、前記ターンオン時間と組み合わせられる、方法

。

【請求項 4】

請求項 1 に記載の調光制御方法であって、前記 DC / DC コンバータユニットは、ダイオードと、インダクタとを備え、

前記ダイオードと、前記インダクタは、電源スイッチに電氣的に接続され、

前記電源スイッチがオフにされ、かつ、前記ダイオードがオフにされたとき、前記電源スイッチの第一の寄生容量は、前記インダクタで発振し、前記ダイオードの第二の寄生容量は前記インダクタで発振し、

30

前記インダクタと前記第一の寄生容量と前記第二の寄生容量との間で生じる前記発振は、発振周期を有し、前記発振周期は以下の式で表され、

L は前記インダクタのインダクタンスであり、C は前記第一の寄生容量と前記第二の寄生容量との合計容量であり、T_c は前記発振周期である、方法。

【数 1】

$$T_c = 2\pi\sqrt{LC}$$

【請求項 5】

請求項 4 に記載の調光制御方法であって、前記変動周期信号に応じて、最小スイッチング周期は、(T_s - T_c / 2) に等しく、最大スイッチング周期は、(T_s + T_c / 2) に等しく、T_s は、前記スイッチング周期基準である、方法。

40

【請求項 6】

請求項 5 に記載の調光制御方法であって、前記変動周期信号の変動のトレンドは、周期的な三角波形である、方法。

【請求項 7】

請求項 6 に記載の調光制御方法であって、各スイッチング周期は、その前のスイッチング周期に対して、設定変動の分だけ変化し、前記設定変動は T_c / n であり、n は 2 以上の整数である、方法。

【請求項 8】

50

請求項 5 に記載の調光制御方法であって、前記変動周期信号の変動のトレンドは、周期的な正弦波形である、方法。

【請求項 9】

請求項 1 に記載の調光制御方法であって、調光信号を受信し、前記調光信号に応じて、前記基準電流信号を生成する工程を更に含む、方法。

【請求項 10】

調光回路であって、

DC / DC コンバータユニットを備え、

前記 DC / DC コンバータユニットは、入力電圧を受け、負荷に出力電圧を供給し、

前記 DC / DC コンバータユニットは、少なくとも 1 つの電源スイッチを備え、

前記電源スイッチは、スイッチ制御信号に従って制御され、

前記スイッチ制御信号は、周期的に変化する複数のスイッチング周期を含む、

調光回路。

【請求項 11】

請求項 10 に記載の調光回路であって、各複数のスイッチング周期は、ターンオン時間及びターンオフ時間を含み、前記ターンオン時間が周期的に変化するか、又は前記ターンオフ時間が周期的に変化する、調光回路。

【請求項 12】

請求項 11 に記載の調光回路であって、前記スイッチング周期の変動のトレンドは、周期的な三角波形である、調光回路。

【請求項 13】

請求項 12 に記載の調光回路であって、各スイッチング周期は、その前のスイッチング周期に対して設定変動の分だけ変化し、前記設定変動は T_c / n に等しく、 L はインダクタのインダクタンスであり、 C は寄生容量の合計容量であり、 T_c は、発振周期であり、以下の式で表される、調光回路。

【数 2】

$$T_c = 2\pi\sqrt{LC}$$

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、調光回路及び調光制御方法に関し、特に出力電流の精度を向上するための調光回路及び調光制御方法に関する。

【背景技術】

【0002】

LED 等の照明技術は、省エネと環境保護に向けて発展している。一般に、LED の輝度は駆動電流に比例する。そのため、LED を駆動するための調光回路は、LED の安全性を確保し、消費者が要求する輝度と精度を実現するために、安定した駆動電流を提供する必要がある。したがって、調光回路は、安定した駆動電流を LED に出力することが重要である。

【0003】

図 1 は、従来の調光回路を示す模式的な回路図である。調光回路 1' は、LED デバイス等の負荷の駆動に用いられる。調光回路 1' は、制御回路 101' を備える。制御回路 101' は、電源スイッチ 102' を流れ、サンプリング抵抗 103' を流れる電流を検出する。さらに、制御回路 101' は、抵抗 103' によってサンプリングされた電流に応じて、電源スイッチ 102' のオン/オフ状態を制御する。しかしながら、制御回路 101' は負荷の電流に応じて電源スイッチ 102' の動作を直接制御するものではないため、負荷電流の精度が低下する結果となる。さらに、サンプリング抵抗 103' を流れる電流は、電力の損失を増加させる結果となる。

【0004】

10

20

30

40

50

さらに、電源スイッチ102'及びダイオードは寄生容量を有する。電源スイッチ102'の寄生容量とダイオードの寄生容量は、出力インダクタ104'と共に発振する場合がある。発振によって、出力インダクタ104'を流れる電流と、負荷を流れる電流とに乱れがもたらされる。言い換えると、調光回路1'の出力電流と、事前に設定された理想出力電流との間に誤差が生じ、負荷の精度が低下する結果となる。

【0005】

したがって、従来の技術の欠点を克服するために、改善された調光回路、及び改善された調光制御方法を提供する必要がある。

【発明の概要】

【0006】

本発明の目的は、出力電流の精度を向上するための、調光回路及び調光制御方法を提供することである。

【0007】

本発明の一態様によれば、調光回路のための調光制御方法が提供される。調光回路は、DC/DCコンバータユニットを備える。DC/DCコンバータユニットは、入力電圧を受け、負荷に出力電圧を供給する。また、DC/DCコンバータユニットの出力電流は、スイッチ制御信号に応じて調整される。スイッチ制御信号は、複数のスイッチング周期を有する。各複数のスイッチング周期は、ターンオン時間及びターンオフ時間を有する。ここで、調光制御方法は、次の工程を含む。はじめに、スイッチング周期基準が提供される。次に、入力電圧と、出力電圧とがサンプリングされ、入力電圧、出力電圧、及び基準電流信号に応じて、ターンオン時間が算出される。次に、周期的に変化する変動周期信号が提供される。次に、スイッチング周期基準、ターンオン時間、及び変動周期信号に応じて、パルス幅変調信号が生成される。次に、パルス幅変調信号に応じて、スイッチ制御信号が生成され、それにより、DC/DCコンバータユニットの電源スイッチが制御される。

【0008】

本発明の他の態様によれば、調光回路が供給される。調光回路は、DC/DCコンバータユニット、制御モジュール、及び駆動モジュールを備える。DC/DCコンバータユニットは、入力電圧を受け、負荷に出力電圧を供給する。DC/DCコンバータユニットは、少なくとも1つの電源スイッチを含む。電源スイッチは、スイッチ制御信号に応じて制御される。スイッチ制御信号は、複数のスイッチング周期を含む。各複数のスイッチング周期は、ターンオン時間と、ターンオフ時間とを含む。制御モジュールは、入力電圧と、出力電圧とをサンプリングし、演算ユニットと、パルス幅変調ユニットとを備える。演算ユニットは、スイッチング周期基準を提供する。演算ユニットは、入力電圧、出力電圧、及び基準電流信号に応じて、ターンオン時間を生成する。演算ユニットは、周期的に変化する変動周期信号を生成する。パルス幅変調ユニットは、スイッチング周期基準、ターンオン時間、及び変動周期信号に応じて、パルス幅変調信号を生成する。駆動モジュールは、制御モジュールと、電源スイッチとに電氣的に接続され、パルス幅変調信号に応じてスイッチ制御信号を生成する。

【0009】

本発明の他の態様によれば、調光回路が提供される。調光回路は、DC/DCコンバータユニット、制御モジュール、及び駆動モジュールを備える。DC/DCコンバータユニットは入力電圧を受け、負荷に出力電圧を供給する。DC/DCコンバータユニットは、少なくとも1つの電源スイッチを備える。電源スイッチは、スイッチ制御信号に従って制御される。DC/DCコンバータユニットの出力電流は、スイッチ制御信号に応じて調整される。スイッチ制御信号は、周期的に変化する複数のスイッチング周期を含む。

【図面の簡単な説明】

【0010】

本発明の上記の内容は、以下の詳細な説明及び添付図面をレビューすることによって、当業者にとって、より容易に明らかになるであろう。

【図1】図1は、従来の調光回路を示す模式的な回路図である。

10

20

30

40

50

【図 2】図 2 は、本発明の実施形態に係る調光回路を示す模式的なブロック図である。

【図 3】図 3 は、本発明の実施形態に係る調光回路の模式的な回路図である。

【図 4】図 4 は、図 2 の調光回路の DC / DC コンバータユニットを示す模式的な回路図である。

【図 5 A】図 5 A は、電源スイッチがオン状態のときの図 2 の調光回路の DC / DC コンバータユニットを示す模式的な回路図である。

【図 5 B】図 5 B は、電源スイッチがオフ状態のときの、図 2 の調光回路の DC / DC コンバータユニットを示す模式的な回路図である。

【図 6】図 6 は、図 2 の調光回路によって処理された関連する電圧及び電流を示す模式的なタイミング波形図であり、ここで変動周期信号は、スイッチング周期基準に組み合わせられる。

10

【図 7 A】図 7 A は、図 2 の調光回路の電圧及び電流の波形のグラフであり、ここで電源スイッチがオンのとき、インダクタを流れる電流は 0 より大きい。

【図 7 B】図 7 B は、図 2 の調光回路の電圧及び電流の波形のグラフであり、ここで電源スイッチがオンのとき、インダクタを流れる電流は 0 より小さい。

【図 8 A】図 8 A は、本発明の第一の実施形態に係るスイッチ制御信号の複数のスイッチング周期を示す模式的なタイミング波形図である。

【図 8 B】図 8 B は、本発明の第二の実施形態に係るスイッチ制御信号の複数のスイッチング周期を示す模式的なタイミング波形図である。

【図 9】図 9 は、図 2 の調光回路によって処理された関連する電圧及び電流を示す模式的なタイミング波形図であり、ここで変動周期信号はターンオン時間に組み合わせられる。

20

【図 10】図 10 は、図 2 の調光回路のための調光制御方法を示すフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0011】

本発明を以下の実施形態を参照してより具体的に説明する。以下の本発明の好ましい実施形態の説明は、例示及び説明のみを目的として本明細書に公開されることに留意されたい。網羅的であること又は開示された正確な形態に限定されることは意図されていない。

【0012】

図 2 は本発明の実施形態に係る調光回路を示す模式的なブロック図である。図 3 は本発明の実施形態に係る調光回路の模式的な回路図である。図 2 及び 3 に示されるように、調光回路 1 は、DC / DC コンバータユニット 11、制御モジュール 12 及び駆動モジュール 13 を含む。

30

【0013】

DC / DC コンバータユニット 11 の例は、バックコンバータ、ブーストコンバータ、バック - ブーストコンバータ又はフライバックコンバータを含むが、これらに限定されない。DC / DC コンバータユニット 11 は、入力側、出力側及び電源スイッチ 111 を有する。DC / DC コンバータユニット 11 の入力側は、正の入力端子 21a 及び負の入力端子 21b を有する。DC / DC コンバータユニット 11 の出力側は、正の出力端子 22a 及び負の出力端子 22b を有する。DC / DC コンバータユニット 11 の入力側は、入力電圧 V_{in} を受けるために電源 P に電氣的に接続されている。電源スイッチ 111 は交互にオン、オフされる。その結果、入力電圧 V_{in} は、DC / DC コンバータユニット 11 により、出力電圧 V_{out} に変換される。出力電圧 V_{out} が、負荷 L に供給される。例えば、負荷 L は LED デバイスである。DC / DC コンバータユニット 11 の電源スイッチ 111 は、スイッチ制御信号を受信する。電源スイッチ 111 は、スイッチ制御信号に従って、選択的にオンにされ、又はオフにされる。スイッチ制御信号は、複数のスイッチング周期を有する。各スイッチング周期は、ターンオン時間とターンオフ時間とを有する。ターンオン時間の間、電源スイッチ 111 はオンにされる。ターンオフ時間の間、電源スイッチ 111 はオフにされる。電源スイッチ 111 の動作は、スイッチ制御信号に従って制御されるため、DC / DC コンバータユニット 11 からの出力電流 I_{out} は、それ

40

50

に応じて調整される。

【 0 0 1 4 】

制御モジュール 1 2 は、演算ユニット 1 2 2 と、パルス幅変調 (P W M) ユニット 1 2 3 とを含む。スイッチ制御信号のスイッチング周期基準 T_s は、演算ユニット 1 2 2 に記憶される。さらに、制御モジュール 1 2 は、入力電圧 V_{i_n} 及び出力電圧 $V_{o_u_t}$ をサンプリングする。また、入力電圧 V_{i_n} 、出力電圧 $V_{o_u_t}$ 、及び演算ユニット 1 2 2 内の基準電流信号によって、スイッチ制御信号のスイッチング周期のターンオン時間 T_{o_n} が算出される。また、演算ユニット 1 2 2 は、周期的に変化する変動周期信号を記憶する。P W M ユニット 1 2 3 は、スイッチング周期基準 T_s 、ターンオン時間 T_{o_n} 、及び変動周期信号に応じて、P W M 信号を生成する。ここで、制御モジュール 1 2 は、例えば、M C U、D S P 等のデジタルプロセッサとできる。

10

【 0 0 1 5 】

調光回路 1 は、入力電圧検出器 1 4 1 及び出力電圧検出器 1 4 2 をさらに備える。入力電圧検出器 1 4 1 は、D C / D C コンバータユニット 1 1 の入力側と電氣的に接続されている。入力電圧検出器 1 4 1 は、入力電圧 V_{i_n} をサンプリングし、入力電圧 V_{i_n} のサンプリング結果に応じて、演算ユニット 1 2 2 へ送信するために用いられる。出力電圧検出器 1 4 2 は、D C / D C コンバータユニット 1 1 の出力側と電氣的に接続されている。出力電圧検出器 1 4 2 は、出力電圧 $V_{o_u_t}$ をサンプリングし、出力電圧 $V_{o_u_t}$ のサンプリング結果に応じて、演算ユニット 1 2 2 へ送信するために用いられる。

20

【 0 0 1 6 】

駆動モジュール 1 3 は、制御モジュール 1 2 の P W M ユニット 1 2 3 と、D C / D C コンバータユニット 1 1 の電源スイッチ 1 1 1 とに電氣的に接続されている。駆動モジュール 1 3 は、P W M ユニット 1 2 3 から P W M 信号を受信し、P W M 信号に従って、D C / D C コンバータユニット 1 1 の電源スイッチ 1 1 1 に対するスイッチ制御信号を生成する。制御スイッチ信号に従って、電源スイッチ 1 1 1 の動作が制御される。

【 0 0 1 7 】

図 4 は、図 2 の調光回路の D C / D C コンバータユニットを示す模式的な回路図である。図 4 に示されるように、D C / D C コンバータユニット 1 1 は、ダイオード 1 1 2、インダクタ 1 1 3、及びコンデンサ 1 1 4 をさらに備える。電源スイッチ 1 1 1 は、第一の端子 1 1 1 a、第二の端子 1 1 1 b 及び第三の端子 1 1 1 c を備える。電源スイッチ 1 1 1 の第一の端子 1 1 1 a は、駆動モジュール 1 3 と電氣的に接続され、駆動モジュール 1 3 からスイッチ制御信号を受信する。電源スイッチ 1 1 1 の第二の端子 1 1 1 b は、接地端子と電氣的に接続されている。電源スイッチ 1 1 1 の第三の端子 1 1 1 c は、ダイオード 1 1 2 のアノードとインダクタ 1 1 3 の第一の端子に電氣的に接続されている。ダイオード 1 1 2 のカソードは、正の入力端子 2 1 a と、コンデンサ 1 1 4 の第一の端子と、正の入力端子 2 2 a とに電氣的に接続されている。インダクタ 1 1 3 の第二の端子は、コンデンサ 1 1 4 の第二の端子と、負の出力端子 2 2 b とに電氣的に接続されている。インダクタ 1 1 3 と負荷 L は互いに直列に接続されているため、インダクタ 1 1 3 を流れる平均電流と負荷 L を流れる平均電流は等しい。駆動モジュール 1 3 からのスイッチ制御信号に従い、D C / D C コンバータユニット 1 1 の電源スイッチ 1 1 1 は、交互にオン、オフされる。その結果、出力電流 $I_{o_u_t}$ はそれに応じて調整される。

30

40

【 0 0 1 8 】

D C / D C コンバータユニット 1 1 の動作を、図 4、5 A、5 B、及び 6 を参照して説明する。図 5 A は、電源スイッチがオン状態のときの、図 2 の調光回路の D C / D C コンバータユニットを示す模式的な回路図である。図 5 B は、電源スイッチがオフの状態のときの、図 2 の調光回路の D C / D C コンバータユニットを示す模式的な回路図である。図 6 は、図 2 の調光回路によって処理される、関連する電圧と電流を示す模式的な波形タイミング図であり、この図では、変動周期信号がスイッチング周期基準に組み合わせられている。

【 0 0 1 9 】

50

DC/DCコンバータユニット11の電源スイッチ111が、駆動モジュール13からのスイッチ制御信号に従ってオン状態のとき、電源スイッチ111の第一の端子111aと、電源スイッチ111の第二の端子111bとの間の電圧は、 V_{gs} である。一方、電源スイッチ111がオンにされると、ダイオード112はオフにされる。DC/DCコンバータユニット11が受け取った入力電流 I_{in} は、コンデンサ114、インダクタ113、及び電源スイッチ111を、順に流れる。その結果、コンデンサ114は、入力電流 I_{in} によってチャージされる。電源スイッチ111のターンオン時間においては、インダクタ113を流れる電流 I_L が徐々に増加する。図6に示されるように、時点 t_0 と時点 t_1 の間の時間間隔がターンオン時間 T_{on} である。また、インダクタ113を流れる電流は、次の式で表すことができる。

【0020】

【数1】

$$I_{peak} - I_{min} = (V_{in} - V_{out}) \times T_{on} / L \quad (1)$$

【0021】

上記の式において、 I_{peak} は、電源スイッチ111のオン状態終了時に、インダクタ113を流れる電流であり、 I_{min} は電源スイッチ111のオン状態が開始されたときにインダクタ113を流れる電流であり、 L はインダクタ113のインダクタンスである。

【0022】

ターンオン時間 T_{on} の後、DC/DCコンバータユニット11の電源スイッチ111は、駆動モジュール13からのスイッチ制御信号に従ってオフ状態になる。すなわち、電源スイッチ111の第一の端子111aと電源スイッチ111の第二の端子111bとの間の電圧は、0以下である。図5Bに示されるように、電源スイッチ111はオフにされる。インダクタ113の電流は、急激な変化をすることができないため、逆誘導電位が検知される。その間、ダイオード112は導通しており、インダクタ113を流れる電流 I_L は線形的に減少する。図6に示すように、DC/DCコンバータユニット11が連続電流モード(CCM)で動作しているとき、時点 t_1 と時点 t_2 の間の時間間隔は、ターンオフ時間 T_{off} である。また、インダクタ113を流れる電流は、次の式で表すことができる。

【0023】

【数2】

$$I_{L_Toff} = I_{peak} - V_{out} \times T_{off} / L \quad (2)$$

【0024】

上記の式において、 I_{peak} は、電源スイッチ111のオン状態の終了時にインダクタ113を流れる電流であり、 L はインダクタ113のインダクタンスであり、 I_{L_Toff} は、電源スイッチ111のオフ状態の終了時に、インダクタ113を流れる電流であり、 T_{off} は、電源スイッチ111のオフ状態の継続時間である。DC/DCコンバータユニット11が連続電流モードで動作しているとき、 I_{min} は I_{L_Toff} に等しい。

【0025】

しかしながら、DC/DCコンバータユニット11が非連続電流モード(DCM)であり、かつ、電源スイッチ111のオフ状態の終了時に、インダクタ113を流れる電流は減少して0になる。次のスイッチング周期で、電源スイッチ111は再びオンになる。すなわち、 $I_{L_Toff} = I_{min} = 0$ であり、 T'_{off} は、電源スイッチ111をオフにした時点から、インダクタ113を流れる電流が0になる時点までの時間である。式(1)及び(2)に従い、以下の式が導かれる。

【0026】

10

20

30

40

【数3】

$$I_{peak} - 0 = (V_{in} - V_{out}) \times T_{on} / L \quad (3)$$

【0027】

【数4】

$$0 = I_{peak} - V_{out} \times T'_{off} / L \quad (4)$$

【0028】

時間内にインダクタ113に流れる電流 I_L の平均は、次の式で算出される。

【0029】

【数5】

$$I_{L_avg} = \frac{I_{peak}}{2} \times \frac{T_{on} + T'_{off}}{T_s} \quad (5)$$

【0030】

上記の式で、 I_{L_avg} はスイッチング周期でインダクタ113を流れる電流 I_L の平均、 T_s は電源スイッチ111のスイッチング周期(すなわち、 $t_0 \sim t_3$)であり、 T_s は電源スイッチ111のターンオン時間(すなわち、 $t_0 \sim t_1$)と、電源スイッチ111のターンオフ時間(例えば、 $t_1 \sim t_3$)とを含む。時点 t_2 では、インダクタ113を流れる電流は0である。電源スイッチ111のターンオフ時間(例： $t_1 \sim t_3$)は、時点 t_1 と時点 t_2 の時間間隔に、不連続期間(すなわち、 $t_2 \sim t_3$)を加えたものに等しい。理想的には、電流は不連続期間中、ゼロに維持される。

【0031】

電源スイッチ111のスイッチング周波数とスイッチング周期の関係は、次の式を満たす。

【0032】

【数6】

$$T_s = 1 / f_s \quad (6)$$

【0033】

上記の式で、 f_s は電源スイッチ111のスイッチング周波数である。

【0034】

式(3)、(4)及び(6)を式(5)に代入すると、出力電流 I_{out} の理想的な大きさは以下の式によって算出される。

【0035】

【数7】

$$I_{out} = I_{L_avg} = \frac{T_{on} \times (V_{in} - V_{out})}{2L} \times \frac{T_{on} + \frac{T_{on} \times (V_{in} - V_{out})}{V_{out}}}{\frac{1}{f_s}} \quad (7)$$

【0036】

その結果、本発明の調光回路1は、入力電圧 V_{in} 及び出力電圧 V_{out} に応じて、出力電流 I_{out} を正確に算出する。

【0037】

上記のように、従来の調光回路1'は、電源スイッチ102'を流れる電流のサンプルに応じて、電流の負荷を制御する。その結果、従来の調光回路1'からの出力電流の精度が損

10

20

30

40

50

なわれる。本発明によれば、DC/DCコンバータユニット11からの出力電流 I_{out} は、入力電圧 V_{in} 及び出力電圧 V_{out} に応じて調整される。このような状況下では、負荷電流の精度が向上し、サンプリング抵抗における損失がない。

【0038】

理想的には、非連続電流モードにおいては、インダクタ113を流れる電流 I_L は減少して0になり、ダイオード112はオンにならない。その結果、出力電流 I_{out} はゼロで維持される。しかしながら、図4を参照すると、実際の状況では、電源スイッチ111には寄生容量 C_1 が含まれている可能性があり、ダイオード112には寄生容量 C_2 が含まれている可能性がある。電源スイッチ111がオフ状態であり、ダイオード112が導通していない場合、電源スイッチ111の寄生容量 C_1 はインダクタ113と共に発振し、ダイオード112の寄生容量 C_2 はインダクタ113と共に発振する可能性がある。その結果、インダクタ113を流れる電流 I_L は変動する。図6に示されるように、インダクタ113の発振は発振周期 T_c を有する。発振周期 T_c は、次の式で表すことができる。

10

【0039】

【数8】

$$T_c = 2\pi\sqrt{LC}$$

【0040】

上記の式において、 L は、インダクタ113のインダクタンス、 C は、電源スイッチ111の寄生容量 C_1 と、ダイオード112の寄生容量 C_2 との合計容量である。

20

【0041】

上記したように、電源スイッチ111が再びオンにされたとき、発振により、インダクタ113を流れる電流 I_L の初期値は0ではなくなる。この状況では、上記の式(3)から逸脱する。つまり、実際の出力電流 I_{out} は、式(6)から得られる理想的な出力電流から逸脱する。

【0042】

図7Aは、図2の調光回路に係る電圧と電流を示す模式的な波形タイミング図であり、ここで、電源スイッチをオンにしたとき、電流 I_L は0よりも大きくなっている。たとえば、電源スイッチのオン状態が開始するとき、インダクタ113を流れる電流 I_L は0よりも高い値に発振する。図7Aに示されるように、電流 I_L の大きさはゼロより高い値から徐々に増加する。その結果、出力電流 I_{out} は理想値よりも高くなる。

30

【0043】

図7Bは、図2の調光回路に関連する電圧と電流を示す、模式的なタイミング波形図であり、ここで、電源スイッチがオンになったとき、電流 I_L は0よりも低い。たとえば、インダクタ113のオン状態が開始すると、インダクタ113を流れる電流 I_L は0よりも低い値に発振する。図7Bに示されるように、電流 I_L の大きさはゼロより低い値から徐々に増加する。その結果、出力電流 I_{out} は理想値よりも低くなる。

【0044】

上記の欠点を回避するために、本発明は、変動周期信号に応じて制御スイッチ信号のスイッチング周期を調整し、電源スイッチ111の寄生容量 C_1 とインダクタ113との間の発振、及びダイオード112の寄生容量 C_2 とインダクタ113との間の発振の影響を低減する。関連する制御方法と動作原理を以下に説明する。

40

【0045】

図8A及び図2~6を参照。図8Aは、本発明の第一の実施形態に係るスイッチ制御信号の複数のスイッチング周期を示す模式的なタイミング波形図である。この実施形態において、スイッチ制御信号の各スイッチング周期は、変動周期信号に関連するPWM信号に従って制御される。演算ユニット122は、変動周期信号の周期を、発振周期 T_c に等しくなるよう設定する。変動周期信号は、周期的な三角波又は周期的な正弦波の波形のトレンドを有する。この実施形態において、スイッチ制御信号の各スイッチング周期は、変動周期信号を含むPWM信号に従って制御され、各スイッチング周期は設定変動 T ずつ、徐

50

々に変化する。いくつかの実施形態において、設定変動 T は T_c / n に等しく、 T_c は発振周期であり、 n は 2 以上の整数である。この実施形態において、変動周期信号は周期的な三角波の波形を有する。あるいは、別の実施形態では、変動周期信号は周期的な正弦波の波形を有する。他のいくつかの実施形態においては、各スイッチング周期の設定変動が異なる場合がある。変動周期信号の波形は制限されないことに留意されたい。

【0046】

変動周期信号が追加されていない場合、最初の演算信号に対応するスイッチング周期（スイッチング周期基準とも呼ばれる）の継続時間は T_s である。

【0047】

いくつかの実施形態においては、演算ユニット 122 からの変動周期信号がスイッチング周期基準に組み合わせられる。このようにして、スイッチング周期の継続時間 T_s は周期的に調整され、2 つの隣接するスイッチング周期間の変化量はすべて、 T に等しくなる。変動周期信号はスイッチング周期基準に加算されないため、入力電圧及び出力電圧に依存するターンオン時間の継続時間は変化しない。周期的に変化するスイッチング周期の継続時間は、電源スイッチ 111 の各スイッチング周期のターンオフ時間の継続時間が周期的に変化することを示す。図 8 A を参照。スイッチング周期基準の継続時間は T_s に等しい。次に、各スイッチング周期の継続時間は、設定変動 T ずつ徐々に増加する。スイッチング周期基準後の最初のスイッチング周期の継続時間は、 $T_s + T (= T_s + T_c / n)$ に等しい。スイッチング周期基準後の 2 番目のスイッチング周期の継続時間は、 $T_s + 2T (= T_s + 2T_c / n)$ に等しい。残りは、スイッチング周期の継続時間が $T_s + T_c / 2$ に達するまで（最大スイッチング周期とも呼ばれる）、類推によって推定できる。その後、各スイッチング周期の継続時間は、設定変動 T ずつ徐々に減少する。最大のスイッチング周期後の最初のスイッチング周期の継続時間は、 $T_s + T_c / 2 - T_c / n$ に等しい。最大のスイッチング周期後の 2 番目のスイッチング周期の継続時間は、 $T_s + T_c / 2 - 2T_c / n$ に等しい。残りは、スイッチング周期の継続時間が $T_s - T_c / 2$ に達するまで（最小スイッチング周期とも呼ばれる）、類推によって推定できる。その後、各スイッチング周期の継続時間は、設定変動 T ずつ徐々に増加する。 $n / 2$ のスイッチング周期の後、スイッチング周期の継続時間は T_s に達する。上記のプロセスは繰り返し行われる。その結果、スイッチ制御信号の複数のスイッチング周期の継続時間は周期的に調整される。

【0048】

変動周期信号がスイッチング周期基準に追加され、対応する PWM 信号が生成されるため、スイッチ制御信号の複数のスイッチング周期の継続時間は変動周期信号に応じて調整される。各スイッチング周期のターンオフ時間の継続時間は周期的に変化するため、出力電流 I_{out} はそれに応じて調整される。

【0049】

図 6 及び 8 A を参照。複数のスイッチング周期を有するスイッチ制御信号は、調光回路 1 に適用される。たとえば、最初のスイッチング周期では、時点 t_0 と時点 t_3 との間の時間間隔が、スイッチング周期基準 T_s である。ターンオン時間が固定されていると仮定すると、2 番目のスイッチング周期では、ターンオフ時間は最初のスイッチング周期に対して T_c / n 分増加する。3 番目のスイッチング周期では、ターンオフ時間は、2 番目のスイッチング周期に対して T_c / n 増加し、 $T_s + T_c / 2$ に等しくなる。4 番目のスイッチング周期では、ターンオフ時間は 3 番目のスイッチング周期に対して T_c / n 分減少する。次に、スイッチング周期の継続時間は、スイッチング周期が減少して $T_s - T_c / 2$ になるまで、 T_c / n の設定変動ずつ徐々に減少する。上記のプロセスは繰り返し行われる。言い換えると、各スイッチング周期のターンオフ時間の継続時間は、周期的に変化する。電源スイッチ 111 のオン状態が開始すると、異なるスイッチング周期における電流 I_L の大きさは、ゼロより大きい（すなわち、出力電流 I_{out} は理想値より大きい）か、又はゼロになる（すなわち、出力電流 I_{out} は理想値に等しい）か、又はゼロより低く（すなわち、出力電流 I_{out} は理想値より低く）なる得る。理想値よりも高い出力電

10

20

30

40

50

流 I_{out} と、理想値よりも低い出力電流 I_{out} とのバランスが取れているため、出力電流 I_{out} の平均値は長時間理想値に近くなる。また、電源スイッチ 111 の寄生容量 C_1 とインダクタ 113 との間の発振、及び、ダイオード 112 の寄生容量 C_2 とインダクタ 113 との間の発振の影響が排除されるため、出力電流 I_{out} の精度が向上する。

【0050】

図 8 B は、第二の本発明の実施形態に係るスイッチ制御信号の複数のスイッチング周期を示す模式的なタイミング波形図である。スイッチング周期基準の継続時間は T_s である。次に、各スイッチング周期の継続時間は、設定変動 T ずつ徐々に減少する。スイッチング周期基準後の最初のスイッチング周期の継続時間は、 $T_s - T (= T_s - T_c / n)$ である。スイッチング周期基準後の 2 番目のスイッチング周期の継続時間は、 $T_s - 2T (= T_s - 2T_c / n)$ である。残りは、スイッチング周期の継続時間が $T - T_c / 2$ に達するまで（最小スイッチング周期とも呼ばれる）、類推により推定できる。次に、各スイッチング周期の継続時間は、設定変動 T ずつ徐々に増加する。最小スイッチング周期後の最初のスイッチング周期の継続時間は、 $T_s - T_c / 2 + T_c / n$ に等しい。最小のスイッチング周期の後の 2 番目のスイッチング周期の継続時間は、 $T_s - T_c / 2 + 2T_c / n$ に等しい。残りは、スイッチング周期の継続時間が $T + T_c / 2$ に達するまで（最大スイッチング周期とも呼ばれる）、類推により推定できる。次に、各スイッチング周期の継続時間は、設定変動 T ずつ徐々に減少する。 $n / 2$ のスイッチング周期の後、スイッチング周期の継続時間は T_s に到達する。上記のプロセスは繰り返し行われる。その結果、スイッチ制御信号の複数のスイッチング周期の継続時間は、周期的に調整される。

【0051】

いくつかの実施形態において、演算ユニット 122 からの変動周期信号がターンオン時間に加算される。このようにして、スイッチング周期のターンオン時間の継続時間は、周期的に調整される。図 9 は、図 2 の調光回路に関連する電圧及び電流を示す模式的なタイミング波形図である。この実施形態では、変動周期信号がターンオン時間に加算され、それにより対応する PWM 信号が生成される。たとえば、時点 t_0 と時点 t_3 との間の時間間隔は、スイッチング周期基準 T_s である。時点 t_0 と時点 t_1 との間の時間間隔は、スイッチング周期基準のターンオン時間であり、変動周期信号は 0 である。次に、各スイッチング周期のターンオン時間の継続時間は、増加したターンオン時間の継続時間が $T_c / 2$ になるまで、設定変動 $T (= T_c / n)$ ずつ、徐々に増加する。その後、各スイッチング周期のターンオン時間の継続時間は、減少したターンオン時間の継続時間が $T_c / 2$ になるまで、設定変動 $T (= T_c / n)$ ずつ、徐々に減少する。上記のプロセスは繰り返し行われる。駆動モジュール 13 が PWM 信号に従ってスイッチ制御信号を生成すると、スイッチ制御信号の複数のスイッチング周期のターンオン時間の継続時間が、変動周期信号に応じて調整される。各スイッチング周期のターンオン時間の継続時間は周期的に変化するため、図 6 と同様の効果が達成される。すなわち、出力電流 I_{out} は、それに応じて調整される。また、電源スイッチ 111 の寄生容量 C_1 とインダクタ 113 との間の発振、及びダイオード 112 の寄生容量 C_2 とインダクタ 113 との間の発振の影響が排除されるため、出力電流 I_{out} の精度が向上する。図 9 の調光回路の動作は、図 6 の調光回路の動作と類似するため、ここでは重複して説明しない。

【0052】

いくつかの実施形態において、調光回路 1 の制御モジュール 12 は、調光信号 S を受信するための調光信号演算ユニット 124 をさらに含む。調光信号 S に応じて、調光信号演算ユニット 124 は基準電流信号を生成する。調光信号演算ユニット 124 は、入力電圧、出力電圧、及び基準電流信号に従って、PWM ユニット 123 に対するターンオン時間を生成する。その結果、PWM ユニット 123 は、駆動モジュール 13 に対する PWM 信号を生成する。駆動モジュール 13 は、PWM 信号に従って、対応するスイッチング周期のターンオン時間を制御する。

【0053】

図 10 は、図 2 の調光回路の調光制御方法を示すフローチャートである。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 4 】

はじめに、ステップ S 1 はスイッチング周期基準を提供する。次に、ステップ S 2 では、入力電圧と出力電圧とをサンプリングし、入力電圧、出力電圧、及び基準電流信号に応じてターンオン時間を生成する。次に、ステップ S 3 は、周期的に変化する変動周期信号を提供する。次に、ステップ S 4 は、スイッチング周期基準、ターンオン時間及び変動周期信号に応じて、パルス幅変調信号を生成する。次に、ステップ S 5 では、パルス幅変調信号に応じてスイッチ制御信号を生成し、それにより DC / DC コンバータユニットの電源スイッチが制御される。スイッチ制御信号は、複数のスイッチング周期を有する。各スイッチング周期には、ターンオン時間及びターンオフ時間が含まれる。スイッチ制御信号は、変動周期信号に従って、定期的に調整され、電源スイッチのスイッチング周期を制御する。

10

【 0 0 5 5 】

上記の説明から、本発明は調光回路を提供する。DC / DC コンバータユニットからの出力電流は、DC / DC コンバータユニットの入力電圧及び出力電圧に応じて調整される。出力電流をサンプリングする必要がないため、電力損失が減少し、調光回路の効率が向上する。さらに、変動周期信号が、スイッチング周期基準又はターンオン時間に加算された後、PWM 信号が生成され、各スイッチング周期の、ターンオフ時間又はターンオン時間の継続時間が、周期的に調整される。その結果、出力電流の平均は理想値に近くなる。さらに、寄生容量とインダクタとの間の発振の影響が排除されるため、出力電流の精度が向上する。

20

【 0 0 5 6 】

現在最も実用的かつ好ましい実施形態であると考えられるものに関して本発明を説明したが、本発明は開示された実施形態に限定される必要はないことを理解されたい。対照的に、添付の特許請求の範囲の趣旨及び範囲内に含まれる様々な変形及び類似の配置を含み、そのような変形及び類似の構造をすべて包含するように最も広い解釈が与えられるものとする。

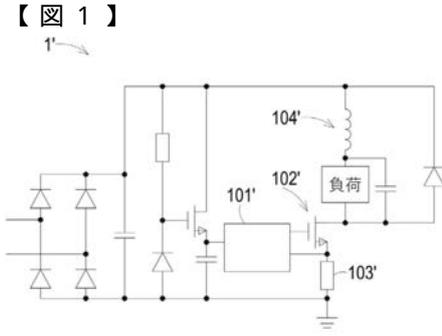
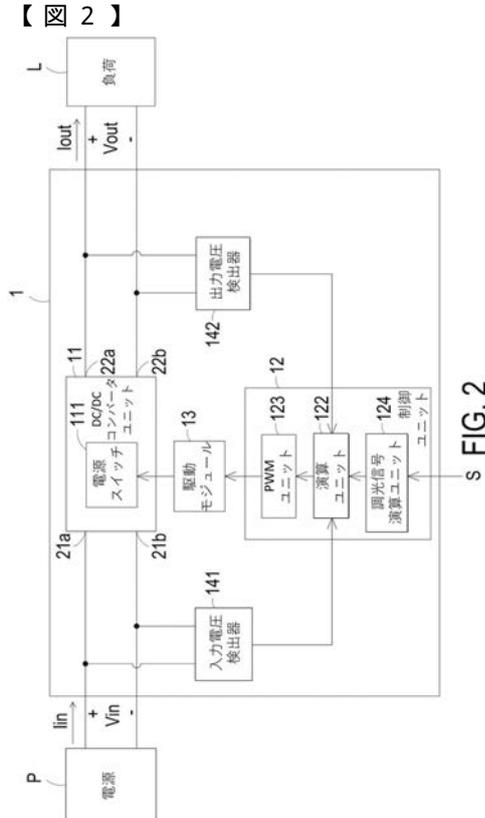


FIG. 1 先行技術



s FIG. 2

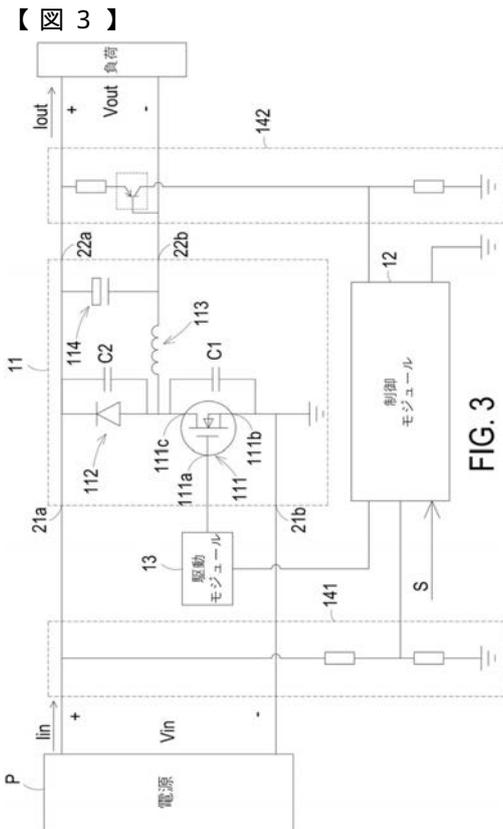


FIG. 3

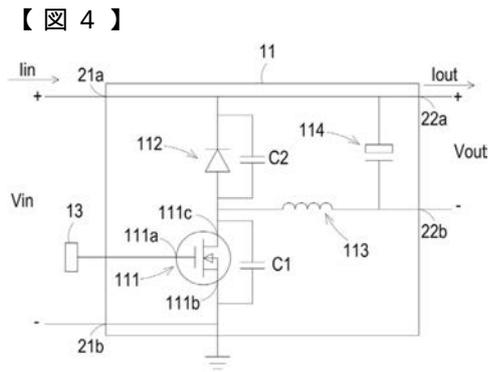


FIG. 4

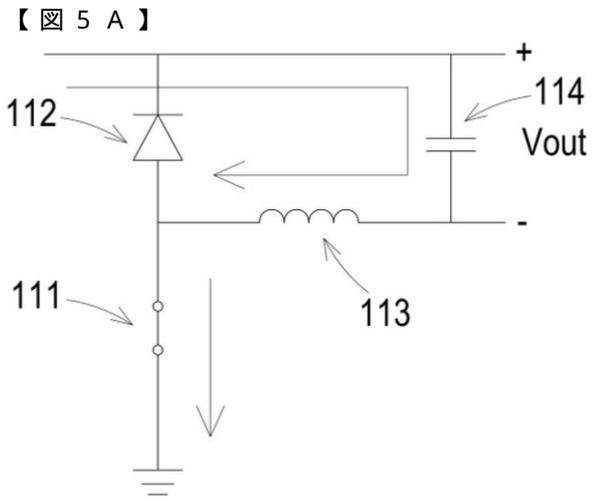


FIG. 5A

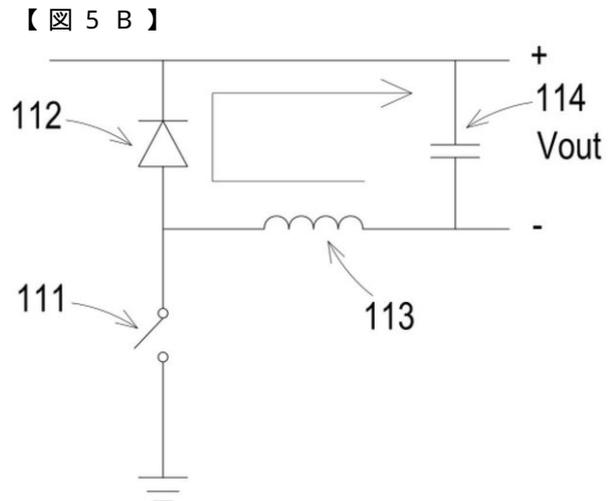


FIG. 5B

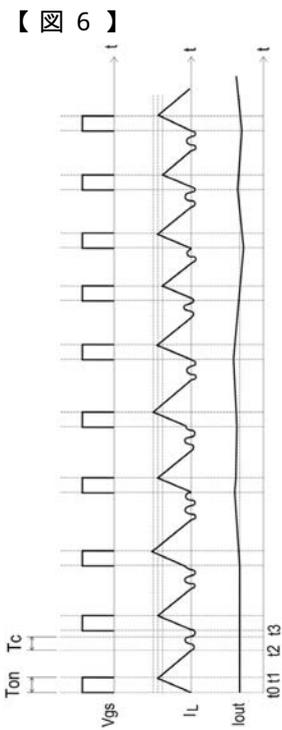


FIG. 6

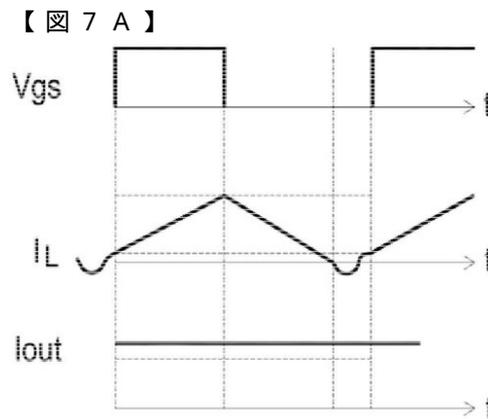


FIG. 7A

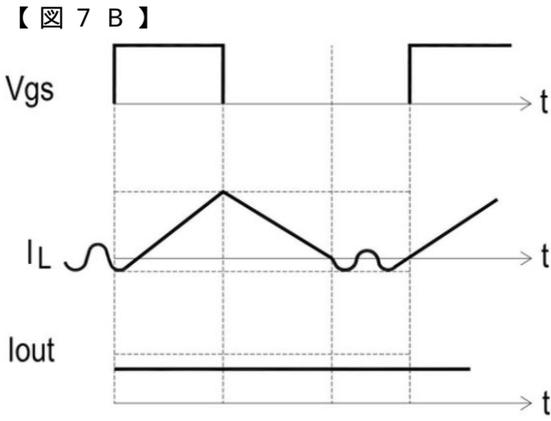


FIG. 7B

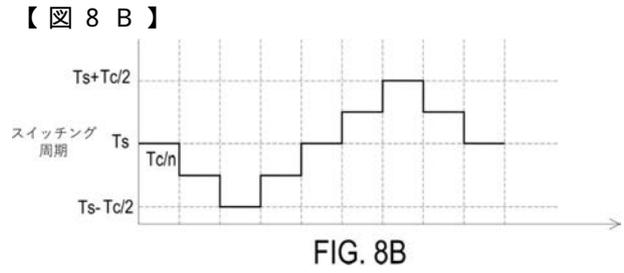


FIG. 8B

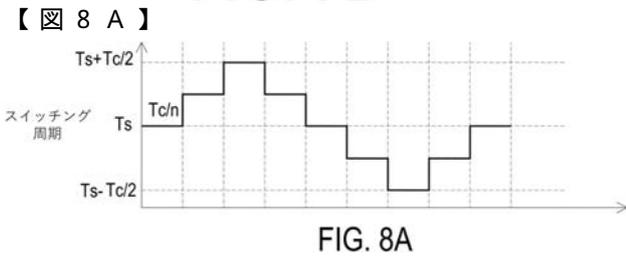


FIG. 8A

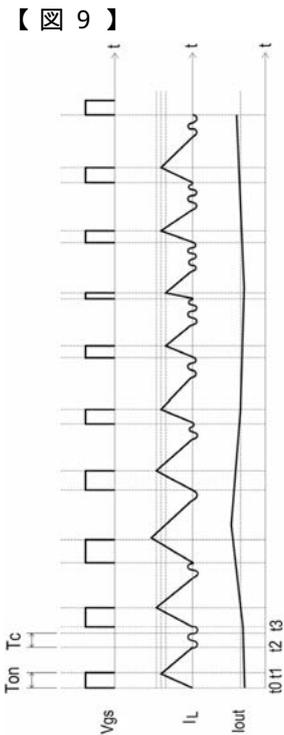


FIG. 9

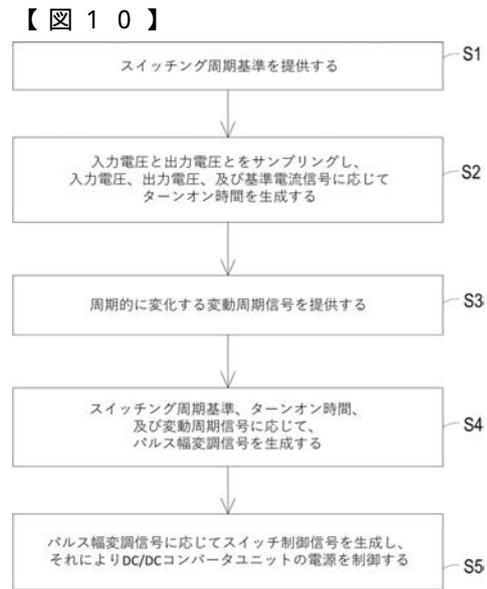


FIG. 10

フロントページの続き

(72)発明者 章興華

中華人民共和国、上海市浦東新區華東路1675號1幢1層、7-8層 郵編201209

Fターム(参考) 3K273 AA10 BA24 BA31 CA02 EA06 EA22 EA24 EA36 FA07 FA26

GA14 GA15 GA25

【外国語明細書】

2020077636000001.pdf