

(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2018-129908
(P2018-129908A)

(43) 公開日 平成30年8月16日 (2018. 8. 16)

(51) Int.Cl.
H02M 3/155 (2006.01)

F I
H02M 3/155 C

テーマコード (参考)
5H730

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2017-20268 (P2017-20268)	(71) 出願人	000116024
(22) 出願日	平成29年2月7日 (2017. 2. 7)		ローム株式会社
		(74) 代理人	100105924
			弁理士 森下 賢樹
		(74) 代理人	100133215
			弁理士 真家 大樹
		(72) 発明者	渡邊 幸啓
			京都府京都市右京区西院溝崎町2 1 番地
			ローム株式会社内
		(72) 発明者	榎本 優
			京都府京都市右京区西院溝崎町2 1 番地
			ローム株式会社内

最終頁に続く

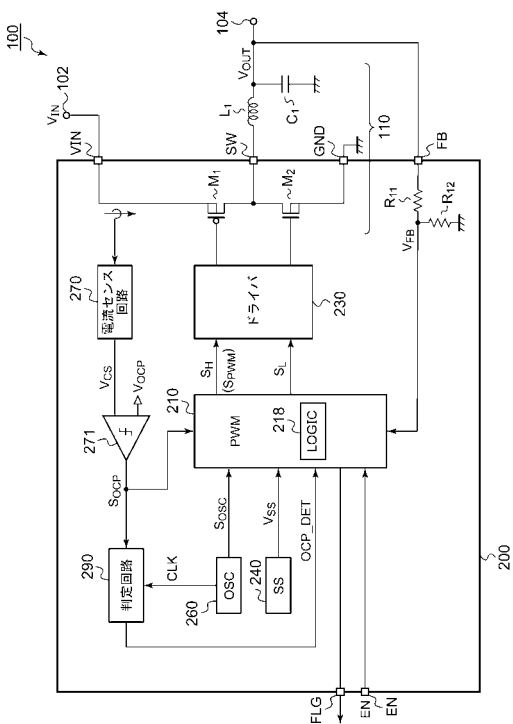
(54) 【発明の名称】 DC／DCコンバータおよびその制御回路、制御方法および車載電装機器

(57) 【要約】

【課題】 定常的な過電流状態を確実に検出する。

【解決手段】 パルス変調器 210 は、DC／DCコンバータ 100 の出力信号 V_{OUT} が目標電圧 V_{REF} に近づくようにデューティ比が調節されるパルス信号 S_{PWM} を生成する。過電流検出回路 271 は、DC／DCコンバータ 100 の電流 I_{M1} が所定のしきい値 I_{OCP} を超えると、過電流検出信号 S_{OCP} をアサートする。判定回路 290 は、過電流検出信号 S_{OCP} のアサートが、所定サイクル数内に所定の判定回数を超えて発生すると、過電流状態と判定する。

【選択図】 図 3



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

DC/DCコンバータの制御回路であって、

前記DC/DCコンバータの出力信号が目標電圧に近づくようにデューティ比が調節されるパルス信号を生成するパルス変調器と、

前記DC/DCコンバータの電流が所定のしきい値を超えると、過電流検出信号をアサートする過電流検出回路と、

前記過電流検出信号のアサートが、所定サイクル数内に所定の判定回数を超えて発生すると、過電流状態と判定する判定回路と、

を備えることを特徴とする制御回路。

10

【請求項 2】

前記判定回路は、1回目の前記過電流検出信号のアサートをトリガとして所定サイクル数Nのカウントを開始することを特徴とする請求項1に記載の制御回路。

【請求項 3】

前記判定回路は、

ディセーブル状態において前記過電流検出信号のアサートを検出するとイネーブル状態となり、前記所定サイクル数をカウントするまでの間、カウントイネーブル信号をアサートする第1カウンタと、

前記カウントイネーブル信号がアサートされる間、前記過電流検出信号がアサートされる回数をカウントする第2カウンタと、

20

を備え、前記第2カウンタのカウント値が前記判定回数に応じたしきい値を超えると、前記過電流状態を示す異常検出信号をアサートすることを特徴とする請求項2に記載の制御回路。

【請求項 4】

前記判定回路は、一の前記所定サイクル数が終了すると、次の前記所定サイクル数を開始することを特徴とする請求項1に記載の制御回路。

【請求項 5】

前記パルス変調器は、ピーク電流モードの変調器であることを特徴とする請求項1から4のいずれかに記載の制御回路。

【請求項 6】

ひとつの半導体基板に一体集積化されることを特徴とする請求項1から5のいずれかに記載の制御回路。

30

【請求項 7】

請求項1から6のいずれかに記載の制御回路を備えることを特徴とするDC/DCコンバータ。

【請求項 8】

請求項7に記載のDC/DCコンバータを備えることを特徴とする車載電装機器。

【請求項 9】

DC/DCコンバータの制御方法であって、

前記DC/DCコンバータの出力信号が目標電圧に近づくようにデューティ比が調節されるパルス信号を生成するステップと、

40

前記パルス信号に応じて、前記DC/DCコンバータのスイッチングトランジスタを駆動するステップと、

前記スイッチングトランジスタに流れる電流が所定のしきい値を超えると、過電流検出信号をアサートするステップと、

前記過電流検出信号のアサートが、所定サイクル数内に所定の判定回数を超えて発生すると、過電流状態と判定するステップと、

を備えることを特徴とする制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

50

【0001】

本発明は、DC/DCコンバータに関する。

【背景技術】

【0002】

さまざまな電子機器や車両、産業機械において、ある電圧値の直流電圧を別の電圧値の直流電圧に変換するDC/DCコンバータが使用される。図1は、同期整流型の降圧（Buck）DC/DCコンバータ900の回路図である。DC/DCコンバータ900は、入力端子902に直流入力電圧 V_{IN} を受け、出力端子904に降圧された出力電圧 V_{OUT} を発生する。DC/DCコンバータ900の出力段には、スイッチングトランジスタ M_1 、同期整流トランジスタ M_2 、インダクタ（コイル） L_1 、出力キャパシタ C_1 が設けられる。

10

【0003】

パルス変調器910は、DC/DCコンバータ900の状態、あるいは出力端子904に接続される負荷（不図示）の状態が目標とする状態に近づくように、デューティ比、周波数、あるいはそれらの組み合わせが変化するパルス信号 S_{PWM} を生成する。ドライバ912は、パルス信号 S_{PWM} にもとづいてスイッチングトランジスタ M_1 および同期整流トランジスタ M_2 をスイッチングする。

【0004】

たとえば定電圧出力のDC/DCコンバータ900においては、パルス変調器910は、出力電圧 V_{OUT} が目標電圧 $V_{OUT(REF)}$ に近づくように、パルス信号 S_{PWM} を生成する。なお、定電流出力のDC/DCコンバータ900においては、負荷に流れる電流 I_{OUT} が目標値 I_{REF} に近づくようにパルス信号 S_{PWM} が生成されるが、以下の説明では定電圧出力のコンバータについて説明する。

20

【0005】

DC/DCコンバータ900ではその起動直後に、出力キャパシタ C_1 への突入電流を防止するため、出力電圧 V_{OUT} を緩やかに上昇させるソフトスタート制御が行われる。ソフトスタート回路914は、時間とともに緩やかに変化するソフトスタート電圧 V_{SS} を生成する。パルス変調器910には、出力電圧 V_{OUT} を抵抗 R_{11} 、 R_{12} によって分圧して得られるフィードバック信号 V_{FB} が入力される。パルス変調器910は、起動直後のソフトスタート期間において、フィードバック信号 V_{FB} がソフトスタート電圧 V_{SS} に追従するようにパルス信号 S_{PWM} を生成し、ソフトスタートの完了後に、フィードバック信号 V_{FB} が基準電圧 V_{REF} と一致するようにパルス信号 S_{PWM} を生成する。

30

【0006】

DC/DCコンバータ900には、電流センス回路920と、過電流検出回路922を備える。電流センス回路920は、スイッチングトランジスタ M_1 のオン期間において、スイッチングトランジスタ M_1 に流れるドレイン電流 I_{M1} を示す電流センス信号 V_{CS} を生成する。過電流検出回路922は、電流センス信号 V_{CS} がしきい値 V_{OCP} をクロスすると、言い換えればドレイン電流 I_{M1} がしきい値 I_{OCP} を超えると、パルス信号 S_{PWM} をオフレベルに遷移させて、オン状態のスイッチングトランジスタを直ちにターンオフする。これは、パルスバイパルス（あるいはサイクルバイサイクル）の過電流制限と称される。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0007】

【特許文献1】国際公開WO2013/165004号

【特許文献2】特開2010-110133号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

50

過電流状態のままDC/DCコンバータを動作させ続けることは望ましくない。そこでDC/DCコンバータには、過電流状態が連続して複数サイクル検出されると、あるいは過電流状態が所定時間以上持続すると、DC/DCコンバータの動作を停止させる停止機能（ラッチ停止保護）が実装される。図2（a）、（b）は、図1のDC/DCコンバータにおける過電流保護を説明する図である。図2（a）に示すように、過電流検出信号 S_{OCP} が連続的にアサートされる場合、所定サイクル数 N の経過後に、停止信号 OCP_DET がアサートされ、スイッチング動作が停止する。

【0009】

本発明者は、このような停止機能を備えるDC/DCコンバータについて検討した結果、以下の課題を認識するに至った。

【0010】

DC/DCコンバータの動作状態によっては、過電流状態が持続している場合であっても、必ずしも過電流検出信号 S_{OCP} が連続してアサートされとは限らない。この場合、図2（b）に示すように、過電流検出信号 S_{OCP} が間欠的にアサートされ、パルスバイパルスの過電流保護を繰り返しながら、永続的に動作し続けてしまう。

【0011】

本発明はかかる課題に鑑みてなされたものであり、そのある態様の例示的な目的のひとつは、定常的な過電流状態を確実に検出可能なDC/DCコンバータの提供にある。

【課題を解決するための手段】

【0012】

本発明のある態様はDC/DCコンバータの制御回路に関する。DC/DCコンバータの出力信号が目標電圧に近づくようにデューティ比が調節されるパルス信号を生成するパルス変調器と、DC/DCコンバータの電流が所定のしきい値を超えると、過電流検出信号をアサートする過電流検出回路と、過電流検出信号のアサートが、所定サイクル数内に所定の判定回数を超えて発生すると、過電流状態と判定する判定回路と、を備える。

【0013】

この態様によると、過電流検出信号が間欠的にアサートされる持続的な過電流状態を確実に検出し、適切な保護を図ることができる。

【0014】

判定回路は、1回目の過電流検出信号のアサートをトリガとして、所定サイクル数のカウントを開始してもよい。これにより判定回路は、過電流検出信号がアサートされない正常状態では動作しないため、無駄な消費電力を削減できる。また、1回目の過電流検出信号のアサートをトリガとして動作させることで、検出遅延を小さくできる。

【0015】

判定回路は、ディセーブル状態において過電流検出信号のアサートを検出するとイネーブル状態となり、所定サイクル数をカウントするまでの間、カウントイネーブル信号をアサートする第1カウンタと、カウントイネーブル信号がアサートされる間、過電流検出信号がアサートされる回数をカウントする第2カウンタと、を備え、第2カウンタのカウント値が判定回数に応じたしきい値を超えると、過電流状態を示す異常検出信号をアサートしてもよい。

【0016】

判定回路は、一の所定サイクル数が終了すると、次の所定サイクル数を開始してもよい。

【0017】

パルス変調器は、ピーク電流モードの変調器であってもよい。

【0018】

制御回路は、ひとつの半導体基板に一体集積化されてもよい。「一体集積化」とは、回路の構成要素のすべてが半導体基板上に形成される場合や、回路の主要構成要素が一体集積化される場合が含まれ、回路定数の調節用に一部の抵抗やキャパシタなどが半導体基板の外部に設けられていてもよい。回路を1つのチップ上に集積化することにより、回路面

10

20

30

40

50

積を削減することができるとともに、回路素子の特性を均一に保つことができる。

【0019】

本発明の別の態様はDC／DCコンバータに関する。DC／DCコンバータは上述のいずれかの制御回路を備える。

【0020】

本発明の別の態様は、車載電装機器に関する。車載電装機器電源は、上述のDC／DCコンバータを備える。

【0021】

なお、以上の構成要素の任意の組み合わせや本発明の構成要素や表現を、方法、装置、システムなどの間で相互に置換したものもまた、本発明の態様として有効である。さらに、この項目（課題を解決するための手段）の記載は、本発明の欠くべからざるすべての特徴を説明するものではなく、したがって、記載されるこれらの特徴のサブコンビネーションも、本発明たり得る。

【発明の効果】

【0022】

本発明のある態様によれば、過電流検出信号が間欠的にアサートされる持続的な過電流状態を確実に検出できる。

【図面の簡単な説明】

【0023】

【図1】同期整流型の降圧DC／DCコンバータの回路図である。

【図2】図2（a）、（b）は、図1のDC／DCコンバータにおける過電流保護を説明する図である。

【図3】実施の形態に係るDC／DCコンバータの回路図である。

【図4】判定回路の構成例を示す回路図である。

【図5】DC／DCコンバータの過電流検出の動作を説明する図である。

【図6】DC／DCコンバータの過電流検出の動作を説明する図である。

【図7】DC／DCコンバータの具体的な構成例を示す回路図である。

【図8】図8（a）、（b）は、DC／DCコンバータの過電流検出の変形例を説明する図である。

【図9】DC／DCコンバータを備える車載電装機器のブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0024】

以下、本発明を好適な実施の形態をもとに図面を参照しながら説明する。各図面に示される同一または同等の構成要素、部材、処理には、同一の符号を付するものとし、適宜重複した説明は省略する。また、実施の形態は、発明を限定するものではなく例示であって、実施の形態に記述されるすべての特徴やその組み合わせは、必ずしも発明の本質的なものであるとは限らない。

【0025】

本明細書において、「部材Aが、部材Bと接続された状態」とは、部材Aと部材Bが物理的に直接的に接続される場合や、部材Aと部材Bが、電気的な接続状態に影響を及ぼさず、あるいは機能を阻害しない他の部材を介して間接的に接続される場合も含む。

同様に、「部材Cが、部材Aと部材Bの間に設けられた状態」とは、部材Aと部材C、あるいは部材Bと部材Cが直接的に接続される場合のほか、電気的な接続状態に影響を及ぼさず、あるいは機能を阻害しない他の部材を介して間接的に接続される場合も含む。

【0026】

また、「信号A（電圧、電流）が信号B（電圧、電流）に応じている」とは、信号Aが信号Bと相関を有することを意味し、具体的には、（i）信号Aが信号Bである場合、（ii）信号Aが信号Bに比例する場合、（iii）信号Aが信号Bをレベルシフトして得られる場合、（iv）信号Aが信号Bを増幅して得られる場合、（v）信号Aが信号Bを反転して得られる場合、（vi）あるいはそれらの任意の組み合わせ、等を意味する。「応じて」の

範囲は、信号 A、B の種類、用途に応じて定まることが当業者には理解される。

【0027】

本明細書において参照する波形図やタイムチャートの縦軸および横軸は、理解を容易とするために適宜拡大、縮小したものであり、また示される各波形も、理解の容易のために簡略化され、あるいは誇張もしくは強調されている。

【0028】

図3は、実施の形態に係るDC/DCコンバータ100の回路図である。DC/DCコンバータ100は同期整流型の降圧(Buck)コンバータであり、入力端子102に直流入力電圧 V_{IN} を受け、出力端子104に降圧された出力電圧 V_{OUT} を発生する。DC/DCコンバータ100は、出力回路110および制御回路200を備える。本実施の形態では、一例として定電圧出力のDC/DCコンバータを説明する。

10

【0029】

出力回路110は、スイッチングトランジスタ M_1 、同期整流トランジスタ M_2 、インダクタ L_1 、出力キャパシタ C_1 、抵抗 R_{11} 、 R_{12} を含む。本実施の形態においてスイッチングトランジスタ M_1 はPチャンネルMOSFETであり、同期整流トランジスタ M_2 はNチャンネルMOSFETであり、それらは制御回路200に内蔵されている。

【0030】

スイッチングトランジスタ M_1 と同期整流トランジスタ M_2 の接続点をスイッチング(SW)端子と称する。端子は、ピンと読み替えてもよい。インダクタ L_1 は、SW端子と出力端子104の間に設けられる。出力キャパシタ C_1 は、出力端子104に接続される。フィードバック(FB)端子には、制御対象である出力電圧 V_{OUT} が入力されており、抵抗 R_{11} 、 R_{12} は、出力電圧 V_{OUT} を分圧して検出電圧(フィードバック信号) V_{FB} を生成する。抵抗 R_{11} 、 R_{12} は図1に示すように制御回路200に外付けされてもよい。

20

【0031】

制御回路200は、スイッチングトランジスタ M_1 、同期整流トランジスタ M_2 に加えて、パルス変調器210、ドライバ230、ソフトスタート回路240、オシレータ260、電流センス回路270、過電流検出回路271、判定回路290を備える。制御回路200は好ましくはひとつの半導体基板に一体集積化された機能IC(Integrated Circuit)である。スイッチングトランジスタ M_1 のソースはVIN端子と、そのドレインはSW端子と接続される。また同期整流トランジスタ M_2 のドレインはSW端子と接続され、そのソースはGND端子と接続される。イネーブル(EN)端子には、外部から制御回路200(DC/DCコンバータ100)の動作、停止を指示するイネーブル信号ENが入力される。

30

【0032】

パルス変調器210はメインロジック218を含んでおり、メインロジック218は、イネーブル信号ENがアサート(たとえばハイレベル)されると、図示しない内部の基準電圧源や基準電流源をアクティブとして、その他の回路ブロックを動作可能な状態とし、ソフトスタート回路240にソフトスタート電圧 V_{SS} の生成開始を指示する。ソフトスタート回路240は、動作開始の指示を受けると、時間的に緩やかに増大するソフトスタート電圧 V_{SS} を生成する。ソフトスタート電圧 V_{SS} が増大する期間(その前後を含んでもよい)をソフトスタート期間 T_{SS} と称する。

40

【0033】

パルス変調器210は、DC/DCコンバータ100の状態、もしくは出力端子104に接続される負荷(不図示)の状態が目標値に近づくように、スイッチングトランジスタ M_1 のオンオフを指示するパルス信号 S_{PWM} (ハイサイドパルス S_H ともいう)および同期整流トランジスタ M_2 のオンオフを指示するローサイドパルス S_L を生成する。

【0034】

上述のようにDC/DCコンバータ100は定電圧出力であり、パルス変調器210は、DC/DCコンバータ100の出力電圧 V_{OUT} を制御対象とする。具体的にはパルス

50

変調器 210 は、フィードバック電圧 V_{FB} がその目標値 V_{REF} に近づくように、パルス信号 S_{PWM} を生成する。

【0035】

パルス変調器 210 は公知技術を用いればよく、その制御方式や構成は特に限定されない。制御方式に関しては、電圧モード、ピーク電流モード、平均電流モード、ヒステリシス制御 (Bang-Bang 制御)、ボトム検出オン時間固定 (COT: Constant On Time) 方式などを採用しうる。またパルス信号 S_{PWM} の変調方式としては、その限りではないが、パルス幅変調 (PWM: Pulse Width Modulation) が採用しうる。パルス変調器 210 の構成に関しては、エラーアンプやコンパレータを用いたアナログ回路で構成してもよいし、デジタル演算処理を行うプロセッサで構成してもよいし、アナログ回路とデジタル回路の組み合わせで構成してもよい。またパルス変調器 210 は、負荷の状態に応じて制御方式を切りかえてもよい。

10

【0036】

パルス変調器 210 の動作モードは、負荷の状態に応じて可変であってもよい。たとえば重負荷状態ではパルス変調器 210 は PWM モードで動作し、軽負荷状態では PFM (Pulse Frequency Modulation) モードで動作してもよい。PWM モード (特に電流連続モード) において、ハイサイドパルス S_H とローサイドパルス S_L は相補的な信号となる。

【0037】

ドライバ 230 は、パルス信号 S_{PWM} (ハイサイドパルス S_H) にもとづきスイッチングトランジスタ M_1 を駆動し、ローサイドパルス S_L にもとづき同期整流トランジスタ M_2 を駆動する。

20

【0038】

オシレータ 260 は、所定の周波数で発振する。オシレータ 260 の構成は特に限定されない。たとえばオシレータ 260 は、キャパシタと、定電流でキャパシタを充電する充電回路と、キャパシタの電圧をしきい値と比較するコンパレータと、コンパレータの出力に応じてキャパシタの電圧がしきい値に達するとキャパシタの電荷を放電する放電回路と、を含んでもよい。オシレータ 260 は、2 つの発振信号 S_{OSC} および CLK を生成する。それらは同一の信号であってもよいし、異なる信号であってもよい。

【0039】

パルス変調器 210 は、オシレータ 260 が生成する発振信号 S_{OSC} と同期して動作し、したがってパルス信号 S_{PWM} は発振信号 S_{OSC} に応じた周波数を有する。

30

【0040】

パルス変調器 210 は、DC/DC コンバータの起動時に、フィードバック信号 V_{FB} が、出力ソフトスタート電圧 V_{SS} と基準電圧 V_{REF} のうち低い方に応じた目標電圧に近づくように、パルス信号 S_{PWM} のデューティ比を調節する。

【0041】

電流センス回路 270 は、スイッチングトランジスタ M_1 のオン時間中に、コイル L_1 に流れるコイル電流 I_L (言い換えればスイッチングトランジスタ M_1 のドレイン電流 I_{M1}) を検出し、ドレイン電流 I_{M1} を示す電流センス信号 V_{CS} を生成する。電流センス回路 270 の構成は特に限定されず、たとえばスイッチングトランジスタ M_1 のオン抵抗を利用してドレイン電流 I_{M1} を検出してもよいし、ドレイン電流 I_{M1} (あるいはコイル電流 I_L) の経路上にセンス抵抗を挿入し、センス抵抗の電圧降下を検出してもよい。電流センス回路 270 は、インダクタ L_1 の両端間の電圧にもとづいてコイル電流 I_L を検出してもよい。

40

【0042】

過電流検出回路 271 は、スイッチングトランジスタ M_1 のドレイン電流 I_{M1} が所定のしきい値 I_{OCP} を超えると、過電流検出 (OCP) 信号 S_{OCP} をアサート (たとえばハイレベル) する。過電流検出回路 271 は、コンパレータで構成することができる。

【0043】

判定回路 290 は、OCP 信号 S_{OCP} のアサートが、所定サイクル数 N 内に所定の判

50

定回数Mを超えて発生すると、過電流状態と判定し、過電流判定信号OCP__DETをアサート（たとえばハイレベル）する。

【0044】

メインロジック218は、OCP__DET信号のアサートに応答して、DC/DCコンバータ100の動作を停止する。

【0045】

またメインロジック218は外部のホストコントローラ（マイコン）に、過電流状態を通知するフラグ信号FLGを出力する。これにより、過電流状態の通知を受けたホストコントローラは、DC/DCコンバータ100およびDC/DCコンバータ100を備えるシステム全体に関連して、必要な保護処理を実行することができる。

10

【0046】

図4は、判定回路290の構成例を示す回路図である。判定回路290は、第1カウンタ292、第2カウンタ294を含む。判定回路290は、1回目のOCP信号S_{OCP}のアサートをトリガとして、所定サイクル数Nのカウントを開始する。

【0047】

第1カウンタ292は、オシレータ260からの発振信号（クロック信号）CLKと、OCP信号S_{OCP}を受ける。第1カウンタ292は、ディセーブル状態（非カウント状態）においてOCP信号S_{OCP}のアサートを検出するとイネーブル状態となり、クロック信号CLKと同期してカウントを進め、所定サイクル数をカウントするまでの間、カウントイネーブル信号COUNT__ENをアサート（ハイレベル）する。第1カウンタ292は、シフトレジスタを含んでもよい。

20

【0048】

第2カウンタ294は、カウントイネーブル信号COUNT__ENがアサートされる間、OCP信号S_{OCP}がアサートされる回数をカウントする。第2カウンタ294は、そのカウント値OCP__COUNTが判定回数Mに達すると、過電流状態と判定し、OCP__DET信号をアサートする。ただし、N>Mである。

【0049】

以上がDC/DCコンバータ100の構成である。続いてその動作を説明する。

図5は、DC/DCコンバータ100の過電流検出の動作を説明する図である。この例ではN=8、M=4としている。

30

【0050】

クロック信号CLKは、PWMサイクルごとにエッジを有する。OCP信号S_{OCP}は、スイッチングトランジスタM₁のドレイン電流I_{M1}がしきい値I_{OCP}を超えるたびにアサートされる。OCP信号S_{OCP}のアサートによって、パルスバイパルスの過電流保護（図中、(i)で示す）が発生し、スイッチングトランジスタM₁がターンオフする。

【0051】

時刻t₀に、1回目のOCP信号S_{OCP}がアサートされると、その後、クロック信号CLK（ここではネガエッジ）がN（=8）回発生する間、COUNT__EN信号がアサートされる。

40

【0052】

COUNT__EN信号がハイレベルの期間、OCP信号S_{OCP}のアサートの回数がカウントされる。時刻t₁に、カウント値OCP__COUNTが判定回数Mに応じたしきい値Kに達すると、OCP__DET信号がアサートされる。この例では、1回目のOCP信号S_{OCP}は第2カウンタ294のカウントに含まれないため、K=M-1とすればよい。

【0053】

図6は、DC/DCコンバータ100の過電流検出の動作を説明する図である。時刻t₀に、1回目のOCP信号S_{OCP}がアサートされると、その後、クロック信号CLKがN（=8）回発生する間、COUNT__EN信号がアサートされる。

50

【0054】

図6では、COUNT__EN信号がハイレベルの間、OCP信号 S_{OCP} は1回のみアサートされる。したがってOCP__DETはアサートされない。時刻 t_1 にCOUNT__EN信号がローレベルとなると、判定回路290は待機状態となる。

【0055】

続いて時刻 t_2 に、再び1回目のOCP信号 S_{OCP} のアサートが発生すると、COUNT__EN信号がアサートされ、それに続く判定期間 T_{DET} における、OCP信号 S_{OCP} のアサートの回数がカウントされる。

【0056】

以上がDC/DCコンバータ100の動作である。このDC/DCコンバータ100によれば、OCP信号が間欠的に、かつ持続的にアサートされるような状態を、過電流状態と判定することができる。従来の過電流保護は、連続して発生する過電流検出の回数にもとづく処理であったのに対して、本実施の形態における過電流保護は、所定時間における過電流検出の発生頻度（割合）に着目したものと言える。

【0057】

本発明は、図3のブロック図や回路図として把握され、あるいは上述の説明から導かれるさまざまな装置、回路に及ぶものであり、特定の構成に限定されるものではない。以下、本発明の範囲を狭めるためではなく、発明の本質や回路動作の理解を助け、またそれらを明確化するために、より具体的な構成例や変形例を説明する。

【0058】

図7は、DC/DCコンバータ100の具体的な構成例を示す回路図である。

【0059】

パルス変調器210は、ピーク電流モードのパルス幅変調器である。パルス変調器210は、エラーアンプ212、PWMコンパレータ214、スロープ補償器216、メインロジック218を備える。エラーアンプ212は、ソフトスタート電圧 V_{SS} と基準電圧 V_{REF} の低い一方と、フィードバック電圧 V_{FB} との誤差を増幅し、誤差信号 V_{ERR} を生成する。エラーアンプ212は3入力のアンプで構成してもよい。スロープ補償器216は、電流センス回路270からの電流センス信号 V_{CS} に、スロープ信号 V_{SL} を重畳する。

【0060】

PWMコンパレータ214は、誤差信号 V_{ERR} と、スロープ補償後の電流センス信号 V_{CS}' を比較し、電流センス信号 V_{CS}' が誤差信号 V_{ERR} とクロスすると、リセット信号 S_{RESET} をアサート（たとえばハイレベル）する。メインロジック218は、リセット信号 S_{RESET} のアサートにตอบสนองして、パルス信号 S_{PWM} を、スイッチングトランジスタ M_1 のオフに対応するレベル（オフレベル、たとえばロー）に遷移させる。

【0061】

オシレータ260は、電流 I_{OSC} に応じた周波数を有するセット信号 S_{SET} を生成する。メインロジック218はセット信号 S_{SET} のエッジにตอบสนองして、パルス信号 S_{PWM} を、スイッチングトランジスタ M_1 のオンに対応するレベル（オンレベル、たとえばハイ）に遷移させる。

【0062】

（過電流保護の変形例）

図8（a）、（b）は、DC/DCコンバータ100の過電流検出の変形例を説明する図である。実施の形態に係る過電流検出の処理（図5、図6）では、1回目のOCP信号 S_{OCP} をトリガとして、判定期間 T_{DET} を開始した。これに対して、図7の変形例では、一の所定サイクル数（判定期間）が終了すると、OCP信号のトリガを待たずに、次の所定サイクル数（判定期間）を開始する。この変形例によっても過電流状態を検出できる。

【0063】

図8（a）、（b）の変形例と、図5、図6の処理を比較すると、後者の利点が明確と

10

20

30

40

50

なる。図 8 (b) は、図 6 (a) と同じ O C P 信号 $S_{O C P}$ に実施の形態に係る過電流検出処理を適用した場合を示す。これらの対比から明らかなように、実施の形態による処理では、変形例に係る処理に比べて、より早いタイミングで O C P _ D E T 信号をアサートすることができる。

【0064】

また変形例では、O C P 信号 $S_{O C P}$ が一切アサートされない状態でも、検出期間 $T_{D E T}$ をカウントする必要があるため、無駄な消費電力が発生する。これに対して実施の形態に係る処理では、O C P 信号 $S_{O C P}$ が一切アサートされない状態では判定回路 290 の動作は停止しているため、消費電力を低減できる。

【0065】

(用途)

図 9 は、D C / D C コンバータ 100 を備える車載電装機器 300 のブロック図である。車載電装機器 300 は、D C / D C コンバータ 100 に加えて、バッテリー 302、マイコン 304、負荷 306 を備える。バッテリー 302 は、たとえば 12 V (あるいは 24 V) のバッテリー電圧 $V_{B A T}$ を生成する。D C / D C コンバータ 100 はバッテリー電圧 $V_{B A T}$ を入力電圧 $V_{I N}$ として受け、負荷 306 に最適な電圧レベルを有する出力電圧 $V_{O U T}$ を生成する。負荷 306 は特に限定されず、各種 E C U (Electronic Control Unit)、オーディオ回路、カーナビゲーションシステムなどが例示される。マイコン 304 は、車載電装機器 300 を統合的に制御するホストプロセッサであり、制御回路 200 に対して E N 信号を出力する。また、制御回路 200 の F L G 端子を監視し、O C P _ D E T 信号のアサートを検出すると、適切な保護処理を実行する。

【0066】

車載電装機器 300 には、電子機器よりもさらに高い信頼性が要求される。実施の形態に係る D C / D C コンバータ 100 は、車載電装機器 300 など高い信頼性が要求される用途に好適である。

【0067】

以上、本発明について、実施の形態をもとに説明した。この実施の形態は例示であり、それらの各構成要素や各処理プロセスの組み合わせにいろいろな変形例が可能なこと、またそうした変形例も本発明の範囲にあることは当業者に理解されるところである。以下、こうした変形例について説明する。

【0068】

(第 1 変形例)

D C / D C コンバータは、降圧型に限定されず、昇圧型や昇降圧型にも本発明は適用可能である。また、フライバックコンバータなどのようにトランスを用いたコンバータにも本発明は適用しうる。

【0069】

(第 2 変形例)

実施の形態ではスイッチングトランジスタ M_1 や同期整流トランジスタ M_2 が M O S F E T である場合を説明したが、本発明はそれには限定されず、I G B T (Insulated Gate Bipolar Transistor) であってもよい。

【0070】

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

【符号の説明】

【0071】

100 … D C / D C コンバータ、102 … 入力端子、104 … 出力端子、110 … 出力回路、 M_1 … スwitchングトランジスタ、 M_2 … 同期整流トランジスタ、 L_1 … インダクタ、 C_1 … 出力キャパシタ、200 … 制御回路、210 … パルス変調器、212 … エラーアンプ、214 … P W M コンパレータ、216 … スロープ補償器、218 … メインロジック

10

20

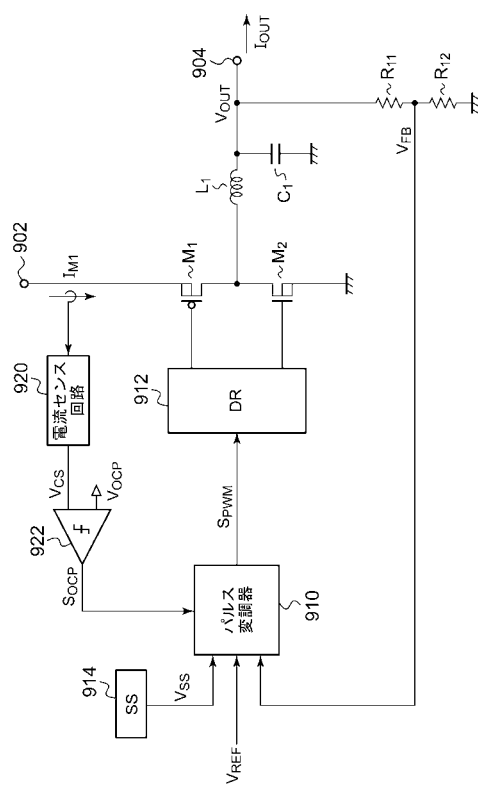
30

40

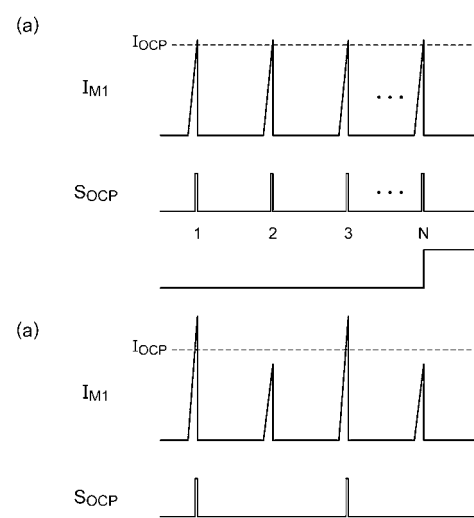
50

、 2 3 0 … ドライバ、 2 4 0 … ソフトスタート回路、 2 6 0 … オシレータ、 2 7 0 … 電流
 センス回路、 S_{PWM} … パルス信号、 3 0 0 … 車載電装機器、 3 0 2 … バッテリ、 3 0 4
 … マイコン、 3 0 6 … 負荷。

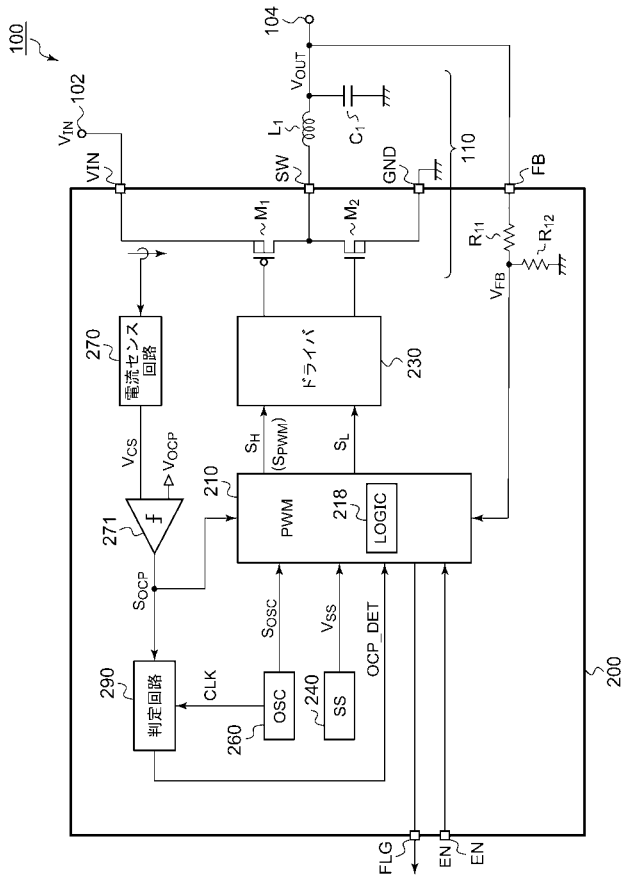
【図 1】



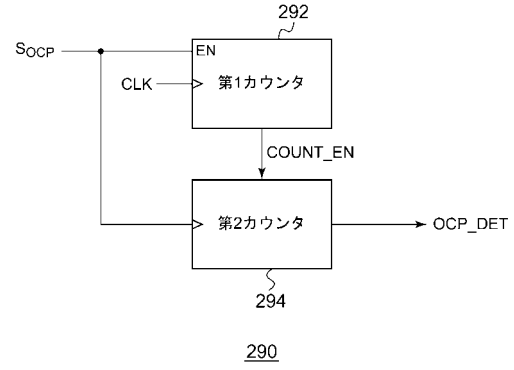
【図 2】



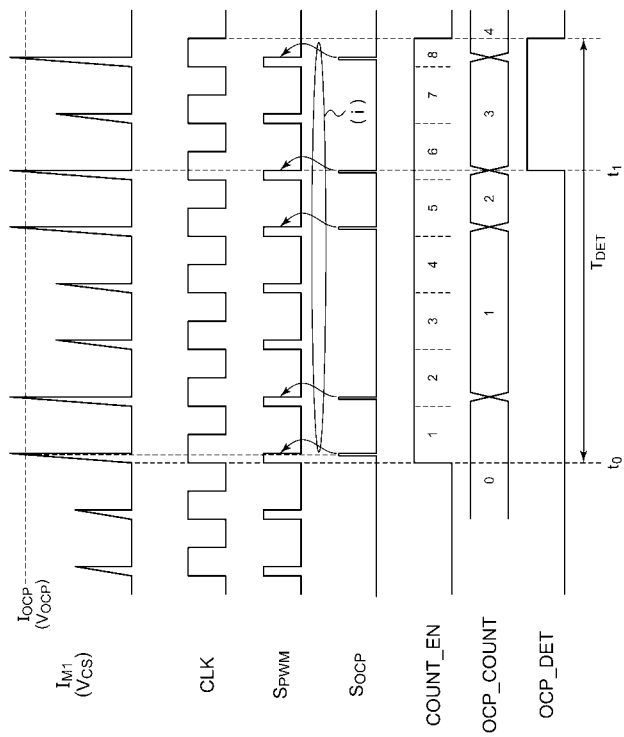
【図 3】



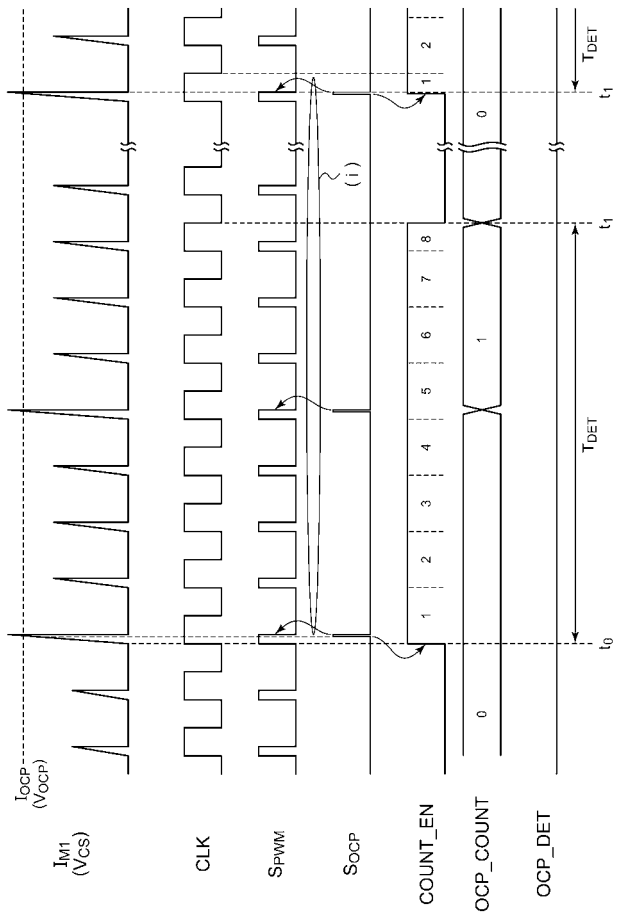
【図 4】



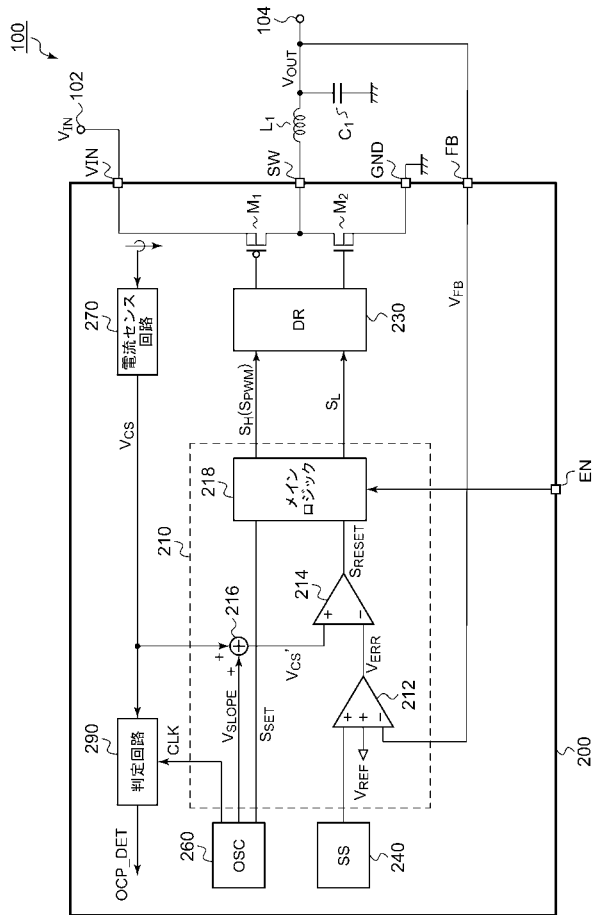
【図 5】



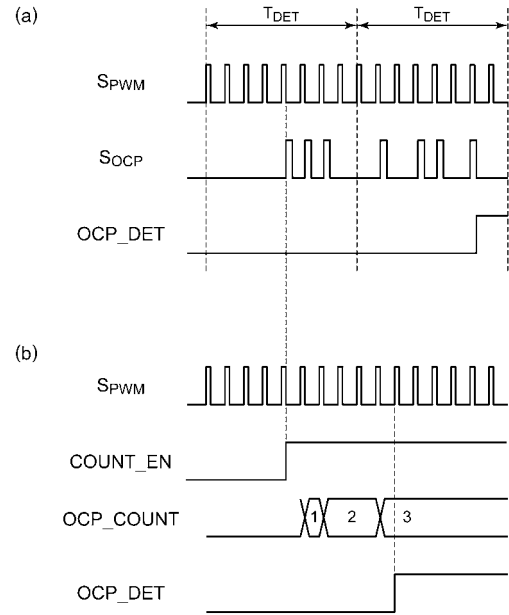
【図 6】



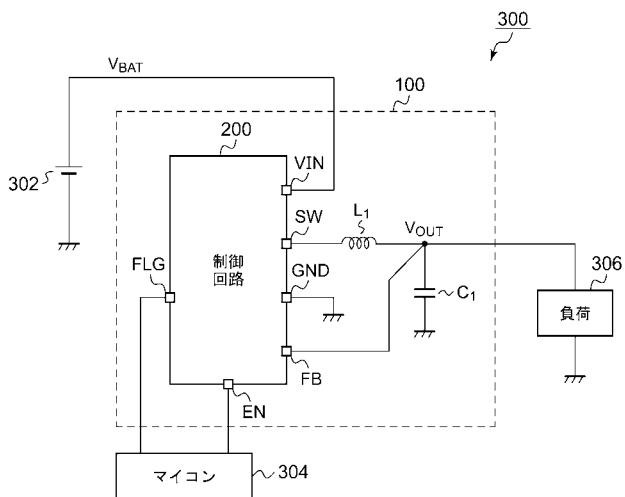
【図 7】



【図 8】



【図 9】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H730 AA20 AS05 BB13 BB57 DD03 DD04 DD12 EE59 FD01 FD21
FD51 FF09 FG04 FG05 FG07 XC04 XX04 XX15 XX26 XX35
XX43