

(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2014-3812

(P2014-3812A)

(43) 公開日 平成26年1月9日(2014.1.9)

(51) Int.Cl.

H02M 3/155 (2006.01)

F I

H02M 3/155

H

テーマコード(参考)

5H730

審査請求 未請求 請求項の数 10 O L (全 28 頁)

(21) 出願番号 特願2012-137680 (P2012-137680)  
 (22) 出願日 平成24年6月19日 (2012.6.19)

(71) 出願人 000116024  
 ローム株式会社  
 京都府京都市右京区西院溝崎町2-1番地  
 (74) 代理人 100085501  
 弁理士 佐野 静夫  
 (74) 代理人 100134555  
 弁理士 林田 英樹  
 (72) 発明者 山口 雄平  
 京都市右京区西院溝崎町2-1番地 ローム  
 株式会社内  
 Fターム(参考) 5H730 AA14 AS00 BB13 BB57 DD04  
 EE59 FD01 FD31 FG04 FG05  
 FG23 XC04

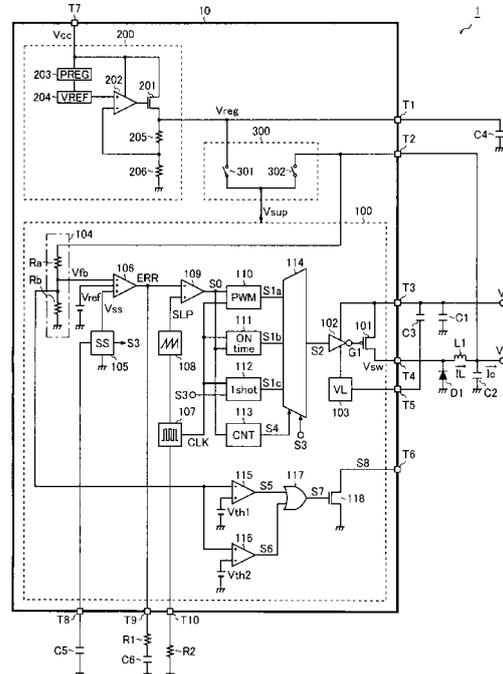
(54) 【発明の名称】 電源装置、並びに、これを用いた車載機器及び車両

(57) 【要約】

【課題】 電源装置の低消費電力化を実現する。

【解決手段】 電源装置1は、誤差電圧ERRとスロープ電圧SLPとを比較して比較信号S0を生成するコンパレータ109と、クロック信号CLKと比較信号S0に基づいてPWMパルスS1aを生成するPWMパルス生成部110と、比較信号S0をトリガとしてオン時間とオン回数が一定のオン時間固定パルスS1bを生成するオン時間固定パルス生成部111と、ソフトスタート電圧Vssが所定の閾値電圧を上回った時点で一度だけオン時間とオン回数が一定のワンショットパルスS1cを生成するワンショットパルス生成部112と、PWMパルスS1a、オン時間固定パルスS1b、及び、ワンショットパルスS1cのいずれか一つを選択するセレクタ114と、を有する。

【選択図】 図1



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

入力電圧から出力電圧を生成するためにオン/オフされる出力トランジスタと、  
前記出力電圧に応じた帰還電圧を生成する帰還電圧生成部と、  
起動時緩やかに上昇するソフトスタート電圧を生成するソフトスタート電圧生成部と、  
所定の基準電圧及び前記ソフトスタート電圧のいずれか低い方と前記帰還電圧との差分  
に応じた誤差電圧を生成するエラーアンプと、  
所定周波数のクロック信号を生成するオシレータと、  
前記クロック信号に同期してスロープ電圧を生成するスロープ電圧生成部と、  
前記誤差電圧と前記スロープ電圧とを比較して比較信号を生成するコンパレータと、  
前記クロック信号と前記比較信号に基づいて P W M パルスを生成する P W M パルス生成  
部と、  
前記比較信号をトリガとしてオン時間とオン回数が一定のオン時間固定パルスを生  
成するオン時間固定パルス生成部と、  
前記ソフトスタート電圧が所定の閾値電圧を上回った時点で一度だけオン時間とオン回  
数が一定のワンショットパルスを生成するワンショットパルス生成部と、  
前記 P W M パルス、前記オン時間固定パルス、及び、前記ワンショットパルスのい  
ずれか一つを選択するセレクタと、  
前記セレクタの出力に応じて前記出力トランジスタをオン/オフさせるドライバと、  
を有することを特徴とする電源装置。

10

20

**【請求項 2】**

負荷の重さに応じて前記 P W M パルスと前記オン時間固定パルスの一方を選択するよ  
うにセレクタ制御信号を生成するセレクタ制御部をさらに有することを特徴とする請求項 1  
に記載の電源装置。

**【請求項 3】**

前記セレクタは、前記ソフトスタート電圧が前記閾値電圧を上回った時点で前記セレク  
タ制御信号に依ることなく前記ワンショットパルスを選択することを特徴とする請求項 2  
に記載の電源装置。

**【請求項 4】**

前記セレクタ制御部は、前記比較信号が同一の論理レベルに維持されている期間を監視  
して前記負荷の重さを判定することを特徴とする請求項 3 に記載の電源装置。

30

**【請求項 5】**

前記セレクタで前記 P W M パルスが選択されている P W M モードで負荷が軽くなり、前  
記出力トランジスタの一端に現れるスイッチ電圧が連続モードから不連続モードに移行し  
たとき、前記 P W M パルスのオン時間は、最小オン時間となることを特徴とする請求項 2  
に記載の電源装置。

**【請求項 6】**

前記 P W M モードでさらに負荷が軽くなり、前記スイッチ電圧が前記不連続モードから  
間欠発振モードに移行して、前記比較信号が所定のマスク期間に亘って同一の論理レ  
ベルに維持されたとき、前記セレクタ制御部は、前記セレクタで前記オン時間固定パルスが選  
択されるオン時間固定モードへの移行を行うように、前記セレクタ制御信号を生成するこ  
とを特徴とする請求項 5 に記載の電源装置。

40

**【請求項 7】**

外部端子に入力される外部制御信号に応じて前記マスク期間を調整するためのマスク期  
間調整信号を生成し、これを前記セレクタ制御部に送出するカウンタ調整部をさらに有す  
ることを特徴とする請求項 6 に記載の電源装置。

**【請求項 8】**

前記ソフトスタート電圧生成部は、前記ソフトスタートが前記閾値電圧を上回ったこと  
を検出してソフトスタート完了信号を生成し、  
前記ワンショットパルス生成部は、前記ソフトスタート完了信号のエッジをトリガとし

50

て前記ワンショットパルスを生成することを特徴とする請求項 1 に記載の電源装置。

【請求項 9】

請求項 1 ~ 請求項 8 のいずれかに記載の電源装置を有することを特徴とする車載機器。

【請求項 10】

請求項 9 に記載の車載機器と、  
前記車載機器に電力を供給するバッテリーと、  
を有することを特徴とする車両。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電源装置、並びに、これを用いた車載機器及び車両に関する。

【背景技術】

【0002】

昨今、車載分野における低消費電力型の電源装置が注目されている。低消費電力型の電源装置としては、一般に、LDO [ low drop-out ] レギュレータとスイッチングレギュレータ ( チョップパ型 DC / DC コンバータ ) の 2 種類を挙げることができる。

【0003】

低消費電力型の電源装置では、その入力電流をいかに削減するかが重要となる。入力電流を  $I_{in}$ 、出力電流を  $I_{out}$ 、入力電圧を  $V_{in}$ 、出力電圧を  $V_{out}$  とした場合、LDO レギュレータ及びスイッチングレギュレータの入出力電流特性は、それぞれ、次の ( 1 a ) 式及び ( 1 b ) 式で表すことができる。

【0004】

【数 1】

$$I_{in} = I_{out} \quad \dots \quad (1a)$$

$$I_{in} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot I_{out} \quad \dots \quad (1b)$$

【0005】

上記の ( 2 ) 式から、降圧型 (  $V_{in} > V_{out}$  ) のスイッチングレギュレータでは、 $I_{in} < I_{out}$  という関係が成り立つことが分かる。すなわち、スイッチングレギュレータは、LDO レギュレータよりも入力電流  $I_{in}$  を小さく絞ることができるので、より低消費電力化を実現しやすいという長所を持つ。

【0006】

なお、上記に関連する従来技術の一例としては、特許文献 1 や特許文献 2 を挙げる事ができる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0007】

【特許文献 1】特開 2010 - 81749 号公報

【特許文献 2】特開 2011 - 61971 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

しかしながら、上記の ( 2 ) 式は、スイッチングレギュレータの電力効率  $\eta$  が 1 である場合にのみ成り立つ理想式であり、実際の入力電流  $I_{in}$  は、次の ( 2 ) 式で示したように、理想状態の  $1 / \eta$  ( ただし  $0 < \eta < 1$  ) となる。そのため、入力電流  $I_{in}$  は、電力効率  $\eta$  が下がるほど増加してしまう。

【0009】

10

20

30

40

50

## 【数 2】

$$I_{in} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot I_{out} \cdot \frac{1}{\xi} \quad \dots (2)$$

## 【0010】

電力効率 を決定する一つの要素としては、スイッチングレギュレータの内部消費電流  $I_{cc}$  が挙げられる。以下では、 $I_{cc} = 300 \mu A$  である場合を例に挙げながら、内部消費電流  $I_{cc}$  が電力効率 に与える影響について考察する。

## 【0011】

第1ケースとして、 $V_{in} = 12V$ 、 $V_{out} = 6V$ 、 $I_{out} = 2A$  という負荷状態（重負荷状態）を仮定した場合、入力電流  $I_{in}$  は次の（3）式で算出される。

## 【0012】

## 【数 3】

$$\begin{aligned} I_{in} &= \frac{6V}{12V} \times 2A + 300\mu A \\ &= 1A + 300\mu A \\ &\cong 1A (\xi \cong 1) \quad \dots (3) \end{aligned}$$

10

20

## 【0013】

一方、第2ケースとして、 $V_{in} = 12V$ 、 $V_{out} = 6V$ 、 $I_{out} = 300 \mu A$  という負荷状態（軽負荷状態）を仮定した場合には、入力電流  $I_{in}$  が次の（4）式で算出される。

## 【0014】

## 【数 4】

$$\begin{aligned} I_{in} &= \frac{6V}{12V} \times 300\mu A + 300\mu A \\ &= 150\mu A + 300\mu A \\ &= 450\mu A (\xi = 0.33) \quad \dots (4) \end{aligned}$$

30

## 【0015】

第1ケースのように、出力電流  $I_{out}$  が内部消費電流  $I_{cc}$  と比べて十分に大きい負荷状態（重負荷状態）であれば、入力電流  $I_{in}$  に対する内部消費電流  $I_{cc}$  の影響を殆ど無視することができる。これに対して、第2ケースのように、出力電流  $I_{out}$  が内部消費電流  $I_{cc}$  と同程度まで小さくなった負荷状態（軽負荷状態）では、入力電流  $I_{in}$  に対する内部消費電流  $I_{cc}$  の影響を無視することができなくなり、電力効率 の低下が顕在化してしまう。低消費電力型のスイッチングレギュレータには、第2ケースのような負荷状態（軽負荷状態）での低消費電力化が求められているので、軽負荷時の内部消費電流  $I_{cc}$  をいかに抑えるかが重要な課題の一つであった。

40

## 【0016】

また、電源装置の入力電流  $I_{in}$  を削減して低消費電力化を実現するための別のアプローチとしては、出力電圧  $V_{out}$  を用いて電源装置の制御回路を駆動させる構成が考えられる。このような構成を採用すれば、出力側から制御回路に電荷を供給することができるようになるので、入力側から制御回路への電荷供給（すなわち入力電流  $I_{in}$ ）を削減することが可能となる。

## 【0017】

50

しかしながら、制御回路に対して出力電圧  $V_{out}$  を単純に帰還供給させるだけでは、(1) 電源投入時には出力電圧  $V_{out}$  が 0 V であり、制御回路が起動しないので、出力電圧  $V_{out}$  を立ち上げることができない、(2) 異常保護動作時に出力電圧  $V_{out}$  の生成動作を強制的に停止すると、出力電圧  $V_{out}$  が低下して制御回路が動作不能(自殺回路)となる、(3) 出力電圧  $V_{out}$  に意図しない変動(低下)が生じた場合にも、制御回路が動作不能となる、といった不具合があり、実用化に向けてはさらなる検討が必要であった。

【0018】

本発明は、上記の問題点に鑑み、低消費電力化を実現することのできる電源装置、並びに、これを用いた車載機器及び車両を提供することを目的とする。

10

【課題を解決するための手段】

【0019】

< 第1の技術的特徴 >

本明細書中に開示されている種々の電源装置のうち、第1の技術的特徴を備えた電源装置は、オン時間とオン回数が一定のオン時間固定パルスを生じて出力トランジスタをオン/オフさせることによりコイルに電荷を供給する動作期間と、前記オン時間固定パルスの生成を停止する静止期間とを交互に繰り返すことにより、入力電圧から出力電圧を生成する制御回路を有する構成(第1-1の構成)とされている。

【0020】

なお、第1-1の構成から成る電源装置において、前記制御回路は、前記コイルに供給された電荷が負荷への出力電流として全て消費される毎に前記オン時間固定パルスを生じてオン時間固定パルス生成部を含む構成(第1-2の構成)にするとよい。

20

【0021】

また、第1-2の構成から成る電源装置において、前記制御回路は、前記オン時間固定パルスのオン時間とオン回数の少なくとも一方を調整するオン時間固定パルス調整部を含む構成(第1-3の構成)にするとよい。

【0022】

また、第1-3の構成から成る電源装置において、前記オン時間固定パルス調整部は、外部端子に入力される外部制御信号に応じてオン時間調整信号とオン回数調整信号を生成する構成(第1-4の構成)にするとよい。

30

【0023】

また、第1-2~第1-4いずれかの構成から成る電源装置において、前記制御回路は出力帰還制御に応じてPWMパルスを生じてPWMパルス生成部と、前記負荷の重さに応じて前記オン時間固定パルスと前記PWMパルスの一方を選択するセレクタと、前記セレクタの出力に応じて前記出力トランジスタをオン/オフさせるドライバと、を含む構成(第1-5の構成)にするとよい。

【0024】

また、第1-5の構成から成る電源装置において、前記制御回路は、前記出力電圧に応じた帰還電圧を生成する帰還電圧生成部と、所定の基準電圧と前記帰還電圧との差分に応じた誤差電圧を生成するエラーアンプと、所定のスロープ電圧と前記誤差電圧との比較結果に応じた比較信号を生成して前記PWMパルス生成部に出力するコンパレータと、をさらに含む構成(第1-6の構成)にするとよい。

40

【0025】

また、第1-6の構成から成る電源装置において、前記オン時間固定パルス生成部は、前記比較信号のパルスエッジが検出されたときに前記オン時間固定パルスを生じた後、次に前記比較信号のパルスエッジが検出されるまで前記オン時間固定パルスの生成を停止する構成(第1-7の構成)にするとよい。

【0026】

また、第1-5~第1-7いずれかの構成から成る電源装置において、前記制御回路は前記入力電圧が所定の閾値電圧よりも高いときには前記負荷の重さに依ることなく前記P

50

WMパルスを選択するように前記セレクタを制御するオン時間固定パルス無効部を含む構成（第1-8の構成）にするとよい。

【0027】

また、第1-8の構成から成る電源装置において、前記オン時間固定パルス無効部は、前記入力電圧が前記閾値電圧より低いときには前記PWMパルスと前記オン時間固定パルスのいずれかを選択するように前記セレクタを制御する構成（第1-9の構成）にするとよい。

【0028】

また、本明細書中に開示されている車載機器は、第1-1～第1-9いずれかの構成から成る電源装置を有する構成（第1-10の構成）とされている。

10

【0029】

また、本明細書中に開示されている車両は、第1-10の構成から成る車載機器と、前記車載機器に電力を供給するバッテリーを有する構成（第1-11の構成）とされている。

【0030】

<第2の技術的特徴>

また、本明細書中に開示されている種々の電源装置のうち、第2の技術的特徴を備えた電源装置は、出力トランジスタをオン/オフさせて入力電圧から出力電圧を生成する制御回路と、外部電源電圧から内部電源電圧を生成する内部電源電圧生成回路と、前記制御回路の駆動電圧として前記内部電源電圧と前記出力電圧のいずれを供給するかを切り替える電源切替回路と、を有する構成（第2-1の構成）とされている。

20

【0031】

なお、第2-1の構成から成る電源装置において、前記制御回路は、前記電源装置が起動してから緩やかに上昇を開始するソフトスタート電圧を生成するソフトスタート電圧生成部を含み、前記電源切替回路は、前記ソフトスタート電圧が所定の閾値電圧を上回っているか否かに応じて電源切替制御を行う構成（第2-2の構成）にするとよい。

【0032】

また、第2-1または第2-2の構成から成る電源装置において、前記電源切替回路は前記出力電圧またはこれに応じた帰還電圧が正常範囲内に収まっているか否かに応じて電源切替制御を行う構成（第2-3の構成）にするとよい。

【0033】

また、第2-1～第2-3いずれかの構成から成る電源装置において、前記電源切替回路は、前記電源装置の強制停止状態が解除されているか否かに応じて電源切替制御を行う構成（第2-4の構成）にするとよい。

30

【0034】

また、第2-2の構成から成る電源装置において、前記ソフトスタート電圧生成部は、電流源とこれに直列接続されたトランジスタとを用いて、前記電流源と前記トランジスタとの接続ノードに接続されるコンデンサの充放電制御を行うことにより、前記ソフトスタート電圧を制御する構成（第2-5の構成）にするとよい。

【0035】

また、第2-5の構成から成る電源装置において、前記ソフトスタート電圧生成部は、前記電源装置の強制停止信号が入力されたときに前記トランジスタをオンさせて前記ソフトスタート電圧を放電し、前記電源切替回路は、前記強制停止信号が入力されたときに前記制御回路の駆動電圧として前記内部電源電圧を供給するように電源切替を行う構成（第2-6の構成）にするとよい。

40

【0036】

また、第2-6の構成から成る電源装置において、前記制御回路は、ソフトスタート完了信号と強制停止信号と異常検出信号が入力される論理演算回路を含み、前記電源切替回路は、前記論理演算回路の出力に基づいて、ソフトスタートが完了し、かつ、強制停止が解除され、かつ、異常が検出されていないときに、前記制御回路の駆動電圧として前記出力電圧を供給するように電源切替を行う構成（第2-7の構成）にするとよい。

50

## 【 0 0 3 7 】

また、第 2 - 2 の構成から成る電源装置において、前記電源切替回路は、前記電源装置の起動時において、前記ソフトスタート電圧が前記閾値電圧に上昇するまでの間、前記制御回路の駆動電圧として前記内部電源電圧を供給するように電源切替を行う構成（第 2 - 8 の構成）にするとよい。

## 【 0 0 3 8 】

また、第 2 - 1 ~ 第 2 - 8 いずれかの構成から成る電源装置において、前記内部電源電圧生成回路は、前記外部電源電圧から内部電圧を生成するプリレギュレータ回路と、前記プリレギュレータ回路で生成される前記内部電圧を受けて前記内部電源電圧の生成に用いられる一定の基準電圧を生成する基準電圧生成部と、を含む構成（第 2 - 9 の構成）にす

10

## 【 0 0 3 9 】

また、本明細書中に開示されている車載機器は、第 2 - 1 ~ 第 2 - 9 いずれかの構成から成る電源装置を有する構成（第 2 - 10 の構成）とされている。

## 【 0 0 4 0 】

また、本明細書中に開示されている車両は、第 2 - 10 の構成から成る車載機器と、前記車載機器に電力を供給するバッテリーを有する構成（第 2 - 11 の構成）とされている。

## 【 0 0 4 1 】

< 第 3 の技術的特徴 >

また、本明細書中に開示されている種々の電源装置のうち、第 3 の技術的特徴を備えた電源装置は、入力電圧から出力電圧を生成するためにオン/オフされる出力トランジスタと、前記出力電圧に応じた帰還電圧を生成する帰還電圧生成部と、起動時緩やかに上昇するソフトスタート電圧を生成するソフトスタート電圧生成部と、所定の基準電圧及び前記ソフトスタート電圧のいずれか低い方と前記帰還電圧との差分に応じた誤差電圧を生成するエラーアンプと、所定周波数のクロック信号を生成するオシレータと、前記クロック信号に同期してスロープ電圧を生成するスロープ電圧生成部と、前記誤差電圧と前記スロープ電圧とを比較して比較信号を生成するコンパレータと、前記クロック信号と前記比較信号に基づいて P W M パルスを生成する P W M パルス生成部と、前記比較信号をトリガとしてオン時間とオン回数が一定のオン時間固定パルスを生成するオン時間固定パルス生成部と、前記ソフトスタート電圧が所定の閾値電圧を上回った時点で一度だけオン時間とオン回数が一定のワンショットパルスを生成するワンショットパルス生成部と、前記 P W M パルス、前記オン時間固定パルス、及び、前記ワンショットパルスのいずれか一つを選択するセレクトタと、前記セレクトタの出力に応じて前記出力トランジスタをオン/オフさせるドライバと、を有する構成（第 3 - 1 の構成）とされている。

20

30

## 【 0 0 4 2 】

なお、第 3 - 1 の構成から成る電源装置は、負荷の重さに応じて前記 P W M パルスと前記オン時間固定パルスの一方を選択するようにセレクトタ制御信号を生成するセレクトタ制御部をさらに有する構成（第 3 - 2 の構成）にするとよい。

## 【 0 0 4 3 】

また、第 3 - 2 の構成から成る電源装置において、前記セレクトタは、前記ソフトスタート電圧が前記閾値電圧を上回った時点で前記セレクトタ制御信号に依ることなく前記ワンショットパルスを選択する構成（第 3 - 3 の構成）にするとよい。

40

## 【 0 0 4 4 】

また、第 3 - 3 の構成から成る電源装置において、前記セレクトタ制御部は、前記比較信号が同一の論理レベルに維持されている期間を監視して、前記負荷の重さを判定する構成（第 3 - 4 の構成）にするとよい。

## 【 0 0 4 5 】

また、第 3 - 2 の構成から成る電源装置において、前記セレクトタで前記 P W M パルスが選択されている P W M モードで負荷が軽くなり、前記出力トランジスタの一端に現れるスイッチ電圧が連続モードから不連続モードに移行したとき、前記 P W M パルスのオン時間

50

は、最小オン時間となる構成（第 3 - 5 の構成）にするとよい。

【 0 0 4 6 】

また、第 3 - 5 の構成から成る電源装置において、前記 P W M モードでさらに負荷が軽くなり、前記スイッチ電圧が前記不連続モードから間欠発振モードに移行して、前記比較信号が所定のマスク期間に亘って同一の論理レベルに維持されたとき、前記セクタ制御部は、前記セクタで前記オン時間固定パルスが選択されるオン時間固定モードへの移行を行うように、前記セクタ制御信号を生成する構成（第 3 - 6 の構成）にするとよい。

【 0 0 4 7 】

また、第 3 - 6 の構成から成る電源装置は、外部端子に入力される外部制御信号に応じて前記マスク期間を調整するためのマスク期間調整信号を生成し、これを前記セクタ制御部に送出するカウンタ調整部をさらに有する構成（第 3 - 7 の構成）にするとよい。

【 0 0 4 8 】

また、第 3 - 1 の構成から成る電源装置において、前記ソフトスタート電圧生成部は、前記ソフトスタートが前記閾値電圧を上回ったことを検出してソフトスタート完了信号を生成し、前記ワンショットパルス生成部は、前記ソフトスタート完了信号のエッジをトリガとして前記ワンショットパルスを生成する構成（第 3 - 8 の構成）にするとよい。

【 0 0 4 9 】

また、本明細書中に開示されている車載機器は、第 3 - 1 ~ 第 3 - 8 いずれかの構成から成る電源装置を有する構成（第 3 - 9 の構成）とされている。

【 0 0 5 0 】

また、本明細書中に開示されている車両は、第 3 - 9 の構成から成る車載機器と、前記車載機器に電力を供給するバッテリーとを有する構成（第 3 - 1 0 の構成）とされている。

【 0 0 5 1 】

< 第 4 の技術的特徴 >

また、本明細書中に開示されている種々の電源装置のうち、第 4 の技術的特徴を備えた電源装置は、入力電圧から出力電圧を生成するためにオン/オフされる出力トランジスタと、前記出力電圧に応じた帰還電圧を生成する帰還電圧生成部と、所定の基準電圧と前記帰還電圧との差分に応じた誤差電圧を生成するエラーアンプと、所定周波数のクロック信号を生成するオシレータと、前記クロック信号に同期してスロープ電圧を生成するスロープ電圧生成部と、前記誤差電圧と前記スロープ電圧とを比較して比較信号を生成するコンパレータと、前記クロック信号と前記比較信号に基づいて P W M パルスを生成する P W M パルス生成部と、前記比較信号をトリガとしてオン時間とオン回数が一定のオン時間固定パルスを生成するオン時間固定パルス生成部と、前記 P W M パルスと前記オン時間固定パルスの一方を選択するセクタと、前記セクタの出力に応じて前記出力トランジスタをオン/オフさせるドライバと、前記比較信号が所定のマスク期間に亘って同一の論理レベルに維持されたか否かに応じて前記 P W M パルスと前記オン時間固定パルスの一方を選択するように前記セクタの制御信号を生成するセクタ制御部と、を有する構成（第 4 - 1 の構成）とされている。

【 0 0 5 2 】

なお、第 4 - 1 の構成から成る電源装置において、前記比較信号は、前記誤差電圧が前記スロープ電圧よりも高いときにローレベルとなり前記誤差電圧が前記スロープ電圧よりも低いときにハイレベルとなる 2 値信号であり、前記セクタ制御部は、前記比較信号のローレベル期間を計時するカウンタを含む構成（第 4 - 2 の構成）にするとよい。

【 0 0 5 3 】

また、第 4 - 2 の構成から成る電源装置において、前記セクタ制御部は、前記ローレベル期間が前記マスク期間よりも短ければ前記 P W M パルスを選択するように前記制御信号を生成し、前記ローレベル期間が前記マスク期間よりも長ければ前記オン時間固定パルスを選択するように前記制御信号を生成する構成（第 4 - 3 の構成）にするとよい。

【 0 0 5 4 】

また、第 4 - 3 の構成から成る電源装置において、前記マスク期間は、前記クロック信

10

20

30

40

50

号のパルス周期よりも長い構成（第4-4の構成）にするとよい。

【0055】

また、第4-4の構成から成る電源装置は、前記マスク期間を調整するカウンタ調整部をさらに有する構成（第4-5の構成）にするとよい。

【0056】

また、第4-3の構成から成る電源装置において、前記PWMパルスが選択されるPWMモードから、前記オン時間固定パルスが選択されるオン時間固定モードに切り替わる際の第1閾値電流は、前記PWMモードにおいて前記出力トランジスタが1回オンする毎に負荷に供給される電荷と、軽負荷時における前記PWMモードのスイッチング周期とによって決定される構成（第4-6の構成）にするとよい。

10

【0057】

また、第4-3の構成から成る電源装置において、前記オン時間固定パルスが選択されるオン時間固定モードから、前記PWMパルスが選択されるPWMモードに切り替わる際の第2閾値電流は、前記オン時間固定モードにおいて前記出力トランジスタがN回オンする毎に負荷に供給される電荷と、前記オン時間固定パルスの1パルス毎のオン時間とによって決定される構成（第4-7の構成）にするとよい。

【0058】

また、第4-7の構成から成る電源装置において、前記第2閾値電流は、 $N \times Q / T_{mask}$ （ただし、Nは前記オン時間固定パルスのオン回数、Qは前記出力トランジスタが1回オンする毎に前記負荷に供給される電荷、及び $T_{mask}$ は前記マスク期間）で表される構成（第4-8の構成）にするとよい。

20

【0059】

また、第4-5の構成から成る電源装置において、前記カウンタ調整部は、外部端子から入力される外部制御信号に応じて前記マスク期間を調整するマスク期間調整信号を生成し、これを前記セクタ制御部に送出する構成（第4-9の構成）にするとよい。

【0060】

また、本明細書中に開示されている車載機器は、第4-1～第4-9いずれかの構成から成る電源装置を有する構成（第4-10の構成）とされている。

【0061】

また、本明細書中に開示されている車両は、第4-10の構成から成る車載機器と、前記車載機器に電力を供給するバッテリーを有する構成（第4-11の構成）とされている。

30

【発明の効果】

【0062】

本発明によれば、低消費電力化を実現することのできる電源装置、並びに、これを用いた車載機器及び車両を提供することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【0063】

【図1】電源装置の全体構成を示すブロック図

【図2】PWMモードの一動作例を示すタイミングチャート

【図3】オン時間固定モードの一動作例を示すタイミングチャート

40

【図4】オン時間固定パルス調整部とオン時間固定パルス無効部の一構成例を示すブロック図

【図5】電源切替回路の一構成例を示すブロック図

【図6】電源切替動作の一例を示すタイミングチャート

【図7】負荷に応じてスイッチ電圧の挙動が変化する様子を示す図

【図8】カウンタ調整部の一構成例を示すブロック図

【図9】ワンショットパルス生成動作の一例を示すタイミングチャート

【図10】車載機器を搭載した車両の一構成例を示す外観図

【発明を実施するための形態】

【0064】

50

## &lt;全体構成&gt;

図1は、電源装置の全体構成を示すブロック図である。本構成例の電源装置1は、半導体装置10と、これに外部接続される種々のディスクリート部品(コイルL1、ダイオードD1、抵抗R1及びR2、並びに、キャパシタC1~C6)と、を有する降圧型のスイッチングレギュレータである。

## 【0065】

半導体装置10は、スイッチング制御回路100と、内部電源電圧生成回路200と、電源切替回路300と、を集積化したモノリシック半導体集積回路装置(例えば、車載用の電源IC)である。また、半導体装置10は、外部端子T1~T10を有する。

## 【0066】

半導体装置10の外部において、外部端子T1は、キャパシタC4を介して接地端に接続されている。外部端子T2は、出力電圧V<sub>o</sub>の印加端に接続されている。出力電圧V<sub>o</sub>の印加端と接地端との間には、キャパシタC2が接続されている。外部端子T3には、入力電圧V<sub>i</sub>の印加端(例えば車載バッテリーの正極)に接続されている。入力電圧V<sub>i</sub>の印加端と接地端との間には、キャパシタC1が接続されている。外部端子T4は、コイルL1の第1端とダイオードD1のカソードに接続されている。コイルL1の第2端は、出力電圧V<sub>o</sub>の印加端に接続されている。ダイオードD1のアノードは、接地端に接続されている。なお、ダイオードD1は、同期整流トランジスタと置換することも可能である。外部端子T5は、キャパシタC3を介して入力電圧V<sub>i</sub>の印加端に接続されている。外部端子T6は、後述するパワーグッド信号S8の出力端子である。外部端子T7は、外部電源電圧V<sub>cc</sub>(入力電圧V<sub>i</sub>から生成される定電圧)の入力端子である。なお、外部電源電圧V<sub>cc</sub>として入力電圧V<sub>i</sub>の直接供給を受ける場合には、外部端子T7を省略することができる。外部端子T8は、キャパシタC5を介して接地端に接続されている。外部端子T9は、直列接続された抵抗R1及びキャパシタC6を介して接地端に接続されている。外部端子T10は、抵抗R2を介して接地端に接続されている。

## 【0067】

スイッチング制御回路100は、出力トランジスタ101をオン/オフさせて入力電圧V<sub>i</sub>から出力電圧V<sub>o</sub>を生成する回路ブロックであり、出力トランジスタ101と、ドライバ102と、ローレベル電圧生成部103と、帰還電圧生成部104と、ソフトスタート電圧生成部105と、エラーアンプ106と、オシレータ107と、スロープ電圧生成部108と、コンパレータ109と、PWM[pulse width modulation]パルス生成部110と、オン時間固定パルス生成部111と、ワンショットパルス生成部112と、セクタ制御部113と、セクタ114と、コンパレータ115及び116と、ORゲート117と、Nチャネル型MOS電界効果トランジスタ118と、を含む。

## 【0068】

出力トランジスタ101は、外部端子T3と外部端子T4との間に接続されており、入力電圧V<sub>i</sub>から出力電圧V<sub>o</sub>を生成するためにオン/オフされる。なお、本構成例では、出力トランジスタ101としてPチャネル型MOS[metal oxide semiconductor]電界効果トランジスタを用いているが、Nチャネル型MOS電界効果トランジスタを用いてもよいし、或いは、pnp型やnpn型のバイポーラトランジスタに置き換えてもよい。

## 【0069】

ドライバ102は、セクタ114から出力されるパルス信号S2に応じて出力トランジスタ101のゲート信号G1を生成し、出力トランジスタ101をオン/オフさせる。ドライバ102の上側電源端は、外部端子T3(入力電圧V<sub>i</sub>の印加端)に接続されている。ドライバ102の下側電源端は、ローレベル電圧生成部103の出力端(ローレベル電圧V<sub>L</sub>の印加端)に接続されている。従って、ゲート信号G1は、入力電圧V<sub>i</sub>とローレベル電圧V<sub>L</sub>との間でパルス駆動される。なお、本構成例では、ドライバ102としてインバータが用いられている。従って、ゲート信号G1は、パルス信号S2がハイレベルであるときにローレベルとなり、パルス信号S2がローレベルであるときにハイレベルとなる。すなわち、出力トランジスタ101は、パルス信号S2がハイレベルであるときに

10

20

30

40

50

オンとなり、パルス信号 S 2 がローレベルであるときにオフとなる。

【 0 0 7 0 】

ローレベル電圧生成部 1 0 3 は、ドライバ 1 0 2 の下側電源端と外部端子 T 5 との間に接続されており、入力電圧  $V_i$  を所定値だけ低下させたローレベル電圧  $V_L$  を生成する。ローレベル電圧生成部 1 0 3 を設けることにより、入力電圧  $V_i$  が変動してもドライバ 1 0 2 の上側電源端と下側電源端との間に印加される駆動電圧 ( $= V_i - V_L$ ) を適正範囲内に収めることができるので、ドライバ 1 0 2 の耐圧を不要に高めずに済む。

【 0 0 7 1 】

帰還電圧生成部 1 0 4 は、部端子 T 2 と接地端との間に直列接続された抵抗  $R_a$  及び  $R_b$  を含み、抵抗  $R_a$  及び  $R_b$  の接続ノードから出力電圧  $V_o$  に応じた帰還電圧  $V_{fb}$  ( $=$  出力電圧  $V_o$  の分圧電圧) を出力する。

10

【 0 0 7 2 】

ソフトスタート電圧生成部 1 0 5 は、外部端子 T 8 に接続されたキャパシタ C 5 を充電することにより、電源装置 1 の起動時において緩やかに上昇するソフトスタート電圧  $V_{ss}$  を生成する。また、ソフトスタート電圧生成部 1 0 5 は、ソフトスタート完了信号 S 3 を生成する機能も備えている。

【 0 0 7 3 】

エラーアンプ 1 0 6 は、第 1 及び第 2 非反転入力端 (+) に各々印加される所定の基準電圧  $V_{ref}$  及びソフトスタート電圧  $V_{ss}$  のいずれか低い方と、反転入力端 (-) に印加される帰還電圧  $V_{fb}$  との差分に応じた誤差電圧  $E_{RR}$  を生成する。エラーアンプ 1 0 6 の出力端は、外部端子 T 9 を介して位相補償用の抵抗  $R_1$  及び C 6 に接続されている。

20

【 0 0 7 4 】

オシレータ 1 0 7 は、所定周波数のクロック信号 CLK を生成する。クロック信号 CLK の周波数は、外部端子 T 1 0 に接続された抵抗  $R_2$  を用いて調整することができる。

【 0 0 7 5 】

スロープ電圧生成部 1 0 8 は、クロック信号 CLK に同期して鋸波形、三角波形、或いは、これに準じた波形のスロープ電圧 SLP を生成する。

【 0 0 7 6 】

コンパレータ 1 0 9 は、反転入力端 (-) に印加される誤差電圧  $E_{RR}$  と、非反転入力端 (+) に印加されるスロープ電圧 SLP とを比較して比較信号 S 0 を生成する。比較信号 S 0 は、誤差電圧  $E_{RR}$  がスロープ電圧 SLP よりも高いときにローレベルとなり、誤差電圧  $E_{RR}$  がスロープ電圧 SLP よりも低いときにハイレベルとなる 2 値信号である。

30

【 0 0 7 7 】

PWMパルス生成部 1 1 0 は、クロック信号 CLK と比較信号 S 0 に基づいて PWM パルス S 1 a を生成する。より具体的に述べると、PWMパルス生成部 1 1 0 は、クロック信号 CLK の立上りエッジをトリガとして PWM パルス S 1 a をハイレベルにセットする一方、比較信号 S 0 の立上りエッジをトリガとして PWM パルス S 1 a をローレベルにリセットする。

【 0 0 7 8 】

オン時間固定パルス生成部 1 1 1 は、比較信号 S 0 の立下りエッジをトリガとしてオン時間  $t_{on}$  とオン回数 N が一定のオン時間固定パルス S 1 b を生成する。オン時間固定パルス S 1 b の生成動作は、クロック信号 CLK に同期して行われる。

40

【 0 0 7 9 】

ワンショットパルス生成部 1 1 2 は、ソフトスタート完了信号 S 3 を監視しており、ソフトスタート電圧  $V_{ss}$  が所定の閾値電圧  $V_{th4}$  を上回った時点で一度だけオン時間  $t_{fix}$  とオン回数 M が一定のワンショットパルス S 1 c を生成する。ワンショットパルス S 1 c の生成動作は、クロック信号 CLK に同期して行われる。なお、図 1 では、オン時間固定パルス生成部 1 1 1 とワンショットパルス生成部 1 1 2 が独立ブロックとして描写されているが、ワンショットパルス生成部 1 1 2 は、オン時間固定パルス生成部 1 1 1 と回路の一部ないしは全部を共用することにより、回路規模を縮小することが可能である。

50

## 【0080】

セクタ制御部113は、負荷の重さ（出力電流 $I_o$ の大きさ）に応じてPWMパルス $S_{1a}$ とオン時間固定パルス $S_{1b}$ の一方を選択するようにセクタ制御信号 $S_4$ を生成する。より具体的に述べると、セクタ制御部113は、比較信号 $S_0$ のローレベル期間を計時するカウンタを含んでおり、比較信号 $S_0$ が所定のマスク期間 $T_{mask}$ に亘ってローレベルに維持されたか否かに応じてPWMパルス $S_{1a}$ とオン時間固定パルス $S_{1b}$ の一方を選択するようにセクタ制御信号 $S_4$ を生成する。すなわち、セクタ制御部113は、比較信号 $S_0$ がローレベルに維持されている期間を監視して負荷の重さ（出力電流 $I_o$ の大きさ）を判定する構成であると言える。

## 【0081】

セクタ114は、ソフトスタート完了信号 $S_3$ とセクタ制御信号 $S_4$ に基づいて、PWMパルス $S_{1a}$ 、オン時間固定パルス $S_{1b}$ 、及び、ワンショットパルス $S_{1c}$ のいずれか一つを出力信号 $S_2$ として選択する。

## 【0082】

コンパレータ115は、反転入力端（-）に印加される帰還電圧 $V_{fb}$ と、非反転入力端（+）に印加される閾値電圧 $V_{th1}$ （ $< V_{ref}$ ）とを比較してショート保護信号 $S_5$ を生成する。ショート保護信号 $S_5$ は、帰還電圧 $V_{fb}$ が閾値電圧 $V_{th1}$ よりも高いときにローレベル（正常時の論理レベル）となり、帰還電圧 $V_{fb}$ が閾値電圧 $V_{th1}$ よりも低いときにハイレベル（異常時（例えば地絡発生時）の論理レベル）となる。

## 【0083】

コンパレータ116は、非反転入力端（+）に印加される帰還電圧 $V_{fb}$ と、反転入力端（-）に印加される閾値電圧 $V_{th2}$ （ $> V_{ref}$ ）とを比較して過電圧保護信号 $S_6$ を生成する。過電圧保護信号 $S_6$ は、帰還電圧 $V_{fb}$ が閾値電圧 $V_{th2}$ よりも低いときにローレベル（正常時の論理レベル）となり、帰還電圧 $V_{fb}$ が閾値電圧 $V_{th2}$ よりも高いときにハイレベル（異常時（過電圧発生時）の論理レベル）となる。

## 【0084】

ORゲート117は、第1入力端に印加されるショート保護信号 $S_5$ と第2入力端に印加される過電圧保護信号 $S_6$ との論理和演算を行うことにより、異常検出信号 $S_7$ を生成する。異常検出信号 $S_7$ は、ショート保護信号 $S_5$ と過電圧保護信号 $S_6$ の両方がローレベル（正常時の論理レベル）であるときにローレベルとなり、ショート保護信号 $S_5$ と過電圧保護信号 $S_6$ の少なくとも一方がハイレベル（異常時の論理レベル）であるときにハイレベルとなる。

## 【0085】

Nチャンネル型MOS電界効果トランジスタ118は、外部端子 $T_6$ からマイコンなどにパワーグッド信号 $S_8$ を出力するためのオープンドレイン出力段を形成する。トランジスタ118のドレインは、外部端子 $T_6$ に接続されている。なお、外部端子 $T_6$ は、不図示の外部抵抗によりプルアップされている。トランジスタ118のソースは、接地端に接続されている。トランジスタ118のゲートは、ORゲート117の出力端に接続されている。トランジスタ118は、異常検出信号 $S_7$ がローレベルであるときにオフとなり、異常検出信号 $S_7$ がハイレベルであるときにオンとなる。従って、パワーグッド信号 $S_8$ は異常検出信号 $S_7$ がローレベルであるときにハイレベル（正常時の論理レベル）となり、異常検出信号 $S_7$ がハイレベルであるときにローレベル（異常時の論理レベル）となる。

## 【0086】

内部電源電圧生成回路200は、外部端子 $T_7$ に印加される外部電源電圧 $V_{cc}$ （例えば入力電圧 $V_i$ ）から内部電源電圧 $V_{reg}$ を生成する回路ブロックであり、Nチャンネル型MOS電界効果トランジスタ201と、オペアンプ202と、プリレギュレータ部203と、基準電圧生成部204と、抵抗205及び206（抵抗値： $R_{205}$ 、 $R_{206}$ ）と、を含む。

## 【0087】

トランジスタ201のドレインは、外部端子 $T_7$ に接続されている。トランジスタ20

10

20

30

40

50

1のソースは、外部端子T7に接続される一方、直列接続された抵抗205及び206を介して接地端にも接続されている。トランジスタ201のゲートは、オペアンプ202の出力端に接続されている。オペアンプ202の非反転入力端(+)は、基準電圧生成部204の出力端に接続されている。オペアンプ202の反転入力端(-)は、抵抗205と抵抗206との接続ノード(分圧電圧Vreg'の印加端)に接続されている。プリレギュレータ部203は、外部電源電圧Vccから内部電圧(基準電圧生成部204の駆動電圧)を生成する。基準電圧生成部204は、プリレギュレータ部203から供給される内部電圧を受けて動作し、一定の基準電圧VREF(例えば温度特性がフラットなバンドギャップ電圧)を生成する。

【0088】

上記構成から成る内部電源電圧生成回路200において、オペアンプ202は、非反転入力端(+)に印加される基準電圧VREFと、反転入力端(-)に印加される分圧電圧Vreg'とが一致するようにトランジスタ201の導通度を制御する。従って、内部電源電圧生成回路200で生成される内部電源電圧Vregは、次の(5)式で表される。

【0089】

【数5】

$$V_{reg} = \frac{R_{205} + R_{206}}{R_{206}} \cdot V_{REF} \quad \dots (5)$$

【0090】

電源切替回路300は、スイッチング制御回路100の駆動電圧Vsupとして内部電源電圧Vregと出力電圧Voのいずれを供給するかを切り替える回路ブロックであり、スイッチ301及び302を含む。

【0091】

スイッチ301は、内部電源電圧Vregの印加端と駆動電圧Vsupの印加端との間を導通/遮断するスイッチ素子である。スイッチ301としては、例えば、Pチャネル型MOS電界効果トランジスタを用いることができる。

【0092】

スイッチ302は、出力電圧Voの印加端と駆動電圧Vsupの印加端との間を導通/遮断するスイッチ素子である。スイッチ302としては、例えば、Pチャネル型MOS電界効果トランジスタを用いることができる。

【0093】

上記構成から成る電源装置1では、出力トランジスタ101のオン/オフが繰り返されることにより、コイルL1における磁気エネルギーの蓄積と放出が繰り返されて、入力電圧Viを降圧した出力電圧Voが生成される。なお、外部端子T4に現れるスイッチ電圧Vswは、出力トランジスタ101のオン時にハイレベル(ほぼ入力電圧Vi)となり、出力トランジスタ101のオフ時にローレベル(ほぼ接地電圧GND)となるパルス電圧であり、出力電圧Voはスイッチ電圧Vswを平滑した電圧に相当する。

【0094】

なお、図1では明示されていないが、半導体装置10には、上記回路ブロックのほか、各種の保護回路(サーマルシャットダウン回路、過電流保護回路、減電圧保護回路など)も集積化されている。

【0095】

< PWMモード(重負荷モード) >

図2は、PWMモードの一動作例を示すタイミングチャートであり、上から順番、クロック信号CLK、スロープ電圧SLP、誤差電圧ERR、PWMパルスS1a(出力信号S2)、スイッチ電圧Vsw、及び、コイル電流ILが描写されている。

【0096】

負荷が重い(出力電流Ioが大きい)場合、電源装置1はPWMモードとなる。PWM

10

20

30

40

50

モードでは、セレクタ 114 の出力信号 S 2 として PWM パルス S 1 a が選択され、ドライバ 102 はこのパルス信号 S 2 に応じて出力トランジスタ 101 をオン/オフさせる。出力トランジスタ 101 のオン期間には、スイッチ電圧  $V_{sw}$  がハイレベル（ほぼ入力電圧  $V_i$ ）となってコイル電流  $I_L$  が増大する。一方、出力トランジスタ 101 のオフ期間には、スイッチ電圧  $V_{sw}$  がローレベル（ほぼ接地電圧  $GND$ ）となってコイル電流  $I_L$  が減少する。

【0097】

PWM パルス S 1 a は、先に述べたように、クロック信号 CLK の立上りエッジをトリガとしてハイレベルとなり、比較信号 S 0 の立上りエッジをトリガとしてローレベルとなる。クロック信号 CLK は、一定のスイッチング周期  $T_{PWM}$  でハイレベルとなり、比較信号 S 0 は、誤差電圧  $E_{RR}$  がスロープ電圧  $S_{LP}$  よりも低くなった時点でハイレベルとなる。従って、出力トランジスタ 101 のオンデューティ（スイッチング周期  $T_{PWM}$  に占める PWM パルス S 1 a のハイレベル期間の割合）は、誤差電圧  $E_{RR}$  が低いほど短くなり、誤差電圧  $E_{RR}$  が高いほど長くなる。

10

【0098】

上記のように PWM パルス S 1 a に応じて出力トランジスタ 101 のオン/オフ制御を行う PWM モードでは、帰還電圧  $V_{fb}$  が基準電圧  $V_{ref}$  と一致するように出力帰還制御が掛かり、出力電圧  $V_o$  が所望の目標値に維持される。

【0099】

< オン時間固定モード（軽負荷モード） >

20

図 3 は、オン時間固定モードの一動作例を示すタイミングチャートであり、上から順にクロック信号 CLK、スロープ電圧  $S_{LP}$ 、誤差電圧  $E_{RR}$ 、オン時間固定パルス S 1 b（出力信号 S 2）、スイッチ電圧  $V_{sw}$ 、及び、コイル電流  $I_L$  が描写されている。

【0100】

負荷が軽い（出力電流  $I_o$  が小さい）場合、電源装置 1 は、軽負荷時における内部消費電流  $I_{cc}$  を抑えるために、PWM モードからオン時間固定モードに切り替わる。オン時間固定モードでは、セレクタ 114 の出力信号 S 2 としてオン時間固定パルス S 1 b が選択され、ドライバ 102 はこのパルス信号 S 2 に応じて出力トランジスタ 101 をオン/オフさせる。

【0101】

30

オン時間固定パルス生成部 111 は、比較信号 S 0 のパルスエッジ（例えば立下りエッジ）が検出されると、オン時間  $t_{on}$  とオン回数  $N$  が一定のオン時間固定パルス S 1 b を生成した後、次に比較信号 S 0 のパルスエッジが検出されるまで、オン時間固定パルス S 1 b の生成を停止する。すなわち、オン時間固定パルス生成部 111 は、コイル  $L_1$  に供給された電荷  $Q$  が負荷への出力電流  $I_o$  として全て消費される毎に、オン時間固定パルス S 1 b を生成する。

【0102】

このように、オン時間固定モードにおいて、スイッチング制御回路 100 は、オン時間固定パルス S 1 b を生成して出力トランジスタ 101 をオン/オフさせることによりコイル  $L_1$  に電荷を供給する動作期間  $T_{on}$  と、オン時間固定パルス S 1 b の生成を停止する静止期間  $T_{off}$  とを交互に繰り返すことによって、入力電圧  $V_i$  から出力電圧  $V_o$  を生成する。

40

【0103】

なお、動作期間  $T_{on}$  における内部消費電流  $I_{cc}$  の電流値を  $I_{on}$  とし、静止期間  $T_{off}$  における内部消費電流  $I_{cc}$  の電流値を  $I_{off}$  ( $< I_{on}$ ) とした場合、オン時間固定パルス S 1 b の周期  $T$  ( $= T_{on} + T_{off}$ ) における内部消費電流  $I_{cc}$  の平均値は、次の (6) 式で算出することができる。

【0104】

## 【数 6】

$$I_{cc} = \frac{I_{on} \cdot T_{on} + I_{off} \cdot T_{off}}{T} \quad \dots (6)$$

## 【0105】

上記の(6)式において、 $I_{on}$ 、 $I_{off}$ 、 $T_{on}$ が固定である場合、周期 $T$ に占める動作期間 $T_{on}$ の割合が小さいほど内部消費電流 $I_{cc}$ は小さくなり、逆に、周期 $T$ に占める動作期間 $T_{on}$ の割合が大きいほど内部消費電流 $I_{cc}$ は大きくなる。

## 【0106】

このオン時間固定モードでは、トランジスタ101が1回オンする毎に電荷 $Q$ が負荷に供給されるので、トランジスタ101が $N$ 回オンされた場合、負荷に供給される電荷の総量は $(N \times Q)$ となる。

## 【0107】

また、コイル $L$ のインダクタンスを $L$ とし、オン時間固定パルス $S$ のオン時間を $t_{on}$ とし、オフ時間を $t_{off}$ とした場合、コイル電流 $I_L$ のピーク値 $I_{Lp}$ は、次の(7a)式で表すことができる。従って、トランジスタ101が1回オンする毎に負荷に供給される電荷 $Q$ は、次の(7b)式で算出することができる。

## 【0108】

## 【数 7】

$$I_{Lp} = \frac{V_i - V_o}{L} \times t_{on} = \frac{V_o}{L} \times t_{off} \quad \dots (7a)$$

$$Q = \left( \frac{V_i - V_o}{L} \times t_{on} \right) \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot \frac{1}{2} = \frac{V_i - V_o}{2L} \cdot \frac{V_i}{V_o} \cdot t_{on}^2 \quad \dots (7b)$$

## 【0109】

上記の(7b)式から分かるように、電荷 $Q$ はオン時間 $t_{on}$ の2乗に比例するので、オン時間 $t_{on}$ を固定すれば、負荷に供給される電荷 $Q$ が決定し、周期 $T$ が決定する。以上をまとめると、周期 $T$ と電荷 $Q$ との間には、次の(8)式が成立する。

## 【0110】

## 【数 8】

$$N \cdot Q = I_o \cdot T$$

$$\Leftrightarrow N \cdot \frac{V_i - V_o}{2L} \cdot \frac{V_i}{V_o} \cdot t_{on}^2 = I_o \cdot T \quad \dots (8)$$

## 【0111】

上記の(8)式から、オン時間固定パルス $S$ の周期 $T$ は、オン時間 $t_{on}$ 或いはオン回数 $N$ を大きく設定するほど長くなる。従って、オン時間 $t_{on}$ 或いはオン回数 $N$ を適切に設定することにより、周期 $T$ に占める動作期間 $T_{on}$ の割合を小さく抑えて、内部消費電流 $I_{cc}$ を低減することが可能となる。

## 【0112】

ところで、出力電圧 $V_o$ のリプル成分 $V_{pp}$ とオン時間固定パルス $S$ の周期 $T$ との間には、次の(9)式が成立する。

## 【0113】

10

20

30

40

【数 9】

$$\Delta V_{pp} = f(T) = f(\text{ton}, N, V_i) \dots (9)$$

【0114】

上記(9)式から分かるように、リップル成分  $V_{pp}$  は周期  $T$  の関数となっているので、内部消費電流  $I_{cc}$  を削減しようとして周期  $T$  を長く設定すると、リップル成分  $V_{pp}$  が大きくなる。特に、入力電圧  $V_i$  が高いときにはその関係が顕著に表れる。

【0115】

このように、内部消費電流  $I_{cc}$  の削減とリップル成分  $V_{pp}$  の抑制は、トレードオフの関係にあるが、いずれを優先すべきかについては、電源装置 1 の用途に応じて異なるので、一概に決めることはできない。

【0116】

そこで、本構成例のスイッチング制御回路 100 には、オン時間固定パルス  $S_{1b}$  の調整手段ないしは無効手段が設けられている。図 4 は、オン時間固定パルス調整部とオン時間固定パルス無効部の一構成例を示すブロック図である。

【0117】

オン時間固定パルス調整部 119 は、オン時間固定パルス  $S_{1b}$  のオン時間  $t_{on}$  とオン回数  $N$  を調整するための手段としてスイッチング制御回路 100 に設けられたロジック回路である。より具体的に述べると、オン時間固定パルス調整部 119 は、半導体装置 10 に設けられた外部端子  $T_{11}$  及び  $T_{12}$  に各々入力される外部制御信号  $S_9$  及び  $S_{10}$  に応じて、オン時間調整信号  $S_{11}$  及びオン回数調整信号  $S_{12}$  を各々生成し、これをオン時間固定パルス生成部 111 に送出する。

【0118】

例えば、オン時間固定パルス調整部 119 は、外部制御信号  $S_9$  がハイレベルであるときにはオン時間  $t_{on}$  を第 1 オン時間  $t_{on1}$  とする一方、外部制御信号  $S_9$  がローレベルであるときにはオン時間  $t_{on}$  を第 2 オン時間  $t_{on2}$  とするように、オン時間調整信号  $S_{11}$  を生成する。また、オン時間固定パルス調整部 119 は、外部制御信号  $S_{10}$  がハイレベルであるときにはオン回数  $N$  を第 1 オン回数  $N_1$  とする一方、外部制御信号  $S_{10}$  がローレベルであるときにはオン回数  $N$  を第 2 オン回数  $N_2$  とするように、オン回数調整信号  $S_{12}$  を生成する。

【0119】

本構成例の電源装置 1 であれば、半導体装置 10 の外部端子  $T_{11}$  及び  $T_{12}$  を用いることにより、オン時間固定パルス  $S_{1b}$  のオン時間  $t_{on}$  及びオン回数  $N$  を任意に変更することができるので、電源装置 1 の用途に応じて最適な設定を行うことが可能となる。

【0120】

オン時間固定パルス無効部 120 は、非反転入力端 (+) に印加される分圧電圧  $V_{i2}$  (入力電圧  $V_i$  の分圧電圧) と、反転入力端 (-) に印加される閾値電圧  $V_{th3}$  とを比較してオン時間固定パルス無効信号  $S_{13}$  を生成し、これをセレクタ 114 に送出するコンパレータである。分圧電圧  $V_{i2}$  は、入力電圧  $V_i$  の印加端と接地端との間に直列接続された抵抗  $R_3$  及び  $R_4$  から成る分圧回路によって生成され、半導体装置 10 に設けられた外部端子  $T_{13}$  を介してオン時間固定パルス無効部 120 に印加されている。

【0121】

オン時間固定パルス無効信号  $S_{13}$  は、分圧電圧  $V_{i2}$  が閾値電圧  $V_{th3}$  よりも低いときにローレベルとなり、分圧電圧  $V_{i2}$  が閾値電圧  $V_{th3}$  よりも高いときにハイレベルとなる。

【0122】

オン時間固定パルス無効信号  $S_{13}$  がローレベルであるときには、セレクタ制御信号  $S_4$  に応じて PWM パルス  $S_{1a}$  とオン時間固定パルス  $S_{1b}$  のいずれかを選択するように

10

20

30

40

50

セレクタ 114 が制御される。一方、オン時間固定パルス無効信号 S 13 がハイレベルであるときには、セレクタ制御信号 S 4 に依ることなく、PWMパルス S 1a を選択するようにセレクタ 114 が制御される。すなわち、分圧電圧 V i 2 ( 延いては入力電圧 V i ) が閾値電圧 V t h 3 よりも高いときには、負荷の重さに依ることなく PWMパルス S 1a を選択するようにセレクタ 114 が制御される。

#### 【0123】

本構成例の電源装置 1 であれば、例えば、軽負荷時において入力電圧 V i が所定値よりも低いときには、内部消費電流 I c c の削減を優先する一方、軽負荷時において入力電圧 V i が所定値よりも高いときにはリップル成分 V p p の抑制を優先させるといった使い方を実現することができる。

10

#### 【0124】

なお、オン時間固定パルス S 1b の有効 / 無効が切り替わる入力電圧レベルについては抵抗 R 3 及び R 4 によって任意に調整することが可能である。

#### 【0125】

##### < 電源切替回路 >

図 5 は、電源切替回路 300 の一構成例を示すブロック図である。本構成例の電源切替回路 300 は、先述のスイッチ 301 及び 302 のほかに、インバータ 303 を含む。スイッチング制御回路 100 から電源切替回路 300 に入力される切替制御信号 S 14 は、スイッチ 301 に制御端に直接入力される一方、インバータ 303 を介してスイッチ 302 の制御端に反転入力されている。切替制御信号 S 14 がローレベルであるときには、スイッチ 301 がオンとなり、スイッチ 302 がオフとなる。従って、電源切替回路 300 は、スイッチング制御回路 100 の駆動電圧 V s u p として内部電源電圧 V r e g を選択する状態となる。一方、切替制御信号 S 14 がハイレベルであるときには、スイッチ 301 がオフとなり、スイッチ 302 がオンとなる。従って、電源切替回路 300 は、スイッチング制御回路 100 の駆動電圧 V s u p として出力電圧 V o を選択する状態となる。

20

#### 【0126】

スイッチング制御回路 100 は、切替制御信号 S 14 を生成する手段として、NORゲート 121 を含む。NORゲート 121 は、ソフトスタート完了信号 S 3 と、論理和信号 ( 異常検出信号 ) S 7 と、電源装置 1 の強制停止信号 S D N ( サーマルシャットダウン信号など ) の否定論理和演算を行うことにより、切替制御信号 S 14 を生成する。従って、切替制御信号 S 14 は、入力される 3 信号の少なくとも一つがハイレベルであればローレベルとなり、入力される 3 信号全てがハイレベルであるときにのみローレベルとなる。

30

#### 【0127】

ソフトスタート完了信号 S 3 は、ソフトスタート電圧生成回路 105 で生成される。ソフトスタート電圧生成回路 105 は、電流源 105a と、Nチャネル型 MOS 電界効果トランジスタ 105b と、コンパレータ 105c と、を含む。電流源 105a は、電源端と外部端子 T 8 との間に接続されており、外部端子 T 8 に外付けされたキャパシタ C 5 の充電電流を生成する。トランジスタ 105b は、外部端子 T 8 と接地端との間に接続されており、強制停止信号 S D N がハイレベル ( 強制停止時の論理レベル ) となったときにオンしてソフトスタート電圧 V s s ( キャパシタ C 5 の充電電圧 ) を放電する。コンパレータ 105c は、反転入力端 ( - ) に印加されるソフトスタート電圧 V s s と、非反転入力端 ( + ) に印加される閾値電圧 V t h 4 とを比較してソフトスタート完了信号 S 3 を生成する。ソフトスタート完了信号 S 3 は、ソフトスタート電圧 V s s が閾値電圧 V t h 4 よりも低いとき ( ソフトスタート動作が完了していないとき ) にハイレベルとなり、ソフトスタート電圧 V s s が閾値電圧 V t h 4 よりも高いとき ( ソフトスタート動作が完了しているとき ) にローレベルとなる。

40

#### 【0128】

異常検出信号 S 7 は、ショート保護信号 S 5 と過電圧保護信号 S 6 との論理和演算により生成される。従って、異常検出信号 S 7 は、入力される 2 信号の少なくとも一方がハイレベル ( 異常時の論理レベル ) であればハイレベルとなり、入力される 2 信号の両方がロ

50

ーレベル（正常時の論理レベル）であるときにのみローレベルとなる。

【0129】

強制停止信号SDNは、電源装置1を強制停止状態とするときにハイレベルとなり、電源装置1の強制停止状態を解除するときにローレベルとなる。

【0130】

従って、切替制御信号S14は、ソフトスタート動作が完了しており（S3=L）、半導体装置10の異常が検出されておらず（S7=L）、かつ、電源装置1の強制停止状態が解除されているとき（SDN=L）にのみハイレベルとなり、その余の場合にはローレベルとなる。

【0131】

すなわち、電源切替回路300では、ソフトスタート電圧Vssが所定の閾値電圧Vth4を上回っているか否か、帰還電圧Vfb（延いては出力電圧Vo）が正常範囲内（ $V_{th1} < V_{fb} < V_{th2}$ ）に収まっているか否か、及び、電源装置1の強制停止状態が解除されているか否かの監視結果に基づいて電源切替制御が行われる。

【0132】

具体的に述べると、電源切替回路300は、ソフトスタート動作が完了しており（S3=L）、半導体装置10の異常が検出されておらず（S7=L）、かつ、電源装置1の強制停止状態が解除されているとき（SDN=L）にのみ、スイッチング制御回路100の駆動電圧Vsupとして出力電圧Voを選択し、その余の場合にはスイッチング制御回路100の駆動電圧Vsupとして内部電源電圧Vregを選択する。

【0133】

図6は、電源切替動作の一例を示すタイミングチャートであり、上から順に、基準電圧Vref、ソフトスタート電圧Vss、出力電圧Vo、ソフトスタート完了信号S3、異常検出信号S7、強制停止信号SDN、切替制御信号S14、及び、駆動電圧Vsupが描写されている。なお、図6の横軸に示した時間は、時刻t1～t11の順に進んでいくものとする。

【0134】

図6で示した通り、電源装置1の起動時には、ソフトスタート電圧Vssが閾値電圧Vth4に上昇するまでの間、スイッチング制御回路100の駆動電圧Vsupとして内部電源電圧Vregが供給される（時刻t1～t4を参照）。このような電源切替制御を行うことにより、電源装置1の起動時に出力電圧Voを問題なく立ち上げることができる。

【0135】

その後、ソフトスタート電圧Vssが閾値電圧Vth4を上回ると、スイッチング制御回路100の駆動電圧Vsupとして出力電圧Voが供給される（時刻t4～t5、及び時刻t6～t7を参照）。このような電源切替制御を行うことにより、出力側からスイッチング制御回路100に電荷を供給することができるようになるので、入力側からスイッチング制御回路100への電荷供給（すなわち入力電流）を削減することが可能となる。

【0136】

ただし、ソフトスタート動作の完了後であっても、出力電圧Voが正常範囲から外れた場合（時刻t5～t6を参照）や、電源装置1が強制停止状態に移行された場合（時刻t7～t8を参照）には、電源装置1の起動時と同様、スイッチング制御回路100の駆動電圧Vsupとして内部電源電圧Vregが供給される。このような電源切替制御を行うことにより、出力電圧Voの変動時や電源装置1の強制停止時において、スイッチング制御回路100が動作不能状態に陥らないように、スイッチング制御回路100の駆動電圧Vsupを確保することが可能となる。

【0137】

上記で説明したように、本構成例の電源装置1において、スイッチング制御回路100に出力側から電荷が供給されるのは、出力電圧Voが安定しているときのみである。例えば、車載用の電源装置1には、通常動作時における低消費電力化が求められているので、上記の電源切替シーケンスによって要求を満たすことが可能となる。

10

20

30

40

50

## 【 0 1 3 8 】

また、切替制御信号 S 1 4 は、電源装置 1 に既存の内部信号（ソフトスタート完了信号 S 3、異常検出信号 S 7、及び、強制停止信号 S D N）から生成されるので、回路規模を不要に増大することもない。

## 【 0 1 3 9 】

なお、出力電圧 V o の帰還供給に関する上記の技術思想については、スイッチングレギュレータに限らず、いかなる方式の電源装置にも適用することが可能である。

## 【 0 1 4 0 】

< モード切替動作 >

図 7 は、負荷に応じてスイッチ電圧 V s w の挙動が変化する様子を示す図であり、左から右へ向かうほど負荷が小さくなるものとする。

10

## 【 0 1 4 1 】

電源装置 1 が P W M モードで駆動している状態（電源装置 1 の起動時、または、重負荷状態）において、負荷を軽くしていくとスイッチ電圧 V s w の挙動は、一般に、まず連続モード（A）から不連続モード（B）へと切り替わる。ただし、連続モード（A）におけるスイッチング周期 T a と、不連続モード（B）における周期 T b は、いずれも半導体装置 1 0 の内部で決定されるスイッチング周期 T P W M（＝クロック信号 C L K の周期）に維持されている。

## 【 0 1 4 2 】

さらに負荷を軽くしていくと、P W M パルス S 1 a のパルス抜けが生じてスイッチング周期 T P W M を維持することができなくなり、スイッチ電圧 V s w の挙動は、間欠発振モード（C）に移行する（ $T c > T P W M$ ）。このとき、電源装置 1 の動作モードは、後述する負荷判定動作に従い、P W M モードからオン時間固定モード（D）に切り替わる。

20

## 【 0 1 4 3 】

先にも述べたように、オン時間固定モードのスイッチング周期 T d（図 3 の周期 T に相当）は、軽負荷時において P W M モードのスイッチング周期 T P W M よりも十分大きくなるように設計されているので、オン時間固定パルス S 1 b は、N 発のパルスが生成された後、少なくともスイッチング周期 T P W M の一周期分に亘ってその生成動作がオフとされる。このように、オン時間固定モードの大きな特徴は、オン時間固定パルス S 1 b を生成する動作期間 T o n と、オン時間固定パルス S 1 b の生成を停止する静止期間 T o f f とを交互に繰り返すことにより、一周期当たりの内部消費電流 I c c（平均値）を低減して軽負荷時の電力効率を改善する点にある。

30

## 【 0 1 4 4 】

なお、P W M モードにおいてトランジスタ 1 0 1 が 1 回オンする毎に負荷に供給される電荷を Q 1 とし、P W M パルス S 1 a の最小オン時間（最小パルス幅）を t m i n とした場合、P W M モードからオン時間固定モードに切り替わる際の閾値電流 I t h 1 は、一般に、次の（10）式から求めることができる。

## 【 0 1 4 5 】

【数 1 0】

$$Q1 = I_{th1} \cdot TPWM, \quad Q1 = f(t_{min}) \quad \dots (10)$$

40

## 【 0 1 4 6 】

また、オン時間固定モードから P W M モードへの切り替わりについても、上記と同様に理解することができる。なお、オン時間固定モードにおいてトランジスタ 1 0 1 が N 回オンする毎に負荷に供給される電荷を Q 2 とし、オン時間固定パルス S 1 b の 1 パルス毎のオン期間を t o n とした場合、オン時間固定モードから P W M モードに切り替わる際の閾値電流 I t h 2 は、一般に、次の（11）式から求めることができる。

## 【 0 1 4 7 】

【数 1 1】

$$Q2 = I_{th2} \cdot T_d, \quad Q2 = f(N \cdot ton) \quad \dots \quad (11)$$

【0 1 4 8】

上記の切替負荷ポイント ( $I_{th1}$ 、 $I_{th2}$ ) は極めて重要である。オン時間固定モードは、オン時間  $t_{on}$  とオン回数  $N$  が固定であるので、閾値電流  $I_{th2}$  を設計しやすく、また、超軽負荷での電力効率 を調整しやすい。

【0 1 4 9】

しかし、軽負荷状態での電力効率 を高めるために、オン時間  $t_{on}$  やオン回数  $N$  を大きく設定すると、軽負荷から重負荷に切り替わる閾値電流  $I_{th2}$  が大きくなり、本来ならば PWM モードで動作させたい領域までオン時間固定モードで動作させてしまうという問題が生じる。以下では、このような問題が生じる原理について、より詳細に説明する。

【0 1 5 0】

先出の図 3 で示したように、オン時間固定モードでは、オン時間  $t_{on}$  が固定されたオン時間固定パルス  $S_{1b}$  を用いて出力トランジスタ 101 をオン/オフさせることにより負荷に電荷を供給する。なお、先出の (7) 式でも示したように、オン時間固定モードにおいて、トランジスタ 101 が 1 回オンする毎に負荷に供給される電荷  $Q$  は、入力電圧  $V_i$ 、出力電圧  $V_o$ 、及び、オン時間  $t_{on}$  の関数となる。

【0 1 5 1】

このオン時間固定パルス  $S_{1b}$  を  $N$  発だけ生成した場合、負荷に供給される総電荷量は ( $N \times Q$ ) となり、この電荷が周期  $T$  に亘って負荷に流れる出力電流  $I_o$  として消費される。この事実を鑑みると、オン時間固定モードにおけるスイッチング周期  $T$  は、次の (12) 式で算出することができる。

【0 1 5 2】

【数 1 2】

$$T = \frac{N \cdot Q}{I_o} \quad \dots \quad (12)$$

【0 1 5 3】

ここで、仮に、オン時間固定モードのスイッチング周期  $T$  が PWM モードのスイッチング周期  $T_{PWM}$  と一致するまで短くならない限り、オン時間固定モードから PWM モードへの切替を行わない構成とした場合、オン時間固定モードから PWM モードに切り替わる際の閾値電流  $I_{th2}$  は、次の (13) 式で求められる。

【0 1 5 4】

【数 1 3】

$$I_{th2} = \frac{N \cdot Q}{T_{PWM}} \quad \dots \quad (13)$$

【0 1 5 5】

例えば、 $V_i = 12V$ 、 $V_o = 5V$ 、 $t_{on} = 600ns$ 、 $N = 4$ 、 $L = 10\mu H$ 、及び、 $f = 500kHz$  ( $T_{PWM} = 2\mu s$ ) である場合、連続モード (A) と不連続モード (B) との境目となる出力電流  $I_o$  が約  $210mA$  であるのに対して、閾値電流  $I_{th2}$  が約  $600mA$  となる。すなわち、PWM モードでの動作が十分に可能な負荷領域であるにも関わらず、オン時間固定モードでの動作が継続されてしまう。

【0 1 5 6】

そこで、本構成例の電源装置 1 は、オン時間固定モードのスイッチング周期  $T$  が所定のマスク期間  $T_{mask}$  ( $> T_{PWM}$ ) と一致したときに、オン時間固定モードから PWM

10

20

30

40

50

モードへの切替を行う構成とされている。

【0157】

より具体的に述べると、上記のモード切替動作を実現するために、セクタ制御部113は、比較信号S0のローレベル期間がマスク期間Tmaskよりも短ければPWMパルスS1aを選択するようにセクタ制御信号S4を生成し、比較信号S0のローレベル期間がマスク期間Tmaskよりも長ければオン時間固定パルスS1bを選択するようにセクタ制御信号S4を生成する構成とされている。

【0158】

このような構成を採用した場合、オン時間固定モードからPWMモードに切り替わる際の閾値電流Ith2は、次の(14)式で求められる。

【0159】

【数14】

$$I_{th2} = \frac{N \cdot Q}{T_{mask}} \dots (14)$$

【0160】

例えば、Vi = 12V、Vo = 5V、ton = 600ns、N = 4、L = 10μH、及び、Tmask = 32μsである場合、閾値電流Ith2は約37mAとなる。このように、本構成例の電源装置1であれば、軽負荷状態での電力効率を高めるために、オン時間tonやオン回数Nを大きく設定した場合であっても、閾値電流Ith2を軽負荷側にシフトさせることができるので、オン時間固定モードからPWMモードへの切替を遅滞なく適切に実行することが可能となる。

【0161】

また、本構成例の電源装置1であれば、比較信号S0のローレベル期間がマスク期間Tmaskに亘って継続しない限り、PWMモードからオン時間固定モードへの切替が行われないので、負荷変動時やノイズ重畳時における動作モードの意図しない切り替わりを防止することも可能となる。

【0162】

<カウンタ調整部>

ところで、負荷変動時間やノイズ重畳時間は、電源装置1の用途や負荷によって異なるので、マスク期間Tmaskを一概に決めることはできない。そこで、本構成例のスイッチング制御回路100には、カウンタ調整部が設けられている。図8は、カウンタ調整部の一構成例を示すブロック図である。

【0163】

カウンタ調整部122は、マスク期間Tmaskを調整するための手段としてスイッチング制御回路100に設けられたロジック回路である。具体的に述べると、カウンタ調整部122は、半導体装置10に設けられた外部端子T14に入力される外部制御信号S15に応じてマスク期間調整信号S16を生成しこれをセクタ制御部113に送出する。

【0164】

例えば、カウンタ調整部122は、外部制御信号S15がハイレベルであるときにはマスク期間Tmaskを第1マスク期間Tmask1とする一方、外部制御信号S15がローレベルであるときにはマスク期間Tmaskを第2マスク期間Tmask2とするように、マスク期間調整信号S16を生成する。

【0165】

本構成例の電源装置1であれば、半導体装置10の外部端子T14を用いることによりマスク期間Tmaskを任意に変更することができるので、電源装置1の用途や負荷に応じてマスク期間Tmaskの最適な設定を行うことが可能となる。また、マスク期間Tmaskの調整機能を流用すれば、PWMモードとオン時間固定モードとの切り替わりポイ

10

20

30

40

50

ントとなる閾値電流  $I_{th1}$  及び  $I_{th2}$  を任意に調整することも可能となる。

【0166】

<ワンショットモード>

先出の図7で示したように、電源装置1がPWMモードで動作している状態（電源装置1の起動時、または、重負荷状態）において、負荷を軽くしていくと、スイッチ電圧  $V_{sw}$  の挙動は、連続モード（A）から不連続モード（B）に移行する。このとき、PWMパルス  $S_{1a}$  のオン時間（パルス幅）は、半導体装置10の内部で定まる最小オン時間（最小パルス幅）  $t_{min}$  となる。

【0167】

さらに、負荷が軽くなると、スイッチ電圧  $V_{sw}$  の挙動は、間欠発振モード（C）に移行し、比較信号  $S_0$  のハイレベル期間が所定のマスク期間  $T_{mask}$  に亘って維持された時点でオン時間固定モード（D）に移行する。

10

【0168】

つまり、PWMモードからオン時間固定モードに切り替わる際の閾値電流  $I_{th1}$  は、PWMパルス  $S_{1a}$  の最小オン時間  $t_{min}$  とマスク期間  $T_{mask}$  に応じて、次の（15）式から求めることができる。

【0169】

【数15】

$$I_{th1} = \frac{Q}{T_{mask}}, Q = f(t_{min}) \quad \dots (15)$$

20

【0170】

上記の（15）式から分かるように、PWMパルス  $S_{1a}$  の最小オン時間  $t_{min}$  を小さく設定するほど、トランジスタ101が1回オンする毎に負荷に供給される電荷  $Q$  も小さくなり、延いては、閾値電流  $I_{th1}$  がより軽負荷側にシフトするので、PWMモードからオン時間固定モードへの切替タイミングが遅れて、軽負荷時の電力効率を高めることができなくなる。特に、本構成例の電源装置1では、セクタ制御部113において、PWMパルス  $S_{1a}$  のスイッチング周波数  $T_{PWM}$  よりも長いマスク期間  $T_{mask}$  が設定されているので、閾値電流  $I_{th1}$  はより大きく軽負荷側にシフトする。

30

【0171】

しかしながら、電源装置1の起動時において、ソフトスタート動作を有効に機能させるためには、PWMパルス  $S_{1a}$  の最小オン時間  $t_{min}$  を十分に小さく設定しておく必要があり、これを大きく設定し過ぎるとオーバーシュートなどの原因となってしまう。

【0172】

そこで、本構成例の電源装置1は、ソフトスタート電圧  $V_{ss}$  が所定の閾値電圧  $V_{th4}$  を上回った時点で一度だけオン時間  $t_{fix}$  ( $> t_{min}$ ) とオン回数  $M$  が一定のワンショットパルス  $S_{1c}$  を生成するワンショットパルス生成部112と、ソフトスタート電圧  $V_{ss}$  が閾値電圧  $V_{th4}$  を上回った時点でセクタ制御信号  $S_4$  に依ることなくワンショットパルス  $S_{1c}$  を選択するセクタ114と、を有する構成とされている。

40

【0173】

図9は、ワンショットパルス生成動作の一例を示すタイミングチャートであり、上から順に、基準電圧  $V_{ref}$ 、ソフトスタート電圧  $V_{ss}$ 、出力電圧  $V_o$ 、ソフトスタート完了信号  $S_3$ 、及び、ワンショットパルス  $S_{1c}$ （出力信号  $S_2$ ）が描写されている。

【0174】

図9で示すように、電源装置1が起動すると、ソフトスタート電圧  $V_{ss}$  が緩やかに上昇を開始し、これに追従するように出力電圧  $V_o$  が上昇していく。このとき、電源装置1はPWMモードで動作するが、PWMパルス  $S_{1a}$ （図9では不図示）の最小オン時間  $t_{min}$  を十分に小さく設定しておくことにより、ソフトスタート動作を有効に機能させて

50

オーバーシュートなどを抑制することが可能となる。

【0175】

その後、ソフトスタート電圧  $V_{ss}$  が閾値電圧  $V_{th4}$  を上回ると、ソフトスタート完了信号  $S_3$  がローレベルに立ち下がる。ソフトスタート完了信号  $S_3$  は、電源装置 1 の起動時に種々の内部信号をマスク（無効化）するための既存信号である。

【0176】

ワンショットパルス生成部 112 は、上記のソフトスタート完了信号  $S_3$  を監視しており、ソフトスタート完了信号  $S_3$  の立下りエッジをトリガとして、オン時間  $t_{fix}$  とオン回数  $M$  が一定のワンショットパルス  $S_{1c}$  を生成する。なお、ワンショットパルス  $S_{1c}$  のオン時間  $t_{fix}$  及びオン回数  $M$  は、オン時間固定パルス  $S_{1b}$  のオン時間  $t_{on}$  及びオン回数  $N$  と同じ設定値であってもよいし、異なる設定値であってもよい。

10

【0177】

また、セレクトア 114 も、上記のソフトスタート完了信号  $S_3$  を監視しており、ソフトスタート電圧  $V_{ss}$  が閾値電圧  $V_{th4}$  を上回った時点で、セレクト制御信号  $S_4$  に依ることなくワンショットパルス  $S_{1c}$  を選択する。

【0178】

その結果、電源装置 1 の起動時には、ソフトスタート動作が完了してから一度だけワンショットパルス  $S_{1c}$  による出力トランジスタ 101 のオン/オフ制御が行われる。このとき、PWM モードからオン時間固定モードに切り替わる際の閾値電流  $I_{th1'}$  は、ワンショットパルス  $S_{1c}$  のオン時間  $t_{fix}$  及びオン回数  $M$  とマスク期間  $T_{mask}$  に応じて、次の (16) 式から求めることができる。

20

【0179】

【数 16】

$$I_{th1'} = \frac{Q'}{T_{mask}}, Q' = f(M \cdot t_{fix}) \quad \dots (16)$$

【0180】

上記の (16) 式から分かるように、ワンショットモードでは、ワンショットパルス  $S_{1c}$  のオン時間  $t_{fix}$  とオン回数  $M$  を適切に設定することにより、ソフトスタート動作中の PWM モードに比べて、負荷に供給される電荷  $Q'$  を増加させることができるので、PWM モードからオン時間固定モードに切り替わる際の閾値電流  $I_{th1'}$  を重負荷側にシフトさせることが可能となる。

30

【0181】

例えば、 $V_i = 12V$ 、 $V_o = 5V$ 、 $L = 10\mu H$ 、 $t_{min} = 150ns$ 、及び、 $T_{mask} = 50\mu s$  である場合、閾値電流  $I_{th1}$  は約  $330\mu A$  となる。一方、上記と同条件下で  $t_{fix} = 400ns$ 、及び、 $M = 2$  であるワンショットパルス  $S_{1c}$  を生成すると、閾値電流  $I_{th1'}$  は約  $5mA$  となる。このように、本構成例の電源装置 1 であれば、PWM モードからオン時間固定モードへの切替タイミングを早めて、軽負荷時の電力効率を高めることが可能となる。

40

【0182】

<車両>

図 10 は、車載機器を搭載した車両の一構成例を示す外観図である。本構成例の車両  $X$  は、車載機器  $X_{11} \sim X_{17}$  と、これらの車載機器  $X_{11} \sim X_{17}$  に電力を供給するバッテリー（不図示）と、を搭載している。

【0183】

車載機器  $X_{11}$  は、エンジンに関連する制御（インジェクション制御、電子スロットル制御、アイドル制御、酸素センサヒータ制御、及び、オートクルーズ制御など）を行うエンジンコントロールユニットである。

50

## 【0184】

車載機器 X 1 2 は、H I D [ high intensity discharged lamp ] や D R L [ daytime running lamp ] などの点消灯制御を行うランプコントロールユニットである。

## 【0185】

車載機器 X 1 3 は、トランスミッションに関連する制御を行うトランスミッションコントロールユニットである。

## 【0186】

車載機器 X 1 4 は、車両 X の運動に関連する制御 ( A B S [ anti-lock brake system ] 制御、E P S [ electric power Steering ] 制御、電子サスペンション制御など) を行うボディコントロールユニットである。

10

## 【0187】

車載機器 X 1 5 は、ドアロックや防犯アラームなどの駆動制御を行うセキュリティコントロールユニットである。

## 【0188】

車載機器 X 1 6 は、ワイパー、電動ドアミラー、パワーウィンドウ、電動サンルーフ、電動シート、及び、エアコンなど、標準装備品やメーカーオプション品として、工場出荷段階で車両 X に組み込まれている電子機器である。

## 【0189】

車載機器 X 1 7 は、車載 A / V [ audio/visual ] 機器、カーナビゲーションシステム、及び、E T C [ Electronic Toll Collection System ] など、ユーザの任意で車両 X に装着される電子機器である。

20

## 【0190】

なお、先に説明した電源装置 1 は、車載機器 X 1 1 ~ X 1 7 のいずれにも組み込むことが可能である。

## 【0191】

< その他の変形例 >

なお、上記の実施形態では、車載用の電源装置に本発明を適用した構成を例に挙げて説明を行ったが、本発明の適用対象はこれに限定されるものではなく、他の用途に供される電源装置にも広く適用することが可能である。

## 【0192】

また、本明細書中に開示されている種々の技術的特徴は、上記実施形態のほか、その技術的創作の主旨を逸脱しない範囲で種々の変更を加えることが可能である。例えば、バイポーラトランジスタと M O S 電界効果トランジスタとの相互置換や、各種信号の論理レベル反転は任意である。すなわち、上記実施形態は、全ての点で例示であって、制限的なものではないと考えられるべきであり、本発明の技術的範囲は、上記実施形態の説明ではなく、特許請求の範囲によって示されるものであり、特許請求の範囲と均等の意味及び範囲内に属する全ての変更が含まれると理解されるべきである。

30

## 【産業上の利用可能性】

## 【0193】

本発明は、例えば、車載用の電源装置に適用することが可能である。

40

## 【符号の説明】

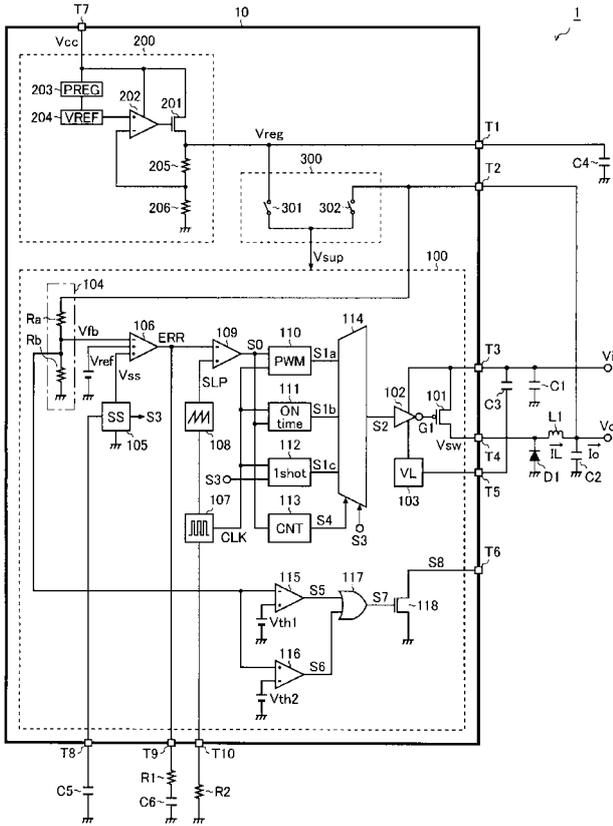
## 【0194】

- 1 電源装置
- 10 半導体装置
- 100 スイッチング制御回路
- 101 出力トランジスタ ( P チャンネル型 M O S 電界効果トランジスタ )
- 102 ドライバ ( インバータ )
- 103 ローレベル電圧生成部
- 104 帰還電圧生成部
- R a 、 R b 抵抗

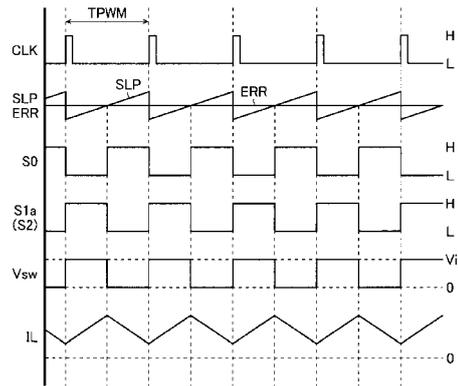
50

1 0 5	ソフトスタート電圧生成部	
1 0 5 a	電流源	
1 0 5 b	Nチャンネル型MOS電界効果トランジスタ	
1 0 5 c	コンパレータ	
1 0 6	エラーアンプ	
1 0 7	オシレータ	
1 0 8	スロープ電圧生成部	
1 0 9	コンパレータ	
1 1 0	PWMパルス生成部	
1 1 1	オン時間固定パルス生成部	10
1 1 2	ワンショットパルス生成部	
1 1 3	セレクタ制御部(カウンタ)	
1 1 4	セレクタ	
1 1 5	コンパレータ	
1 1 6	コンパレータ	
1 1 7	ORゲート	
1 1 8	Nチャンネル型MOS電界効果トランジスタ	
1 1 9	オン時間固定パルス調整部	
1 2 0	オン時間固定パルス無効部(コンパレータ)	
1 2 1	NORゲート	20
1 2 2	カウンタ調整部	
2 0 0	内部電源電圧生成回路	
2 0 1	Nチャンネル型MOS電界効果トランジスタ	
2 0 2	オペアンプ	
2 0 3	プリレギュレータ部	
2 0 4	基準電圧生成部	
2 0 5、2 0 6	抵抗	
3 0 0	電源切替回路	
3 0 1、3 0 2	スイッチ(Pチャンネル型MOS電界効果トランジスタ)	
3 0 3	インバータ	30
L 1	コイル	
D 1	ダイオード	
R 1 ~ R 4	抵抗	
C 1 ~ C 6	キャパシタ	
T 1 ~ T 1 4	外部端子	
X	車両	
X 1 1 ~ X 1 7	車載機器	

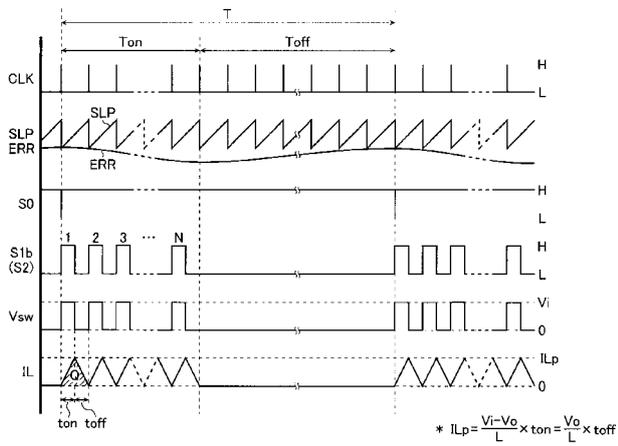
【 図 1 】



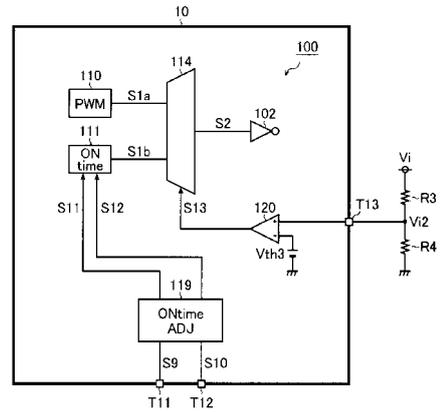
【 図 2 】



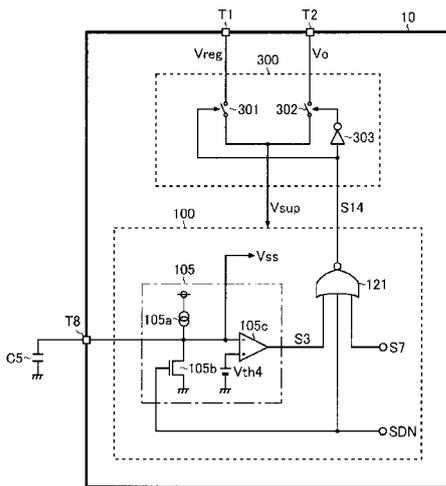
【 図 3 】



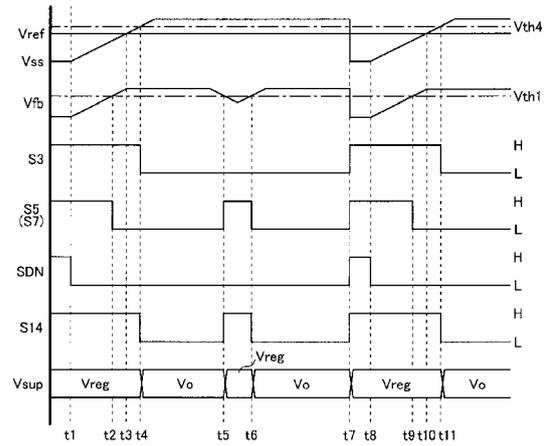
【 図 4 】



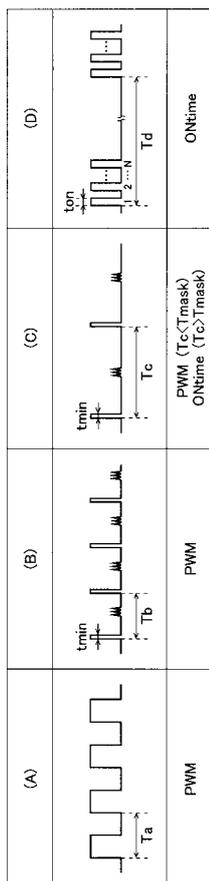
【 図 5 】



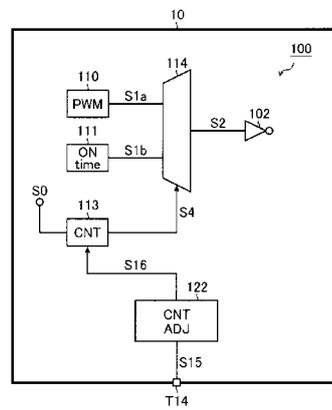
【 図 6 】



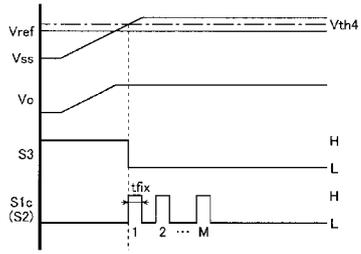
【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】



【 図 10 】

