

(19)日本国特許庁(JP)

## (12)特許公報(B2)

(11)特許番号  
特許第7026531号  
(P7026531)

(45)発行日 令和4年2月28日(2022.2.28)

(24)登録日 令和4年2月17日(2022.2.17)

(51)国際特許分類		F I			
H 0 2 M	1/08 (2006.01)	H 0 2 M	1/08	A	
H 0 3 K	17/16 (2006.01)	H 0 3 K	17/16	F	

請求項の数 15 (全26頁)

(21)出願番号	特願2018-30671(P2018-30671)	(73)特許権者	302062931 ルネサスエレクトロニクス株式会社 東京都江東区豊洲三丁目2番24号
(22)出願日	平成30年2月23日(2018.2.23)	(74)代理人	100103894 弁理士 家入 健
(65)公開番号	特開2019-146440(P2019-146440 A)	(72)発明者	田島 英幸 東京都江東区豊洲三丁目2番24号 ル ネサスエレクトロニクス株式会社内
(43)公開日	令和1年8月29日(2019.8.29)	審査官	栗栖 正和
審査請求日	令和2年8月12日(2020.8.12)		

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 半導体装置、半導体システム、及び、制御システム

## (57)【特許請求の範囲】

## 【請求項1】

外部に設けられた負荷に流れる電流の供給を制御する第1ドライブトランジスタと、前記第1ドライブトランジスタに流れる電流に比例する電流が流れる第1センストランジスタを有し、当該第1センストランジスタに流れる電流を検出する電流検出部と、前記電流検出部によって検出された電流の値に応じたデューティ比の第1パルス信号を生成する制御部と、前記第1ドライブトランジスタと前記負荷との間の外部出力端子の電圧がバッテリー電圧である所定電圧に達しているか否かをモニタする電圧モニタと、前記外部出力端子の電圧が前記所定電圧に達していない場合、前記第1ドライブトランジスタの制御端子に対する電荷の充放電を、前記第1パルス信号に基づいて第1充放電速度で行うとともに、前記外部出力端子の電圧が前記所定電圧に達している場合、前記第1ドライブトランジスタの制御端子に対する電荷の充放電を、前記第1パルス信号に基づいて第1充放電速度よりも速い第2充放電速度で行うプリドライバと、を備え、

前記第1ドライブトランジスタは、前記バッテリー電圧が供給される電圧供給端子と、前記外部出力端子と、の間に設けられたハイサイドドライバであって、

前記電圧モニタは、前記外部出力端子の電圧が前記所定電圧以上に達しているか否かをモニタするように構成されている、

半導体装置。

## 【請求項 2】

前記プリドライバは、  
前記第 1 ドライブトランジスタの制御端子に対する電荷の充放電を第 1 パルス信号に基づいて制御する第 1 スイッチ部と、  
前記外部出力端子の電圧が前記所定電圧に達している場合、第 1 スイッチ部とともに前記第 1 ドライブトランジスタの制御端子に対する電荷の充放電を第 1 パルス信号に基づいて制御する第 2 スイッチ部と、を有する、  
請求項 1 に記載の半導体装置。

## 【請求項 3】

前記第 2 スイッチ部は、前記第 1 ドライブトランジスタの制御端子に対する電荷の充放電を前記第 1 スイッチ部の場合よりも速い充放電速度で行うように構成されている、  
請求項 2 に記載の半導体装置。

10

## 【請求項 4】

前記第 1 スイッチ部は、  
電源電圧が供給される電源電圧端子と、前記第 1 ドライブトランジスタの制御端子と、の間に設けられた第 1 定電流源と、  
前記第 1 定電流源に直列に設けられ、前記第 1 パルス信号に基づいてオンオフが制御される第 1 スイッチ素子と、  
前記第 1 ドライブトランジスタの制御端子と、前記外部出力端子と、の間に設けられた第 2 定電流源と、  
前記第 2 定電流源に直列に設けられ、前記第 1 パルス信号に基づいて前記第 1 スイッチ素子と相補的にオンオフが制御される第 2 スイッチ素子と、を備えた、  
請求項 2 に記載の半導体装置。

20

## 【請求項 5】

前記第 2 スイッチ部は、  
前記電源電圧端子と前記第 1 ドライブトランジスタの制御端子との間に設けられ、前記外部出力端子の電圧が前記所定電圧に達している場合、前記第 1 パルス信号に基づいてオンオフが制御される第 3 スイッチ素子と、  
前記第 1 ドライブトランジスタの制御端子と前記外部出力端子との間に設けられ、前記外部出力端子の電圧が前記所定電圧に達している場合、前記第 1 パルス信号に基づいて前記第 3 スイッチ素子と相補的にオンオフが制御される第 4 スイッチ素子と、を備えた、  
請求項 4 に記載の半導体装置。

30

## 【請求項 6】

前記プリドライバは、  
電源電圧が供給される電源電圧端子と、前記第 1 ドライブトランジスタの制御端子と、の間に設けられ、前記電圧モニタによるモニタ結果に応じた値の電流が流れる第 1 定電流源と、  
前記第 1 定電流源に直列に設けられ、前記第 1 パルス信号に基づいてオンオフが制御される第 1 スイッチ素子と、  
前記第 1 ドライブトランジスタの制御端子と、前記外部出力端子と、の間に設けられ、前記電圧モニタによるモニタ結果に応じた値の電流が流れる第 2 定電流源と、  
前記第 2 定電流源に直列に設けられ、前記第 1 パルス信号に基づいて前記第 1 スイッチ素子と相補的にオンオフが制御される第 2 スイッチ素子と、を備えた、  
請求項 1 に記載の半導体装置。

40

## 【請求項 7】

前記第 1 定電流源及び前記第 2 定電流源は、何れも、前記外部出力端子の電圧が前記所定電圧に達している場合、前記外部出力端子の電圧が前記所定電圧に達していない場合よりも大きな値の電流を流すように構成されている、  
請求項 6 に記載の半導体装置。

## 【請求項 8】

50

前記電圧モニタは、前記第 1 ドライブトランジスタの制御端子の電圧をモニタした結果から、前記外部出力端子の電圧が前記所定電圧以上に達しているか否かを判断するように構成されている、  
請求項 1 に記載の半導体装置。

【請求項 9】

前記電圧モニタは、  
前記外部出力端子の電圧と前記所定電圧とを比較して比較結果をモニタ結果として出力するコンパレータを有する、  
請求項 1 に記載の半導体装置。

【請求項 10】

前記電圧モニタは、  
クランプ電圧以下の前記外部出力端子の電圧を前記クランプ電圧にクランプするクランプ回路と、  
前記クランプ回路の出力電圧をレベルシフトさせてモニタ結果として出力するレベルシフタと、  
を有する、請求項 1 に記載の半導体装置。

【請求項 11】

前記第 1 ドライブトランジスタのオンオフの切り替わりに応じたタイミングで前記電流検出部の検出電流をサンプリングして所定期間ホールドするサンプルホールド回路をさらに備えた  
請求項 1 に記載の半導体装置。

【請求項 12】

前記負荷は、ソレノイドバルブである、  
請求項 1 に記載の半導体装置。

【請求項 13】

前記負荷は、インダクタを含む、  
請求項 1 に記載の半導体装置。

【請求項 14】

請求項 1 に記載の半導体装置と、  
前記半導体装置によって駆動される前記負荷と、  
を備えた、半導体システム。

【請求項 15】

請求項 1 に記載の半導体装置と、  
前記半導体装置によって駆動される前記負荷であるソレノイドバルブと、  
エンジンと、  
前記ソレノイドバルブの電磁力によって前記エンジンの駆動力の伝達を制御するクラッチと、  
前記クラッチを介して前記エンジンから伝達された駆動力を、走行状態に応じた回転数及びトルクに変化させてタイヤを回転させるトランスミッションと、  
を備えた制御システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は半導体装置、半導体システム及び制御システムに関し、例えば電流検出精度を向上させるのに適した半導体装置、半導体システム及び制御システムに関する。

【背景技術】

【0002】

自動車には、クラッチの開閉を制御するソレノイドバルブに対する電流の供給を制御する電子制御ユニット（半導体装置）が搭載されている。電子制御ユニットは、ソレノイドバルブに対する電流の供給を制御してクラッチの開閉を制御することにより、自動車の発進

10

20

30

40

50

、停止、変速時にエンジンの駆動力をトランスミッションに伝えたり遮断したりしている。ここで、電子制御ユニットは、ソレノイドバルブに対する電流の供給を精度良く制御することにより、クラッチの開閉を正確に行う必要がある。

【0003】

そのため、電子制御ユニットには、ソレノイドドライバから出力される電流の値が正常値を示しているか否かを検出する電流検出回路が設けられている。当然ながら、この電流検出回路には、高精度に電流を検出することが求められている。

【0004】

電流検出精度の高い電流検出回路としては、シャント抵抗を用いてドライバに流れる電流を検出する電流検出回路が知られている。しかしながら、シャント抵抗方式の電流検出回路では、回路規模が増大してしまうという問題があった。

10

【0005】

このような問題に対する解決策が特許文献1に開示されている。特許文献1には、ドライバに流れる電流に比例する電流が流れるセンストランジスタを用いて当該ドライバに流れる電流を検出する電流検出回路の構成が開示されている。それにより、回路規模の増大が抑制される。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【文献】米国特許第6377034号明細書

20

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

しかしながら、特許文献1の構成では、ドライバに流れる電流を精度良く検出することができないという問題があった。その他の課題と新規な特徴は、本明細書の記述および添付図面から明らかになるであろう。

【課題を解決するための手段】

【0008】

一実施の形態によれば、半導体装置は、外部に設けられた負荷に流れる電流の供給を制御する第1ドライブトランジスタと、前記第1ドライブトランジスタに流れる電流に比例する電流が流れる第1センストランジスタを有し、当該第1センストランジスタに流れる電流を検出する電流検出部と、前記電流検出部によって検出された電流の値に応じたデューティ比の第1パルス信号を生成する制御部と、前記第1ドライブトランジスタと前記負荷との間の外部出力端子の電圧が所定電圧に達しているか否かをモニタする電圧モニタと、前記外部出力端子の電圧が前記所定電圧に達していない場合、前記第1ドライブトランジスタの制御端子に対する電荷の充放電を、前記第1パルス信号に基づいて第1充放電速度で行うとともに、前記外部出力端子の電圧が前記所定電圧に達している場合、前記第1ドライブトランジスタの制御端子に対する電荷の充放電を、前記第1パルス信号に基づいて第1充放電速度よりも速い第2充放電速度で行うプリドライバと、を備える。

30

【発明の効果】

40

【0009】

前記一実施の形態によれば、電流検出精度を向上させることが可能な半導体装置及び半導体システムを提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】実施の形態1にかかる電子制御ユニットが搭載された自動車の外観図である。

【図2】実施の形態1にかかる電子制御ユニットの構成例を示すブロック図である。

【図3】図2に示す電子制御ユニットの具体的な構成例を示す図である。

【図4】電圧モニタの第1の具体的な構成例を示す図である。

【図5】電圧モニタの第2の具体的な構成例を示す図である。

50

【図 6】図 5 に示す電圧モニタの動作を示すタイミングチャートである。

【図 7】図 3 に示す電子制御ユニットの構成要素のうち駆動部及び駆動補助部を示した図である。

【図 8】図 3 に示す電子制御ユニットの動作を示すタイミングチャートである。

【図 9】実施の形態 1 にかかる電子制御ユニットの第 1 変形例を示す図である。

【図 10】図 9 に示す電子制御ユニットの動作を示すタイミングチャートである。

【図 11】実施の形態 1 にかかる電子制御ユニットの第 2 変形例を示すブロック図である。

【図 12】実施の形態 2 にかかる電子制御ユニットの構成例を示すブロック図である。

【図 13】図 12 に示す電子制御ユニットの動作を示すタイミングチャートである。

【図 14】実施の形態 3 にかかる電子制御ユニットの具体的な構成例の一部を示す図である。

10

【図 15】図 14 に示す電子制御ユニットの動作を示すタイミングチャートである。

【図 16】実施の形態 4 にかかる電子制御ユニットの具体的な構成例の一部を示す図である。

【図 17】図 16 に示す電子制御ユニットの動作を示すタイミングチャートである。

【図 18】実施の形態 5 にかかる電子制御ユニットの具体的な構成例の一部を示す図である。

【図 19】実施の形態 1 に至る前の構想に係る電子制御ユニットの構成例を示すブロック図である。

【図 20】図 19 に示す電子制御ユニットの具体的な構成例を示す図である。

20

【図 21】図 20 に示す電子制御ユニットの動作を示すタイミングチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0011】

説明の明確化のため、以下の記載及び図面は、適宜、省略、及び簡略化がなされている。また、様々な処理を行う機能ブロックとして図面に記載される各要素は、ハードウェア的には、CPU (Central Processing Unit)、メモリ、その他の回路で構成することができ、ソフトウェア的には、メモリにロードされたプログラムなどによって実現される。したがって、これらの機能ブロックがハードウェアのみ、ソフトウェアのみ、またはそれらの組合せによっていろいろな形で実現できることは当業者には理解されるところであり、いずれかに限定されるものではない。なお、各図面において、同一の要素には同一の符号が付されており、必要に応じて重複説明は省略されている。

30

【0012】

また、上述したプログラムは、様々なタイプの非一時的なコンピュータ可読媒体を用いて格納され、コンピュータに供給することができる。非一時的なコンピュータ可読媒体は、様々なタイプの実体のある記録媒体を含む。非一時的なコンピュータ可読媒体の例は、磁気記録媒体 (例えばフレキシブルディスク、磁気テープ、ハードディスクドライブ)、光磁気記録媒体 (例えば光磁気ディスク)、CD-ROM (Read Only Memory)、CD-R、CD-R/W、半導体メモリ (例えば、マスクROM、PROM (Programmable ROM)、EPROM (Erasable PROM)、フラッシュROM、RAM (Random Access Memory)) を含む。また、プログラムは、様々なタイプの一時的なコンピュータ可読媒体によってコンピュータに供給されてもよい。一時的なコンピュータ可読媒体の例は、電気信号、光信号、及び電磁波を含む。一時的なコンピュータ可読媒体は、電線及び光ファイバ等の有線通信路、又は無線通信路を介して、プログラムをコンピュータに供給できる。

40

【0013】

<実施の形態 1>

図 1 は、実施の形態 1 にかかる電子制御ユニット (ECU; Electronic Control Unit) が搭載された自動車の外観図である。

【0014】

図 1 に示すように、自動車には、例えば、エンジン 101、クラッチ 102、トランスミ

50

ッション103、ディファレンシャルギア104、タイヤ105、ソレノイドバルブ（負荷）106、及び、電子制御ユニット（半導体装置）1が搭載されている。

【0015】

例えば、電子制御ユニット1は、ソレノイドバルブ106に対する電流の供給を制御する。ソレノイドバルブ106は、ソレノイドドライバから供給された電流をインダクタ等によって電磁力に変換した後、その電磁力を用いてクラッチ102の開閉を制御する。それにより、自動車の発進、停止、変速時におけるエンジン101の駆動力のミッション103への伝達が制御される。ミッション103は、エンジン101の駆動力を、走行状態に応じた回転数及びトルクに変化させた後、ディファレンシャルギア104に伝達し、タイヤ105を回転させる。

10

【0016】

ここで、電子制御ユニット1は、ソレノイドバルブ106に対する電流の供給を精度良く制御することにより、クラッチ102の開閉を正確に行う必要がある。そのため、電子制御ユニット1には、ソレノイドドライバから出力される電流の値が正常値を示しているか否かを検出する電流検出部が設けられている。当然ながら、この電流検出部には、高精度に電流を検出することが求められている。

【0017】

（発明者による事前検討）

上述した自動車に搭載された電子制御ユニット1の詳細について説明する前に、まず、本発明者が事前検討した電子制御ユニット50について、図19～図21を用いて説明する。

20

【0018】

（電子制御ユニット50の構成）

図19は、実施の形態1に至る前の構想に係る電子制御ユニット50の構成例を示すブロック図である。なお、図19には、電子制御ユニット50によって電流の供給が制御される負荷Ld1も示されている。

【0019】

図19に示すように、電子制御ユニット50は、負荷Ld1を駆動する駆動部51と、駆動部51の出力電流を検出する電流検出部52と、電流検出部52の検出結果に基づいて駆動部51による負荷Ld1の駆動を制御する制御部53と、を備える。

【0020】

図20は、図19に示す電子制御ユニット50の具体的な構成例を示す図である。

図20に示すように、電子制御ユニット50では、駆動部51が、ドライブトランジスタMN51と、ドライブトランジスタMN52と、を有し、電流検出部52が、センストランジスタTr51と、センストランジスタTr52と、電流モニタ521と、を有する。

30

【0021】

ドライブトランジスタMN51は、例えば高耐圧のNチャンネルMOSトランジスタであって、ハイサイドドライバとして用いられる。具体的には、ドライブトランジスタMN51は、制御部53から出力されたパルス信号HSに基づいて、バッテリー電圧Vbatが供給される電圧供給端子INと、負荷Ld1に接続された外部出力端子OUTと、の間に流れる電流を制御する。

40

【0022】

ドライブトランジスタMN52は、例えば高耐圧のNチャンネルMOSトランジスタであって、ローサイドドライバとして用いられる。具体的には、ドライブトランジスタMN52は、制御部53から出力されたパルス信号LSに基づいて、外部出力端子OUTと、基準電圧GNDが供給される基準電圧端子（以下、基準電圧端子GNDと称す）と、の間に流れる電流を制御する。

【0023】

負荷Ld1は、例えばインダクタを有するソレノイドバルブ106であって、駆動部51から供給される電流を、電磁力に変換する。ソレノイドバルブ106は、その電磁力を用いて油圧を制御し、これによりクラッチ102の開閉を制御する。

50

## 【 0 0 2 4 】

センストランジスタ  $T r 5 1$  は、ドライブトランジスタ  $M N 5 1$  と同じく高耐圧の N チャネル MOS トランジスタによって構成されている。例えば、センストランジスタ  $T r 5 1$  のトランジスタサイズは、ドライブトランジスタ  $M N 5 1$  のトランジスタサイズの  $1 / 1 0 0 0$  倍である。

## 【 0 0 2 5 】

具体的には、センストランジスタ  $T r 5 1$  では、ドレインが電圧供給端子  $I N$  に接続され、ソースが電流モニタ  $5 2 1$  に接続され、ゲートにパルス信号  $H S$  が供給されている。そのため、センストランジスタ  $T r 5 1$  のソース - ドレイン間には、ドライブトランジスタ  $M N 5 1$  のソース - ドレイン間に流れる電流に比例する電流（具体的には、 $1 / 1 0 0 0$  倍の電流）が流れる。

10

## 【 0 0 2 6 】

センストランジスタ  $T r 5 2$  は、ドライブトランジスタ  $M N 5 2$  と同じく高耐圧の N チャネル MOS トランジスタによって構成されている。例えば、センストランジスタ  $T r 5 2$  のトランジスタサイズは、ドライブトランジスタ  $M N 5 2$  のトランジスタサイズの  $1 / 1 0 0 0$  倍である。

## 【 0 0 2 7 】

具体的には、センストランジスタ  $T r 5 2$  では、ドレインが外部出力端子  $O U T$  に接続され、ソースが電流モニタ  $5 2 1$  に接続され、ゲートにパルス信号  $L S$  が供給されている。そのため、センストランジスタ  $T r 5 2$  のソース - ドレイン間には、ドライブトランジスタ  $M N 5 2$  のソース - ドレイン間に流れる電流に比例する電流（具体的には、 $1 / 1 0 0 0$  倍の電流）が流れる。

20

## 【 0 0 2 8 】

電流モニタ  $5 2 1$  は、センストランジスタ  $T r 5 1$  ,  $T r 5 2$  のそれぞれに流れる電流をモニタする。電流モニタ  $5 2 1$  によるモニタ結果は、電流検出部  $5 2$  の検出結果として出力される。

## 【 0 0 2 9 】

制御部  $5 3$  は、パルス信号  $H S$  ,  $L S$  を用いてドライブトランジスタ  $M N 5 1$  ,  $M N 5 2$  を交互に駆動する。ここで、制御部  $5 3$  は、電流検出部  $5 2$  による検出結果に基づいて、パルス信号  $H S$  ,  $L S$  のデューティ比を制御する。それにより、ドライブトランジスタ  $M N 5 1$  ,  $M N 5 2$  の駆動期間が調整される。

30

## 【 0 0 3 0 】

（電子制御ユニット  $5 0$  の動作）

続いて、電子制御ユニット  $5 0$  の動作を、図  $2 1$  を用いて説明する。

図  $2 1$  は、電子制御ユニット  $5 0$  の動作を示すタイミングチャートである。

## 【 0 0 3 1 】

図  $2 1$  に示すように、まず、パルス信号  $H S$  が L レベルの状態、パルス信号  $L S$  が H レベルから L レベルに切り替わる（時刻  $t 5 1$ ）。それにより、ドライブトランジスタ  $M N 5 2$  のゲート - ソース間電圧  $V g s$  が閾値電圧  $V t h$  を下回るため、ドライブトランジスタ  $M N 5 2$  はオンからオフに切り替わる（時刻  $t 5 1$ ）。このとき、ドライブトランジスタ  $M N 5 2$  はオフするが、ドライブトランジスタ  $M N 5 2$  のドレイン - ソース間に形成されたボディダイオードに負荷  $L d 1$  のインダクタによって生成された回生電流が流れるため、外部出力端子  $O U T$  の電圧  $V o$  は、基準電圧  $G N D$  からボディダイオードの降下電圧分だけ低い値までさらに低下する。

40

## 【 0 0 3 2 】

その後、パルス信号  $L S$  が L レベルの状態、パルス信号  $H S$  が L レベルから H レベルに切り替わる（時刻  $t 5 2$ ）。それにより、ドライブトランジスタ  $M N 5 1$  のゲート - ソース間電圧  $V g s$  が上昇し始める（時刻  $t 5 2$ ）。その後、ドライブトランジスタ  $M N 5 1$  のゲート - ソース間電圧  $V g s$  が閾値電圧  $V t h$  まで上昇すると、ドライブトランジスタ  $M N 5 1$  はオフからオンに切り替わる（時刻  $t 5 3$ ）。それにより、負荷  $L d 1$  に流れる

50

電流の経路は、ドライブトランジスタMN52の経路からドライブトランジスタMN51の経路に切り替わる。このとき、ドライブトランジスタMN52に電流が流れなくなるためセンストランジスタTr52によって検出される電流が0になるのに対し、ドライブトランジスタMN51に流れる電流が上昇し始めるためセンストランジスタTr51によって検出される電流は上昇し始める。

【0033】

ドライブトランジスタMN51がオフからオンに切り替わると、外部出力端子OUTの電圧Voはバッテリー電圧Vbatに向けて上昇し始める(時刻t53)。ここで、電圧Voがバッテリー電圧Vbatに達するまでの期間中(時刻t53~t54)、ドライブトランジスタMN51のゲート-ソース間容量Cgsは見かけ上変化しない。そのため、ドライブトランジスタMN51のゲート-ソース間電圧Vgsはほとんど変化しない(時刻t53~t54)。その後、電圧Voがバッテリー電圧Vbatに達すると(時刻t54)、ドライブトランジスタMN51のゲート-ソース間容量Cgsが充電され始めるため、ドライブトランジスタMN51のゲート-ソース間電圧Vgsは、再び上昇を開始し(時刻t54)、Hレベルに相当する上限電圧で安定する(時刻t55)。

10

【0034】

ここで、ドライブトランジスタMN51がオフからオンに切り替わってから、ドライブトランジスタMN51がフルオンする直前までの期間(時刻t53~t55)では、ドライブトランジスタMN51及びセンストランジスタTr51のそれぞれに流れる電流の比が所望の比になっていないため、電流検出部52は精度良く電流検出を行うことができない。

20

【0035】

その後、一定期間が経過すると、パルス信号LSがLレベルの状態、パルス信号HSがHレベルからLレベルに切り替わる(時刻t56)。それにより、ドライブトランジスタMN51のゲート-ソース間容量Cgsが放電され始めるため、ドライブトランジスタMN51のゲート-ソース間電圧Vgsは低下し始める(時刻t56)。その後、ドライブトランジスタMN51のゲート-ソース間電圧Vgsが閾値電圧Vthを下回ると、ドライブトランジスタMN51はオンからオフに切り替わる(時刻t57)。それにより、電圧Voは下降し始める(時刻t57)。ここで、電圧Voが基準電圧GNDにまで下降している期間中(時刻t57~t58)、ドライブトランジスタMN51のゲート-ソース間容量Cgsは見かけ上変化しない。そのため、ドライブトランジスタMN51のゲート-ソース間電圧Vgsはほとんど変化しない。その後、電圧Voが基準電圧GNDに達すると(時刻t58)、ドライブトランジスタMN51のゲート-ソース間容量Cgsが放電され始めるため、ドライブトランジスタMN51のゲート-ソース間電圧Vgsは、再び下降を開始し(時刻t58)、Lレベルに相当する電圧で安定する(時刻t59)。

30

【0036】

ここで、ドライブトランジスタMN51がフルオン状態からオフに遷移し始めてから、ドライブトランジスタMN51がオンからオフに切り替わるまでの期間(時刻t56~t58)では、ドライブトランジスタMN51及びセンストランジスタTr51のそれぞれに流れる電流の比が所望の比になっていないため、電流検出部52は精度良く電流検出を行うことができない。

40

【0037】

その後、ドライブトランジスタMN51に流れる電流が0になるが、ドライブトランジスタMN52のドレイン-ソース間に形成されたボディダイオードに負荷Ld1のインダクタによって生成された回生電流が流れるため、外部出力端子OUTの電圧Voは、基準電圧GNDからボディダイオードの降下電圧分だけ低い値までさらに低下する(時刻t58~t60)。

【0038】

その後、パルス信号HSがLレベルの状態、パルス信号LSがLレベルからHレベルに切り替わる(時刻t60)。それにより、ドライブトランジスタMN52がオフからオンに切り替わるため、外部出力端子OUTの電圧Voは、基準電圧GNDレベルを示す。

50

## 【 0 0 3 9 】

電子制御ユニット50では、このような動作が繰り返される。そして、制御部53は、電流検出部52による検出結果に基づいて、パルス信号HS、LSのデューティ比を制御する。それにより、ドライブトランジスタMN51、MN52の駆動期間が調整される。

## 【 0 0 4 0 】

以上に説明したように、電子制御ユニット50では、ドライブトランジスタMN51がオフからオンに切り替わってから、ドライブトランジスタMN51がフルオンする直前までの期間(時刻t53~t55)、及び、ドライブトランジスタMN51がフルオン状態からオフに遷移し始めてから、ドライブトランジスタMN51がオンからオフに切り替わるまでの期間(時刻t56~t58)において、電流検出部52が精度良く電流検出を行うことができないという問題があった。

10

## 【 0 0 4 1 】

なお、ドライブトランジスタMN51のゲート-ソース間電圧Vgsが一定の値を示すプラトー期間(例えば、時刻t53~t54、時刻t57~t58)では、外部出力端子OUTの電圧Voの立ち上がり及び立ち下がり変化による電磁放射ノイズの発生を防ぐため、電圧Voの立ち上がり及び立ち下がりのスルーレートは緩やかになるように制限される。特に、負荷Ld1がソレノイドバルブ106の場合、負荷Ld1と電子制御ユニット50とが離れているため、負荷Ld1と電子制御ユニット50とをつなぐ配線がアンテナとなってノイズを放射しやすい状態になっており、スルーレートを制限する対策は必須となっている。そのため、プラトー期間を短縮することは実質的に困難である。

20

## 【 0 0 4 2 】

そこで、ドライブトランジスタのオフからオン及びオンからオフへの遷移期間のうち、ドライブトランジスタのゲート-ソース間電圧Vgsが一定の値を示すプラトー期間以外の期間を短縮させて、精度良く電流検出を行うことのできない期間を短縮させることにより、電流検出部による電流検出精度を向上させた、実施の形態1にかかる電子制御ユニット1が見出された。

## 【 0 0 4 3 】

(実施の形態1にかかる電子制御ユニット1)

図2は、実施の形態1に係る電子制御ユニット(半導体装置)1の構成例を示すブロック図である。なお、図2には、電子制御ユニット1によって電流の供給が制御される負荷Ld1も示されている。

30

## 【 0 0 4 4 】

図2に示すように、電子制御ユニット1は、負荷Ld1を駆動する駆動部11と、駆動部11の出力電流を検出する電流検出部12と、電流検出部12の検出結果に基づいて駆動部11による負荷Ld1の駆動を制御する制御部13と、駆動部11による負荷Ld1の駆動を補助する駆動補助部14と、を備える。また、駆動補助部14は、電圧モニタ141と、プリドライバ142と、を有する。

## 【 0 0 4 5 】

図3は、図2に示す電子制御ユニット1の具体的な構成例を示す図である。

図3に示すように、電子制御ユニット1では、駆動部11が、ドライブトランジスタMN1と、ドライブトランジスタMN2と、を有し、電流検出部12が、センストランジスタTr1と、センストランジスタTr2と、電流モニタ121と、を有する。さらに、駆動補助部14に設けられたプリドライバ142は、定電流源Id11、Id12と、スイッチ素子SW11、SW12と、スイッチ素子SW13、SW14と、論理積回路(以下AND回路と称す)AD11、AD12と、インバータIV11と、を有する。なお、定電流源Id11、Id12と、スイッチ素子SW11、SW12とによって第1のスイッチ部が構成される。スイッチ素子SW13、SW14によって第2のスイッチ部が構成される。

40

## 【 0 0 4 6 】

ドライブトランジスタMN1は、例えば高耐压のNチャンネルMOSトランジスタであって

50

、ハイサイドドライバとして用いられる。具体的には、ドライブトランジスタMN1は、制御部13から出力されたパルス信号HSに基づいて、バッテリー電圧が供給される電圧供給端子INと、負荷Ld1に接続された外部出力端子OUTと、の間に流れる電流を制御する。

【0047】

ドライブトランジスタMN2は、例えば高耐圧のNチャンネルMOSトランジスタであって、ローサイドドライバとして用いられる。具体的には、ドライブトランジスタMN2は、制御部13から出力されたパルス信号LSに基づいて、外部出力端子OUTと、接地電圧等の基準電圧GNDが供給される基準電圧端子（以下、基準電圧端子GNDと称す）と、の間に流れる電流を制御する。

10

【0048】

負荷Ld1は、例えばインダクタを有するソレノイドバルブ106であって、駆動部11から供給される電流を、電磁力に変換する。ソレノイドバルブ106は、その電磁力を用いて油圧を制御し、これによりクラッチ102の開閉を制御する。ここで、負荷Ld1は、電子制御ユニット1eの外部出力端子OUTと、基準電圧端子GNDと、の間に設けられている。そのため、本例では、ハイサイドドライバであるドライブトランジスタMN1が負荷Ld1の駆動に用いられ、ローサイドドライバであるドライブトランジスタMN2が負荷Ld1の回生電流の放出に用いられる。

【0049】

センストランジスタTr1は、ドライブトランジスタMN1と同じく高耐圧のNチャンネルMOSトランジスタによって構成されている。例えば、センストランジスタTr51のトランジスタサイズは、ドライブトランジスタMN51のトランジスタサイズの1/1000倍である。

20

【0050】

具体的には、センストランジスタTr1では、ドレインが電圧供給端子INに接続され、ソースが電流モニタ121に接続され、ゲートにパルス信号HSが供給されている。そのため、センストランジスタTr1のソース-ドレイン間には、ドライブトランジスタMN1のソース-ドレイン間に流れる電流に比例する電流（具体的には、1/1000倍の電流）が流れる。

【0051】

センストランジスタTr2は、ドライブトランジスタMN2と同じく高耐圧のNチャンネルMOSトランジスタによって構成されている。例えば、センストランジスタTr2のトランジスタサイズは、ドライブトランジスタMN2のトランジスタサイズの1/1000倍である。

30

【0052】

具体的には、センストランジスタTr2では、ドレインが外部出力端子OUTに接続され、ソースが電流モニタ121に接続され、ゲートにパルス信号LSが供給されている。そのため、センストランジスタTr2のソース-ドレイン間には、ドライブトランジスタMN2のソース-ドレイン間に流れる電流に比例する電流（具体的には、1/1000倍の電流）が流れる。

40

【0053】

電流モニタ121は、センストランジスタTr1, Tr2のそれぞれに流れる電流をモニタする。電流モニタ121によるモニタ結果は、電流検出部12の検出結果として出力される。

【0054】

制御部13は、パルス信号HS, LSを用いてドライブトランジスタMN1, MN2を交互に駆動する。ここで、制御部13は、電流検出部12による検出結果に基づいて、パルス信号HS, LSのデューティ比を制御する。それにより、ドライブトランジスタMN1, MN2の駆動期間が調整される。

【0055】

50

電圧モニタ 141 は、外部出力端子 O U T の電圧  $V_o$  をモニタする。

【 0056 】

(電圧モニタ 141 の第 1 の具体的な構成例)

図 4 は、電圧モニタ 141 の第 1 の具体的な構成例を電圧モニタ 141 a として示す図である。図 4 に示すように、電圧モニタ 141 a は、コンパレータ C M P 1 を備える。

【 0057 】

コンパレータ C M P 1 は、外部出力端子 O U T の電圧  $V_o$  と、バッテリー電圧  $V_{bat}$  と、を比較して、その比較結果をモニタ結果  $V_{oclp}$  として出力する。例えば、コンパレータ C M P 1 は、外部出力端子 O U T の電圧  $V_o$  がバッテリー電圧  $V_{bat}$  を下回る場合、L レベルのモニタ結果  $V_{oclp}$  を出力し、外部出力端子 O U T の電圧  $V_o$  がバッテリー電圧  $V_{bat}$  に達した場合、H レベルのモニタ結果  $V_{oclp}$  を出力する。

10

【 0058 】

なお、本実施の形態では、コンパレータ C M P 1 が、外部出力端子 O U T の電圧  $V_o$  と、バッテリー電圧  $V_{bat}$  と、を比較する場合を例に説明するが、これに限られない。コンパレータ C M P 1 は、外部出力端子 O U T の電圧  $V_o$  と、バッテリー電圧  $V_{bat}$  より低い任意の所定電圧と、を比較するように構成されていてもよい。また、コンパレータ C M P 1 は、ヒステリシス特性を持つように構成されてもよい。それにより、チャタリングによるモニタ結果  $V_{oclp}$  の変動を抑制することができる。

【 0059 】

(電圧モニタ 141 の第 2 の具体的な構成例)

20

図 5 は、電圧モニタ 141 の第 2 の具体的な構成例を電圧モニタ 141 b として示す図である。図 6 は、電圧モニタ 141 b の動作を示すタイミングチャートである。

【 0060 】

電圧モニタ 141 b は、クランプ回路 1411 と、レベルシフタ 1412 と、を備える。クランプ回路 1411 は、クランプ電圧以下の外部出力端子 O U T の電圧  $V_o$  をクランプ電圧にクランプする。具体的には、クランプ回路 1411 は、バッテリー電圧  $V_{bat}$  よりも電源電圧  $V_{DD}$  ( $= 3.3V$ ) だけ低い電圧 (即ち、 $V_{bat} - 3.3V$ ) 以下の電圧  $V_o$  を  $V_{bat} - 3.3V$  にクランプする。レベルシフタ 1412 は、クランプ回路 1411 の出力電圧を、基準電圧 G N D レベル、及び、電源電圧  $V_{DD}$  レベル ( $= 3.3V$ ) の何れかにレベルシフトさせて、モニタ結果  $V_{oclp}$  として出力する。

30

【 0061 】

図 3 に戻り説明を続ける。

プリドライバ 142 において、定電流源  $I_{d11}$  及びスイッチ素子  $SW_{11}$  は、電源電圧  $V_{DD}$  が供給される電源電圧端子 (以下、電源電圧端子  $V_{DD}$  と称す) と、ドライブトランジスタ  $MN_1$  のゲートと、の間に直列に設けられている。スイッチ素子  $SW_{11}$  は、パルス信号  $HS$  に基づいてオンオフの切り替えを行う。定電流源  $I_{d12}$  及びスイッチ素子  $SW_{12}$  は、ドライブトランジスタ  $MN_1$  のゲート及びソース (外部出力端子 O U T) 間に直列に設けられている。スイッチ素子  $SW_{12}$  は、パルス信号  $HS$  をインバータ  $IV_{11}$  によって反転させた信号に基づいてオンオフの切り替えを行う。

【 0062 】

40

例えば、パルス信号  $HS$  が H レベルの場合、スイッチ素子  $SW_{11}$  がオンし、スイッチ素子  $SW_{12}$  がオフするため、ドライブトランジスタ  $MN_1$  のゲートには、定電流源  $I_{d11}$  からスイッチ素子  $SW_{11}$  を介して電荷が蓄積される。それにより、ドライブトランジスタ  $MN_1$  はオフからオンに切り替わる。他方、パルス信号  $HS$  が L レベルの場合、スイッチ素子  $SW_{11}$  がオフし、スイッチ素子  $SW_{12}$  がオンするため、ドライブトランジスタ  $MN_1$  のゲートに蓄積された電荷は、スイッチ素子  $SW_{12}$  及び定電流源  $I_{d12}$  を介して、外部出力端子 O U T に放電される。それにより、ドライブトランジスタ  $MN_1$  はオンからオフに切り替わる。

【 0063 】

A N D 回路  $AD_{11}$  は、モニタ結果  $V_{oclp}$  と、パルス信号  $HS$  と、の論理積を出力す

50

る。AND回路AD12は、モニタ結果VocLPと、パルス信号HSの反転信号と、の論理積を出力する。スイッチ素子SW13は、電源電圧端子VDDと、ドライブトランジスタMN1のゲートと、の間に設けられ、AND回路AD11の出力に基づいてオンオフの切り替えを行う。スイッチ素子SW14は、ドライブトランジスタMN1のゲート及びソース（外部出力端子OUT）間に設けられ、AND回路AD12の出力に基づいてオンオフの切り替えを行う。

【0064】

例えば、外部出力端子OUTの電圧Voがバッテリー電圧Vbatを下回っている場合、電圧モニタ141からLレベルのモニタ結果VocLPが出力されるため、AND回路AD11、AD12は、パルス信号HSに関わらずLレベルの信号を出力する。それにより、

10

【0065】

それに対し、外部出力端子OUTの電圧Voがバッテリー電圧Vbatに達している場合、電圧モニタ141からHレベルのモニタ結果VocLPが出力されるため、AND回路AD11、AD12は、それぞれパルス信号HS及びその反転信号をそのまま出力する。

【0066】

具体的には、外部出力端子OUTの電圧Voがバッテリー電圧Vbatに達している場合において、パルス信号HSがHレベルの場合、AND回路AD11はHレベルの信号を出力し、AND回路AD12はLレベルの信号を出力する。それにより、スイッチ素子SW13がオンし、スイッチ素子SW14がオフするため、ドライブトランジスタMN1のゲートには、スイッチ素子SW13を介して、スイッチ素子SW11の場合よりも速い充放電速度で電荷が蓄積される。それにより、ドライブトランジスタMN1は急速にオフからオンに切り替わる。

20

【0067】

他方、外部出力端子OUTの電圧Voがバッテリー電圧Vbatに達している場合、パルス信号HSがLレベルの場合、AND回路AD11はLレベルの信号を出力し、AND回路AD12はHレベルの信号を出力する。それにより、スイッチ素子SW13がオフし、スイッチ素子SW14がオンするため、ドライブトランジスタMN1のゲートに蓄積された電荷は、スイッチ素子SW14を介して、スイッチ素子SW12の場合よりも速い充放電速度で、外部出力端子OUTに放電される。それにより、ドライブトランジスタMN1は急速にオンからオフに切り替わる。

30

【0068】

（電子制御ユニット1の動作）

続いて、電子制御ユニット1の動作を、図7及び図8を用いて説明する。図7は、図3に示す電子制御ユニット1の構成要素のうち駆動部11及び駆動補助部14を示した図である。図8は、電子制御ユニット1の動作を示すタイミングチャートである。

【0069】

まず、パルス信号HSがLレベルの状態、パルス信号LSがHレベルからLレベルに切り替わる（時刻t11）。それにより、ドライブトランジスタMN2のゲート-ソース間電圧Vgsが閾値電圧Vthを下回るため、ドライブトランジスタMN2はオンからオフに切り替わる（時刻t11）。このとき、ドライブトランジスタMN2はオフするが、ドライブトランジスタMN2のドレイン-ソース間に形成されたボディダイオードに負荷Ld1のインダクタによって生成された回生電流が流れるため、外部出力端子OUTの電圧Voは、基準電圧GNDからボディダイオードの降下電圧分だけ低い値までさらに低下する。

40

【0070】

その後、パルス信号LSがLレベルの状態、パルス信号HSがLレベルからHレベルに切り替わる（時刻t12）。それにより、ドライブトランジスタMN1のゲート-ソース間電圧Vgsが上昇し始める（時刻t12）。その後、ドライブトランジスタMN1のゲ

50

ート - ソース間電圧  $V_{gs}$  が閾値電圧  $V_{th}$  まで上昇すると、ドライブトランジスタ  $MN_1$  はオフからオンに切り替わる（時刻  $t_{13}$ ）。それにより、負荷  $Ld_1$  に流れる電流の経路は、ドライブトランジスタ  $MN_2$  の経路からドライブトランジスタ  $MN_1$  の経路に切り替わる。このとき、ドライブトランジスタ  $MN_2$  に電流が流れなくなるためセンストランジスタ  $Tr_2$  によって検出される電流が 0 になるのに対し、ドライブトランジスタ  $MN_1$  に流れる電流が上昇し始めるためセンストランジスタ  $Tr_1$  によって検出される電流は上昇し始める。

【0071】

ドライブトランジスタ  $MN_1$  がオフからオンに切り替わると、外部出力端子  $OUT$  の電圧  $V_o$  はバッテリー電圧  $V_{bat}$  に向けて上昇し始める（時刻  $t_{13}$ ）。ここで、電圧  $V_o$  がバッテリー電圧  $V_{bat}$  に達するまでの期間中（時刻  $t_{13} \sim t_{14}$ ）、ドライブトランジスタ  $MN_1$  のゲート - ソース間容量  $C_{gs}$  は見かけ上変化しない。そのため、ドライブトランジスタ  $MN_1$  のゲート - ソース間電圧  $V_{gs}$  はほとんど変化しない（時刻  $t_{13} \sim t_{14}$ ）。その後、電圧  $V_o$  がバッテリー電圧  $V_{bat}$  に達すると（時刻  $t_{14}$ ）、ドライブトランジスタ  $MN_1$  のゲート - ソース間容量  $C_{gs}$  が充電され始めるため、ドライブトランジスタ  $MN_1$  のゲート - ソース間電圧  $V_{gs}$  は、再び上昇を開始し（時刻  $t_{14}$ ）、 $H$  レベルに相当する上限電圧で安定する（時刻  $t_{15}$ ）。

【0072】

ここで、ドライブトランジスタ  $MN_1$  がオフからオンに切り替わってから、ドライブトランジスタ  $MN_1$  がフルオンする直前までの期間（時刻  $t_{13} \sim t_{15}$ ）では、ドライブトランジスタ  $MN_1$  及びセンストランジスタ  $Tr_1$  のそれぞれに流れる電流の比が所望の比になっていないため、電流検出部 12 は精度良く電流検出を行うことができない。

【0073】

しかしながら、この期間のうち、ドライブトランジスタ  $MN_1$  のゲート - ソース間電圧  $V_{gs}$  が一定の値を示す第 1 プラトー期間（時刻  $t_{13} \sim t_{14}$ ）では、電圧  $V_o$  の立ち上がり変化による電磁放射ノイズの発生を防ぐため、電圧  $V_o$  の立ち上がりのスルーレートは緩やかになるように制限されている。そのため、第 1 プラトー期間を短縮させることは困難である。それに対し、第 1 プラトー期間が終了してから、ドライブトランジスタ  $MN_1$  がフルオンして第 2 プラトー期間が始まるまでの期間（時刻  $t_{14} \sim t_{15}$ ）では、電圧  $V_o$  がバッテリー電圧  $V_{bat}$  で安定しているため、電圧  $V_o$  のスルーレートの制限を考慮する必要はない。そこで、本実施の形態では、第 1 プラトー期間と第 2 プラトー期間との間（時刻  $t_{14} \sim t_{15}$ ）を短縮させることにより、精度良く電流検出を行うことのできない期間を短縮させている。

【0074】

具体的には、電圧  $V_o$  がバッテリー電圧  $V_{bat}$  に達することによって電圧モニタ 141 が  $H$  レベルのモニタ結果  $V_{oclp}$  を出力している期間（時刻  $t_{14} \sim t_{17}$ ）のうち、パルス信号  $HS$  が  $H$  レベルを示す期間に、第 2 スイッチ部であるスイッチ素子  $SW_{13}$  をオンし、スイッチ素子  $SW_{14}$  をオフする（時刻  $t_{14} \sim t_{16}$ ）。それにより、ドライブトランジスタ  $MN_1$  のゲートには第 1 スイッチ部を用いた場合よりも速い充電速度で電荷が蓄積されるため、ドライブトランジスタ  $MN_1$  のゲート - ソース間電圧  $V_{gs}$  は、急速に上昇する（時刻  $t_{14} \sim t_{15}$ ）。それにより、第 1 プラトー期間と第 2 プラトー期間との間（時刻  $t_{14} \sim t_{15}$ ）が短縮されるため、精度良く電流検出を行うことのできない期間が短縮される。その結果、電流検出部 12 は、電流検出精度を向上させることができる。

【0075】

その後、一定期間が経過すると、パルス信号  $LS$  が  $L$  レベルの状態、パルス信号  $HS$  が  $H$  レベルから  $L$  レベルに切り替わる（時刻  $t_{16}$ ）。それにより、ドライブトランジスタ  $MN_1$  のゲート - ソース間容量  $C_{gs}$  が放電され始めるため、ドライブトランジスタ  $MN_1$  のゲート - ソース間電圧  $V_{gs}$  は低下し始める（時刻  $t_{16}$ ）。その後、ドライブトランジスタ  $MN_1$  のゲート - ソース間電圧  $V_{gs}$  が閾値電圧  $V_{th}$  を下回ると、ドライブト

10

20

30

40

50

ランジスタMN1はオンからオフに切り替わる(時刻t17)。それにより、電圧Voは下降し始める(時刻t17)。ここで、電圧Voが基準電圧GNDに下降するまで期間中(時刻t17~t18)、ドライブトランジスタMN1のゲート-ソース間容量Cgsは見かけ上変化しない。そのため、ドライブトランジスタMN1のゲート-ソース間電圧Vgsはほとんど変化しない。その後、電圧Voが基準電圧GNDに達すると(時刻t18)、ドライブトランジスタMN1のゲート-ソース間容量Cgsが放電され始めるため、ドライブトランジスタMN1のゲート-ソース間電圧Vgsは、再び下降を開始し(時刻t18)、Lレベルに相当する電圧で安定する(時刻t19)。

【0076】

ここで、ドライブトランジスタMN1がフルオン状態からオフに遷移し始めてから、ドライブトランジスタMN1がオンからオフに切り替わるまでの期間(時刻t16~t18)では、ドライブトランジスタMN1及びセンストランジスタTr1のそれぞれに流れる電流の比が所望の比になっていないため、電流検出部12は精度良く電流検出を行うことができない。

10

【0077】

しかしながら、この期間のうち、ドライブトランジスタMN1のゲート-ソース間電圧Vgsが一定の値を示す第3プラトー期間(時刻t17~t18)では、電圧Voの立ち下がり変化による電磁放射ノイズの発生を防ぐため、電圧Voの立ち下がりのスルーレートは緩やかになるように制限されている。そのため、第3プラトー期間を短縮させることは困難である。それに対し、第2プラトー期間が終了してから、第3プラトー期間が始まるまでの期間(時刻t16~t17)では、電圧Voがバッテリー電圧Vbatで安定しているため、電圧Voのスルーレートの制限を考慮する必要はない。そこで、本実施の形態では、第2プラトー期間と第3プラトー期間との間(時刻t16~t17)の期間を短縮させることにより、精度良く電流検出を行うことのできない期間を短縮させている。

20

【0078】

具体的には、電圧Voがバッテリー電圧Vbatに達することによって電圧モニタ141がHレベルのモニタ結果VoCLPを出力している期間(時刻t14~t17)のうち、パルス信号HSがLレベルを示す期間に、第2スイッチ部であるスイッチ素子SW13をオフし、スイッチ素子SW14をオンする(時刻t16~t17)。それにより、ドライブトランジスタMN1のゲートに蓄積された電荷は第1スイッチ部を用いた場合よりも速い放電速度で放電される。それにより、ドライブトランジスタMN1のゲート-ソース間電圧Vgsは、急速に下降する(時刻t16~t17)。それにより、第2プラトー期間と第3プラトー期間との間(時刻t16~t17)が短縮されるため、精度良く電流検出を行うことのできない期間が短縮される。その結果、電流検出部12は、電流検出精度を向上させることができる。

30

【0079】

その後、ドライブトランジスタMN1に流れる電流が0になるが、ドライブトランジスタMN2のドレイン-ソース間に形成されたボディダイオードに負荷Ld1のインダクタによって生成された回生電流が流れるため、外部出力端子OUTの電圧Voは、基準電圧GNDからボディダイオードの降下電圧分だけ低い値までさらに低下する(時刻t18~t20)。

40

【0080】

その後、パルス信号HSがLレベルの状態、パルス信号LSがLレベルからHレベルに切り替わる(時刻t20)。それにより、ドライブトランジスタMN2がオフからオンに切り替わるため、外部出力端子OUTの電圧Voは、基準電圧GNDレベルを示す。

【0081】

電子制御ユニット1では、このような動作が繰り返される。そして、制御部13は、電流検出部12による検出結果に基づいて、パルス信号HS、LSのデューティ比を制御する。それにより、ドライブトランジスタMN1、MN2の駆動期間が調整される。

【0082】

50

このように、本実施の形態にかかる電子制御ユニット1は、ドライブトランジスタMN1のオフからオンの遷移期間、及び、ドライブトランジスタMN1のオンからオフへの遷移期間のうち、ドライブトランジスタMN1のゲート-ソース間電圧 $V_{gs}$ が一定の値を示すプラトー期間以外の期間を短縮させて、精度良く電流検出を行うことのできない期間を短縮させることにより、電流検出部による電流検出精度を向上させることができる。

【0083】

(電子制御ユニット1の第1変形例)

図9は、電子制御ユニット1の第1変形例を電子制御ユニット1aとして示す図である。なお、図9には、電子制御ユニット1aの構成要素のうち駆動部11及び駆動補助部14のみが示されている。また、図9には、電子制御ユニット1aによって電流の供給が制御される負荷 $L_d1$ も示されている。

10

【0084】

図9に示すように、電子制御ユニット1aでは、電子制御ユニット1の場合と比較して、電圧モニタ141が、外部出力端子OUTの電圧 $V_o$ の代わりに、ドライブトランジスタMN1のゲート電圧をモニタしている。それにより、電圧モニタ141は、外部出力端子OUTの電圧 $V_o$ を間接的にモニタすることができる。電子制御ユニット1aのその他の構成については、電子制御ユニット1の場合と同様であるため、その説明を省略する。

【0085】

図10は、電子制御ユニット1aの動作を示すタイミングチャートである。

図10に示すように、外部出力端子OUTの電圧 $V_o$ がバッテリー電圧 $V_{bat}$ に達している場合、ドライブトランジスタMN1のゲート電圧 $V_g$ は、電圧 $V_o$ よりもゲート-ソース間電圧 $V_{gs}$ だけ高い電圧レベルを示す。そのため、例えば、電圧モニタ141は、ゲート電圧 $V_g$ が、電圧 $V_o$ よりもゲート-ソース間電圧 $V_{gs}$ だけ高い電圧レベルを示した場合、Hレベルのモニタ結果 $V_{oclp}$ を出力し、それ以外の場合、Lレベルのモニタ結果 $V_{oclp}$ を出力するように構成される。

20

【0086】

このように、電子制御ユニット1aは、電子制御ユニット1の場合と同等程度の効果を奏することができる。さらに、電子制御ユニット1aでは、電圧モニタ141が、ドライブトランジスタMN1の安定したゲート電圧 $V_g$ をモニタしているため、外部出力端子OUTの電圧 $V_o$ が受けるリンギングの影響を受けることなく、より正確な電圧 $V_o$ を間接的にモニタすることができる。

30

【0087】

(電子制御ユニット1の第2変形例)

図11は、電子制御ユニット1の第2変形例を電子制御ユニット1bとして示すブロック図である。なお、図11には、電子制御ユニット1bによって電流の供給が制御される複数の負荷 $L_d1$ も示されている。

【0088】

図11に示すように、電子制御ユニット1bは、駆動部11、電流検出部12、及び、駆動補助部14の組み合わせを複数組と、それらの組み合わせに対して共通に設けられた制御部13と、を備え、複数の負荷 $L_d1$ を駆動している。各構成要素の回路構成及び動作については、電子制御ユニット1の場合と同様であるため、その説明を省略する。

40

【0089】

このように、電子制御ユニット1bは、電子制御ユニット1の場合と同等程度の効果を奏することができる。

【0090】

<実施の形態2>

図12は、実施の形態2にかかる電子制御ユニット1cの構成例を示すブロック図である。また、図13は、電子制御ユニット1cの動作を示すタイミングチャートである。

【0091】

図12に示すように、電子制御ユニット1cは、電子制御ユニット1と比較して、サンブ

50

ルホールド回路 15 をさらに備える。電子制御ユニット 1 b のその他の構成については、電子制御ユニット 1 の場合と同様であるため、その説明を省略する。

【 0 0 9 2 】

図 1 3 に示すように、サンプルホールド回路 15 は、例えば、パルス信号 L S の立ち下がりタイミングで電流検出部 1 2 の検出電流をサンプリングして所定期間ホールドするとともに（時刻  $t_{11} \sim t_{15}$  付近）、パルス信号 H S の立ち下がりタイミングで電流検出部 1 2 の検出電流をサンプリングして所定期間ホールドする（時刻  $t_{16} \sim t_{20}$  付近）。制御部 1 3 は、サンプルホールド回路 15 によってホールドされた検出電流の値に応じて、パルス信号 H S , L S のデューティ比を制御する。

【 0 0 9 3 】

それにより、負荷 L d 1 に流れる電流の経路がドライブトランジスタ M N 1 の経路からドライブトランジスタ M N 2 の経路に切り替わるタイミングにおいて発生する電流検出誤差が低減される。

【 0 0 9 4 】

< 実施の形態 3 >

図 1 4 は、実施の形態 3 にかかる電子制御ユニット 1 d の具体的な構成例を示す図である。なお、図 1 4 には、電子制御ユニット 1 d の構成要素のうち駆動部 1 1 及び駆動補助部 1 4 のみが示されている。また、図 1 4 には、電子制御ユニット 1 d によって電流の供給が制御される負荷 L d 1 も示されている。

【 0 0 9 5 】

図 1 4 に示すように、電子制御ユニット 1 d では、プリドライバ 1 4 2 が、AND 回路 A D 1 1 , A D 1 2 及びスイッチ素子 S W 1 3 , S W 1 4 の代わりに、トランジスタ T R 1 1 ~ T R 1 4 と、NOR 回路 N R 1 と、を備える。そのうち、トランジスタ T R 1 2 ~ T R 1 4 は、電圧モニタ 1 4 1 としての役割も果たす。

【 0 0 9 6 】

トランジスタ T R 1 1 , T R 1 2 は、ドライブトランジスタ M N 1 のゲートと外部出力端子 O U T との間に直列に設けられている。トランジスタ T R 1 1 は、NOR 回路 N R 1 の出力信号に基づいてオンオフを切り替える。トランジスタ T R 1 2 , T R 1 3 は、カレントミラー回路を構成している。したがって、トランジスタ T R 1 3 には、トランジスタ T R 1 2 に流れる電流に応じた電流  $I_{dis}$  が流れる。トランジスタ T R 1 4 には定電流源  $I_{dac}$  が流れる。

【 0 0 9 7 】

例えば、電流  $I_{dis}$  が電流  $I_{dac}$  より小さい場合、トランジスタ T R 1 3 , T R 1 4 間のノード N 1 の電圧  $V_{cmp}$  は H レベルを示す。それにより、NOR 回路 N R 1 の出力信号が L レベルを示すため、トランジスタ T R 1 1 はオフする。それに対し、電流  $I_{dis}$  が電流  $I_{dac}$  以上場合、電圧  $V_{cmp}$  は L レベルを示す。それにより、NOR 回路 N R 1 の出力信号が H レベルを示すため、トランジスタ T R 1 1 はオンする。

【 0 0 9 8 】

図 1 5 は、電子制御ユニット 1 d の動作を示すタイミングチャートである。

図 1 5 に示すように、パルス信号 H S が L レベルの場合、スイッチ素子 S W 1 1 がオフするため、ドライブトランジスタ M N 1 のゲート電圧  $V_g$  は L レベルに維持される。このとき、ドライブトランジスタ M N 1 はオフしているため、外部出力端子 O U T の電圧  $V_o$  は L レベルを示す（時刻  $t_{31}$ ）。その後、パルス信号 H S が L レベルから H レベルに切り替わると（時刻  $t_{32}$ ）、スイッチ素子 S W 1 1 がオフからオンに切り替わるため、ドライブトランジスタ M N 1 のゲート電圧は上昇する。それにより、ドライブトランジスタ M N 1 がオンするため、外部出力端子 O U T の電圧  $V_o$  はバッテリー電圧  $V_{bat}$  まで上昇する（時刻  $t_{33}$ ）。その後、パルス信号 H S が H レベルから L レベルに切り替わると（時刻  $t_{34}$ ）、スイッチ素子 S W 1 1 がオンからオフに切り替わるため、ドライブトランジスタ M N 1 のゲートへの電荷の供給は停止する。また、このとき、ドライブトランジスタ M N 1 のゲート電圧  $V_g$  が H レベルを示すため、トランジスタ T R 1 3 に流れる電流  $I_d$

10

20

30

40

50

$i_s$  は、トランジスタ  $T R 1 4$  に流れる電流  $I d a c$  よりも大きくなっている。そのため、電圧  $V c m p$  は  $L$  レベルを示している。それにより、 $N O R$  回路  $N R 1$  の出力信号が  $H$  レベルになるため、トランジスタ  $T R 1 1$  がオンする。その結果、ドライブトランジスタ  $M N 1$  のゲート電圧  $V g$  は急速に下降する（時刻  $t 3 4 \sim t 3 5$ ）。その後、電流  $I d i s$  が電流  $I d a c$  より小さくなると、電圧  $V c m p$  が  $L$  レベルから  $H$  レベルに切り替わるため、 $N O R$  回路  $N R 1$  の出力信号は  $H$  レベルから  $L$  レベルに切り替わる（時刻  $t 3 5$ ）。それにより、トランジスタ  $T R 1 1$  がオフするため、ドライブトランジスタ  $M N 1$  のゲート電圧  $V g$  の急速な下降は停止する（時刻  $t 3 5$ ）。

【0099】

電子制御ユニット  $1 d$  のその他の動作については、電子制御ユニット  $1$  の場合と同様であるため、その説明を省略する。

10

【0100】

電子制御ユニット  $1 d$  は、電子制御ユニット  $1$  の場合と同等程度の効果を奏することができる。さらに、電子制御ユニット  $1 d$  は、電圧モニタ  $1 4 1$  を簡単な回路構成のみで実現することができるため、回路規模の増大を抑制することができる。

【0101】

<実施の形態 4 >

図 1 6 は、実施の形態 4 にかかる電子制御ユニット  $1 e$  の具体的な構成例を示す図である。なお、図 1 6 には、電子制御ユニット  $1 e$  の構成要素のうち駆動部  $1 1$  及び駆動補助部  $1 4$  のみが示されている。また、図 1 6 には、電子制御ユニット  $1 e$  によって電流の供給が制御される負荷  $L d 1$  も示されている。

20

【0102】

ここで、負荷  $L d 1$  は、バッテリー電圧  $V b a t$  が供給されるバッテリー電圧端子と、電子制御ユニット  $1 e$  の外部出力端子  $O U T$  と、の間に設けられている。そのため、本例では、ローサイドドライバであるドライブトランジスタ  $M N 2$  が負荷  $L d 1$  の駆動に用いられ、ハイサイドドライバであるドライブトランジスタ  $M N 1$  が負荷  $L d 1$  の回生電流の放出に用いられる。

【0103】

また、電子制御ユニット  $1 e$  では、ブリドライバ  $1 4 2$  の代わりにブリドライバ  $1 4 3$  が設けられている。ブリドライバ  $1 4 2$  は、パルス信号  $H S$  に基づいてドライブトランジスタ  $M N 1$  の駆動を制御していたが、ブリドライバ  $1 4 3$  は、パルス信号  $L S$  に基づいてドライブトランジスタ  $M N 2$  の駆動を制御する。

30

【0104】

ブリドライバ  $1 4 3$  は、定電流源  $I d 2 1$  ,  $I d 2 2$  と、スイッチ素子  $S W 2 1$  ,  $S W 2 2$  と、スイッチ素子  $S W 2 3$  ,  $S W 2 4$  と、AND 回路  $A D 2 1$  ,  $A D 2 2$  と、インバータ  $I V 2 1$  と、を有する。なお、ブリドライバ  $1 4 3$  における定電流源  $I d 2 1$  ,  $I d 2 2$  、スイッチ素子  $S W 2 1$  ,  $S W 2 2$  、スイッチ素子  $S W 1 3$  ,  $S W 1 4$  、AND 回路  $A D 2 1$  ,  $A D 2 2$  、及び、インバータ  $I V 2 1$  は、ブリドライバ  $1 4 2$  における定電流源  $I d 1 1$  ,  $I d 1 2$  、スイッチ素子  $S W 1 1$  ,  $S W 1 2$  、スイッチ素子  $S W 1 3$  ,  $S W 1 4$  、AND 回路  $A D 1 1$  ,  $A D 1 2$  、及び、インバータ  $I V 1 1$  に対応している。

40

【0105】

電子制御ユニット  $1 e$  のその他の構成については、電子制御ユニット  $1$  の場合と同様であるため、その説明を省略する。

【0106】

図 1 7 は、電子制御ユニット  $1 e$  の動作を示すタイミングチャートである。

図 1 7 に示すタイミングチャートでは、図 8 に示すタイミングチャートと比較して、ドライブトランジスタ  $M N 2$  に流れる電流と、ドライブトランジスタ  $M N 1$  に流れる電流と、の関係が逆になっている。また、出力電圧  $V o$  の  $H$  レベルと  $L$  レベルとの関係が逆になっている。そのため、電圧モニタ  $1 4 1$  は、出力電圧  $V o$  が低下して基準電圧  $G N D$  に達した場合、 $H$  レベルのモニタ結果  $V o C L P$  を出力し、出力電圧  $V o$  が基準電圧  $G N D$  を上

50

回る場合、Lレベルのモニタ結果V o C L Pを出力する。電子制御ユニット1 eのその他の動作については、基本的には電子制御ユニット1の場合と同様であるため、その説明を省略する。

【0107】

電子制御ユニット1 eは、電子制御ユニット1の場合と同等程度の効果を奏することができる。つまり、電子制御ユニット1 eは、ドライブトランジスタM N 2のオフからオンの遷移期間、及び、ドライブトランジスタM N 2のオンからオフへの遷移期間のうち、ドライブトランジスタM N 2のゲート - ソース間電圧V g sが一定の値を示すプラトー期間以外の期間を短縮させて、精度良く電流検出を行うことのできない期間を短縮させることにより、電流検出部1 2による電流検出精度を向上させることができる。

10

【0108】

本実施の形態では、電圧モニタ1 4 1が、外部出力端子O U Tの電圧V oをモニタする場合を例に説明したが、これに限られない。電圧モニタ1 4 1は、ドライブトランジスタM N 2のゲート電圧V gをモニタすることにより、外部出力端子O U Tの電圧V oを間接的にモニタするように構成されてもよい。

【0109】

また、本実施の形態では、電圧モニタ1 4 1は、出力電圧V oが基準電圧G N Dに達した場合にHレベルのモニタ結果V o C L Pを出力する場合を例に説明したが、これに限られない。電圧モニタ1 4 1は、出力電圧V oが基準電圧G N Dよりも高い任意の所定電圧に達した場合にHレベルのモニタ結果V o C L Pを出力するように構成されてもよい。

20

【0110】

また、本実施の形態では、プリドライバ1 4 2の代わりにプリドライバ1 4 3が設けられた場合を例に説明したが、これに限られない。プリドライバ1 4 2, 1 4 3が共に設けられてもよい。

【0111】

<実施の形態5>

図1 8は、実施の形態5にかかる電子制御ユニット1 fの具体的な構成例を示す図である。なお、図1 8には、電子制御ユニット1 fの構成要素のうち駆動部1 1及び駆動補助部1 4のみが示されている。また、図1 8には、電子制御ユニット1 fによって電流の供給が制御される負荷L d 1も示されている。

30

【0112】

図1 8に示すように、電子制御ユニット1 fでは、駆動補助部1 4が、電圧モニタ1 4 1とプリドライバ1 4 2 fとを備える。プリドライバ1 4 2 fは、プリドライバ1 4 2と比較して、AND回路A D 1 1, A D 1 2及びスイッチ素子S W 1 3, S W 1 4を備えず、定電流源I d 1 1, I d 1 2の代わりに可変式の定電流源I d 1 1 f, I d 1 2 fを備える。電子制御ユニット1 fのその他の構成については、電子制御ユニット1の場合と同様であるため、その説明を省略する。

【0113】

例えば、パルス信号H SがHレベルの場合、スイッチ素子S W 1 1がオンし、スイッチ素子S W 1 2がオフするため、ドライブトランジスタM N 1のゲートには、定電流源I d 1 1 fからスイッチ素子S W 1 1を介して電荷が蓄積される。それにより、ドライブトランジスタM N 1はオフからオンに切り替わる。他方、パルス信号H SがLレベルの場合、スイッチ素子S W 1 1がオフし、スイッチ素子S W 1 2がオンするため、ドライブトランジスタM N 1のゲートに蓄積された電荷は、スイッチ素子S W 1 2及び定電流源I d 1 2 fを介して、外部出力端子O U Tに放電される。それにより、ドライブトランジスタM N 1はオンからオフに切り替わる。

40

【0114】

定電流源I d 1 1 f, I d 1 2 fは、何れも、電圧モニタ1 4 1のモニタ結果V o C L Pに基づいて、定電流の値を選択的に切り替える。

【0115】

50

例えば、外部出力端子OUTの電圧Voがバッテリー電圧Vbatを下回っている場合、電圧モニタ141からLレベルのモニタ結果VoCLPが出力されるため、定電流源Id11f, Id12fは、何れも第1の定電流を選択して出力する。それに対し、外部出力端子OUTの電圧Voがバッテリー電圧Vbatに達している場合、電圧モニタ141からHレベルのモニタ結果VoCLPが出力されるため、定電流源Id11f、Id12fは、何れも第1の定電流よりも大きな値を示す第2の定電流を選択して出力する。

【0116】

電子制御ユニット1fは、電子制御ユニット1の場合と同等程度の効果を奏することができる。

【0117】

以上のように、上記実施の形態1～5に係る電子制御ユニットは、負荷の駆動に用いられるドライブトランジスタ(例えばMN1)のオフからオンの遷移期間、及び、ドライブトランジスタ(例えばMN1)のオンからオフへの遷移期間のうち、ドライブトランジスタ(例えばMN1)のゲート-ソース間電圧Vgsが一定の値を示すプラトー期間以外の期間を短縮させて、精度良く電流検出を行うことのできない期間を短縮させることにより、電流検出部による電流検出精度を向上させることができる。

【0118】

以上、本発明者によってなされた発明を実施の形態に基づき具体的に説明したが、本発明は既に述べた実施の形態に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲において種々の変更が可能であることはいうまでもない。

【0119】

上記実施の形態1～5では、負荷Ld1がソレノイドバルブであって、電子制御ユニットがソレノイドドライバとして動作する場合を例に説明したがこれに限られない。インダクタを含む負荷Ld1であれば、電子制御ユニットはDCDCコンバータとして動作するように構成されてもよい。

【0120】

例えば、上記の実施の形態に係る半導体装置では、半導体基板、半導体層、拡散層(拡散領域)などの導電型(p型もしくはn型)を反転させた構成としてもよい。そのため、n型、及びp型の一方の導電型を第1の導電型とし、他方の導電型を第2の導電型とした場合、第1の導電型をp型、第2の導電型をn型とすることもできるし、反対に第1の導電型をn型、第2の導電型をp型とすることもできる。

【符号の説明】

【0121】

1 電子制御ユニット

1a～1f 電子制御ユニット

11 駆動部

12 電流検出部

13 制御部

14 駆動補助部

15 サンプルホールド回路

141 電圧モニタ

142 プリドライバ

101 エンジン

102 クラッチ

103 トランスミッション

104 ディファレンシャルギア

105 タイヤ

106 ソレノイドバルブ

121 電流モニタ

141 電圧モニタ

10

20

30

40

50

- 141 a, 141 b 電圧モニタ
- 142 プリドライバ
- 142 f プリドライバ
- 143 プリドライバ
- 1411 クランプ回路
- 1412 レベルシフタ
- AD11、ADD12 論理積回路
- AD21、ADD22 論理積回路
- CMP1 コンパレータ
- Id11、Id12 定電流源
- Id11f、Id12f 定電流源
- Id21、Id22 定電流源
- IV11、IV21 インバータ
- Ld1 負荷
- MN1 ドライブトランジスタ
- MN2 ドライブトランジスタ
- NR1 NOR回路
- SW11, SW12 スイッチ素子
- SW13, SW14 スイッチ素子
- SW21, SW22 スイッチ素子
- SW23, SW24 スイッチ素子
- Tr1 センストランジスタ
- Tr2 センストランジスタ
- TR11 ~ TR14 トランジスタ

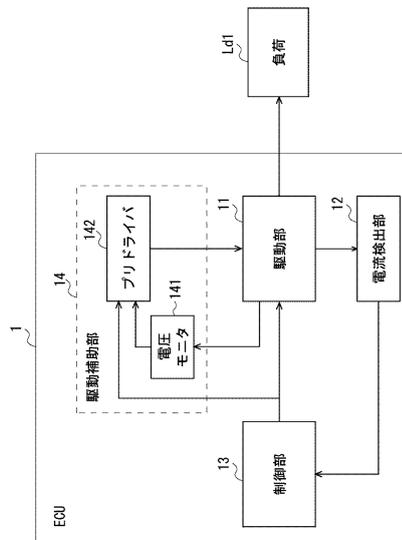
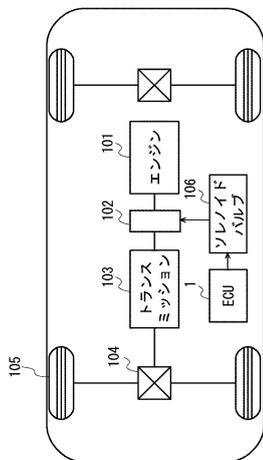
10

20

【図面】

【図1】

【図2】

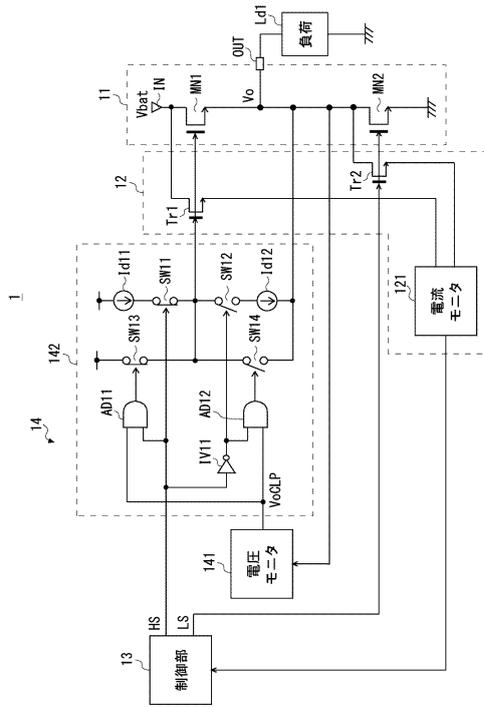


30

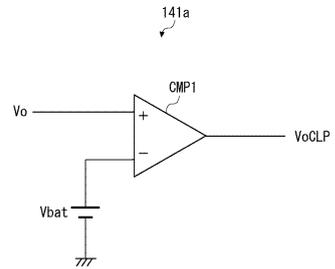
40

50

【図3】



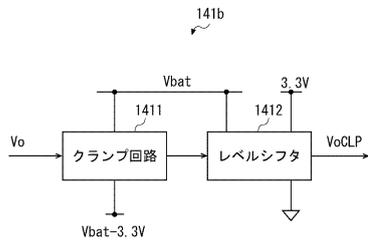
【図4】



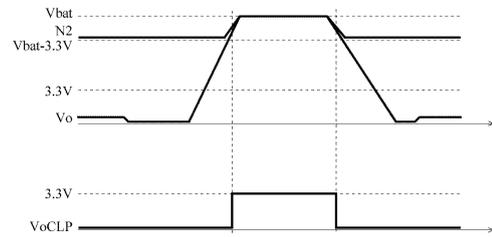
10

20

【図5】



【図6】

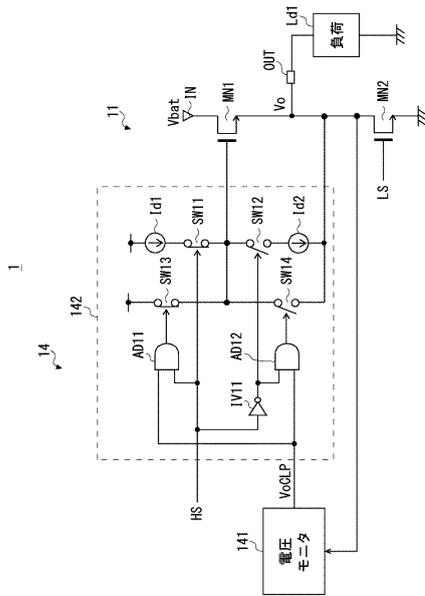


30

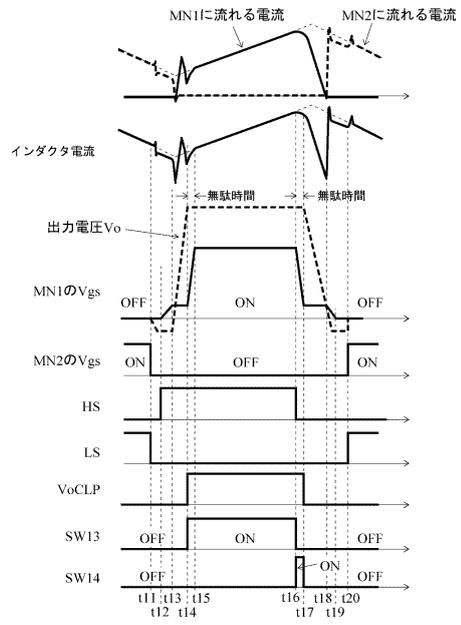
40

50

【図 7】



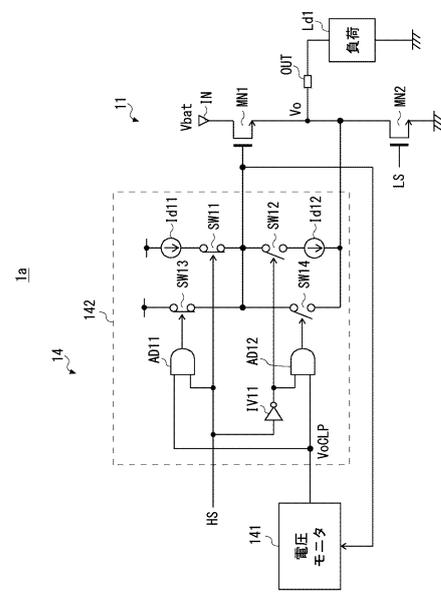
【図 8】



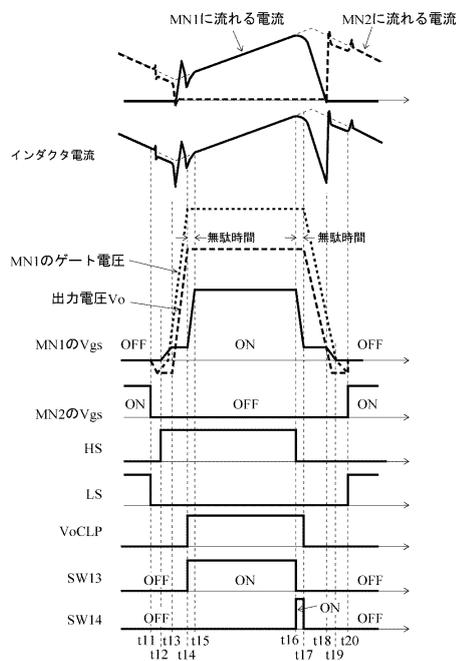
10

20

【図 9】



【図 10】

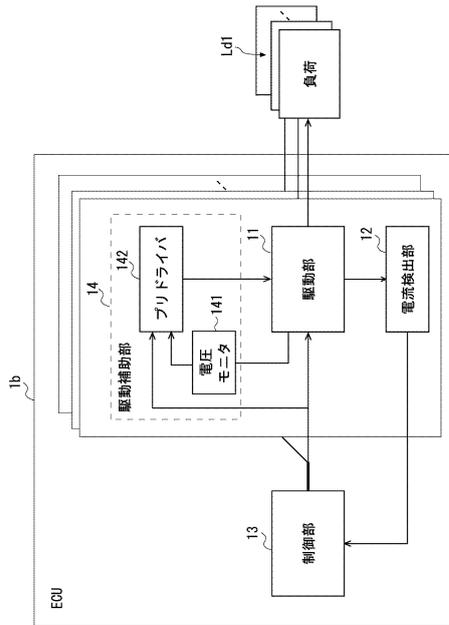


30

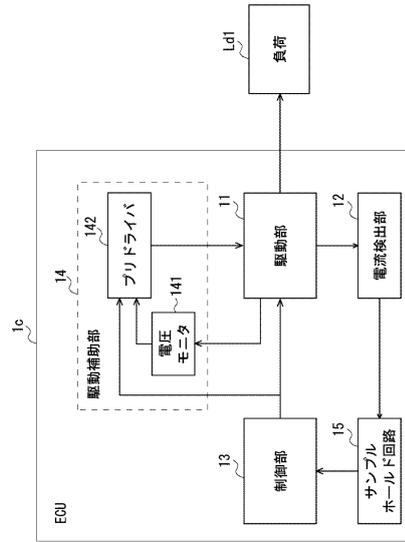
40

50

【図 1 1】



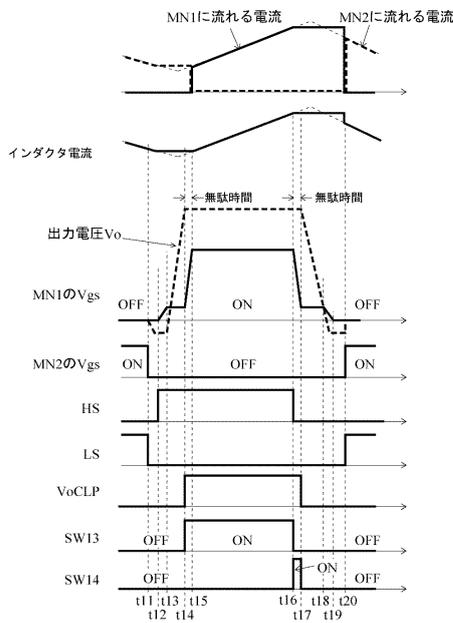
【図 1 2】



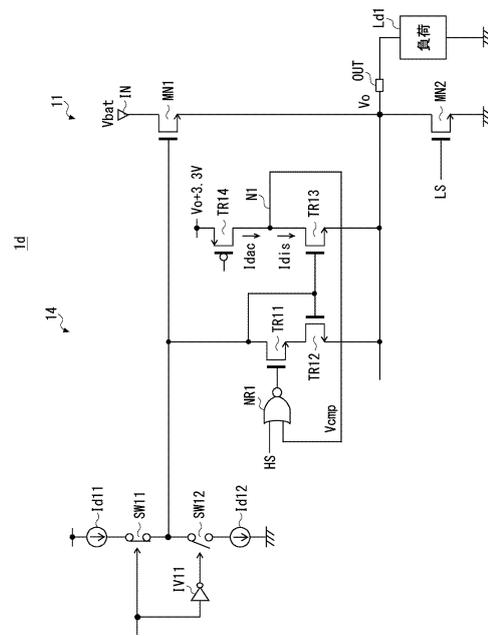
10

20

【図 1 3】



【図 1 4】

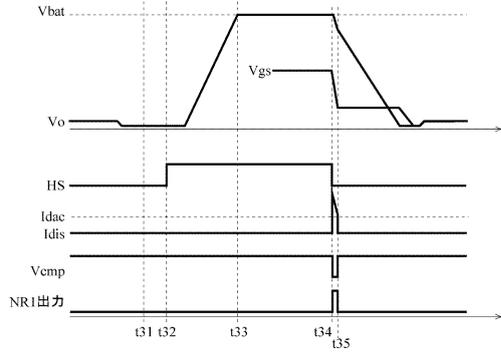


30

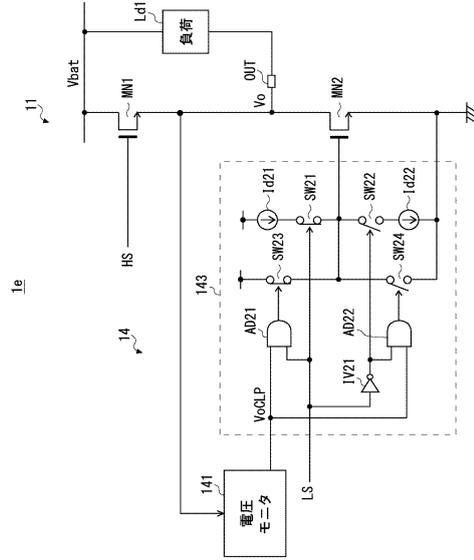
40

50

【図15】



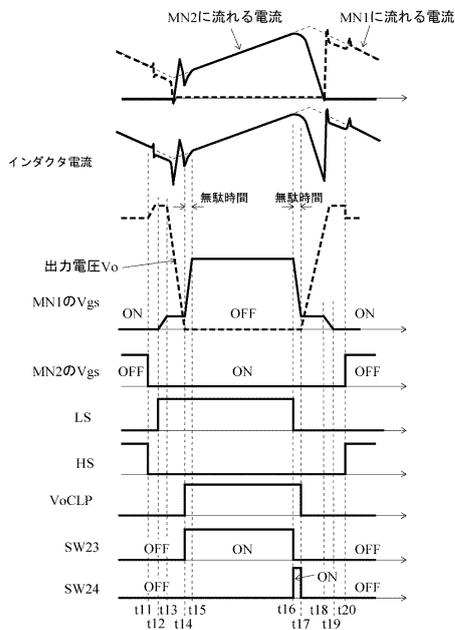
【図16】



10

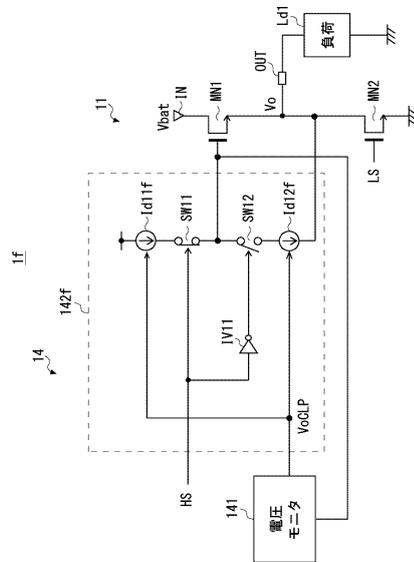
20

【図17】



30

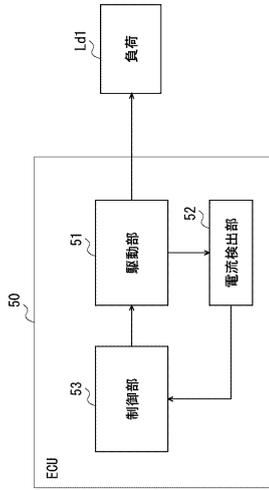
【図18】



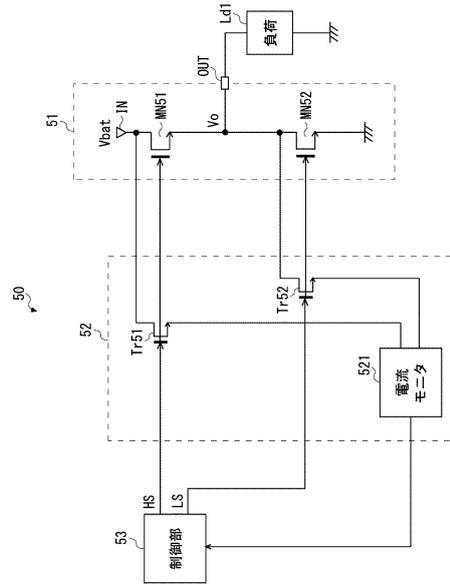
40

50

【図 19】



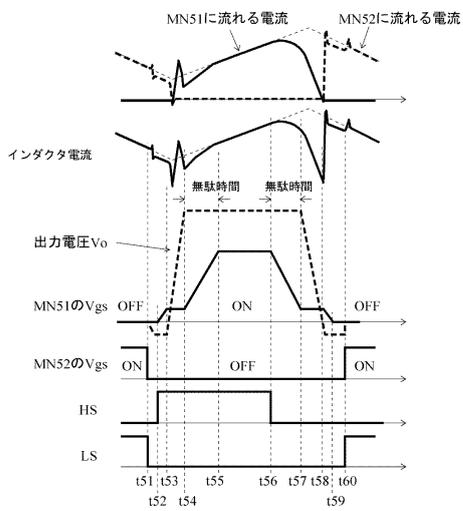
【図 20】



10

20

【図 21】



30

40

50

---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2010-206699(JP,A)  
特開2008-193717(JP,A)  
特開2016-201646(JP,A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
- |      |       |
|------|-------|
| H02M | 1/08  |
| H03K | 17/16 |