

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6955336号
(P6955336)

(45) 発行日 令和3年10月27日 (2021. 10. 27)

(24) 登録日 令和3年10月5日 (2021.10. 5)

(51) Int. Cl.	F I
H03K 17/08 (2006.01)	H03K 17/08 Z
H02H 7/20 (2006.01)	H02H 7/20 D
H03K 17/56 (2006.01)	H03K 17/56 Z

請求項の数 15 (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2016-572391 (P2016-572391)	(73) 特許権者	516046879
(86) (22) 出願日	平成27年6月11日 (2015. 6. 11)		パワー インテグレーションズ スイツ
(65) 公表番号	特表2017-519441 (P2017-519441A)		ランド ゲーエムベーハー
(43) 公表日	平成29年7月13日 (2017. 7. 13)		Power Integrations
(86) 国際出願番号	PCT/EP2015/063060		Switzerland GmbH
(87) 国際公開番号	W02015/189332		スイス 2504 ビール-ビエンヌ ヨ
(87) 国際公開日	平成27年12月17日 (2015. 12. 17)		ハン-レンフェル-シュトラッセ 15
審査請求日	平成30年4月25日 (2018. 4. 25)	(74) 代理人	100100181
審査番号	不服2020-14956 (P2020-14956/J1)		弁理士 阿部 正博
審査請求日	令和2年10月28日 (2020. 10. 28)	(74) 復代理人	100125818
(31) 優先権主張番号	14172012.8		弁理士 立原 聡
(32) 優先日	平成26年6月11日 (2014. 6. 11)	(72) 発明者	レッツ マルクス
(33) 優先権主張国・地域又は機関	欧州特許庁 (EP)		スイス ツェーハー-3297 ロイツィ
			ゲン ゴロソーンシュトラッセ 5

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 半導体電力スイッチ用の駆動回路のための動的基準信号を生成する装置および方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

電力半導体スイッチの制御により負荷に電気エネルギーを提供するための電力変換装置のための制御回路であって、

前記制御回路が、

動的基準信号を生成する装置と、

短絡および/または過電流状態検出回路と、

を備え、

前記動的基準信号を生成する前記装置が、

- 前記電力半導体スイッチの切り替え過程後、所定の期間が満了した後、定常信号レベルをとる動的基準信号を提供する基準信号生成器と、

- 前記動的基準信号を生成するため、前記定常信号レベルを上回るように、前記所定の期間の少なくとも一部にわたって、前記電力半導体スイッチが電流を伝達しないオフ状態から前記電力半導体スイッチが電流を伝達するオン状態への前記電力半導体スイッチの制御信号の切り替えに応答して、前記動的基準信号の信号レベルを高めるように構成された受動充電回路と、

- 前記動的基準信号を取り出す出力と、

を備え、

前記短絡および/または過電流状態検出回路が、前記動的基準信号を受信するように、および、前記電力半導体スイッチを通る電流を表す信号と前記動的基準信号とを比較して

10

20

、前記電力半導体スイッチにおける短絡および／または過電流状態を検出するように結合された、

制御回路。

【請求項 2】

前記動的基準信号が、動的基準電圧である、
請求項 1 に記載の制御回路。

【請求項 3】

前記受動充電回路が、RC 要素を備える、
請求項 1 または請求項 2 に記載の制御回路。

【請求項 4】

前記受動充電回路が、前記制御信号の前記切り替えに応答して、前記動的基準信号の前記信号レベルを高めるように構成されている、
請求項 1 から請求項 3 のいずれか一項に記載の制御回路。

【請求項 5】

前記受動充電回路は、オン状態からオフ状態への前記電力半導体スイッチの前記制御信号の切り替え後、前記 RC 要素のキャパシタンスが充電されるようにさらに構成されている、
請求項 3 に記載の制御回路。

【請求項 6】

前記受動充電回路が、前記制御信号の前記切り替え後、前記 RC 要素のキャパシタンスが放電することにより、一時的に高められたレベルの前記動的基準信号を生成することと、放電の結果として前記動的基準信号のレベルを再度前記定常信号レベルに戻すこととを行うように構成されている、
請求項 3 または請求項 5 に記載の制御回路。

【請求項 7】

前記基準信号生成器が、前記定常信号レベルを生成する回路を含む、
請求項 1 から請求項 6 のいずれか一項に記載の制御回路。

【請求項 8】

前記動的基準信号を生成する前記装置が、前記動的基準信号を所定の最小レベルに制限するように構成された第 1 のクランプ回路をさらに備える、
請求項 1 から請求項 7 のいずれか一項に記載の制御回路。

【請求項 9】

前記動的基準信号を生成する前記装置が、前記動的基準信号を所定の最大レベルに制限するように構成された第 2 のクランプ回路をさらに備える、
請求項 1 から請求項 8 のいずれか一項に記載の制御回路。

【請求項 10】

前記動的基準信号を生成する前記装置が、前記基準信号生成器と前記受動充電回路との間に接続された受動スイッチをさらに備え、

前記受動スイッチが、オン状態からオフ状態への前記電力半導体スイッチの前記制御信号の切り替えに応答して、前記基準信号生成器と前記受動充電回路とを絶縁するように構成されている、

請求項 1 から請求項 9 のいずれか一項に記載の制御回路。

【請求項 11】

前記動的基準信号が、電流信号である、
請求項 1 に記載の制御回路。

【請求項 12】

前記動的基準信号を生成する前記装置が、外部の静的基準レベルに接続するための入力
を備え、

前記動的基準信号を生成する前記装置は、前記静的基準レベルを、直接使用するように、または前記定常信号レベルとして変換された形式で使用するよう
に構成されている、

10

20

30

40

50

請求項 1 から請求項 1 1 のいずれか一項に記載の制御回路。

【請求項 1 3】

前記動的基準信号を生成する前記装置の内部基準レベルが、前記定常信号レベルを形成する、

請求項 1 から請求項 1 2 のいずれか一項に記載の制御回路。

【請求項 1 4】

正常動作中に前記短絡および／または過電流状態検出回路が短絡および／または過電流状態を検出することを防ぐために選択された時定数で、前記 R C 要素のキャパシタンスが放電する、

請求項 3、請求項 5、または請求項 6 のいずれか一項に記載の制御回路。

10

【請求項 1 5】

短絡および／または過電流事象において、前記短絡および／または過電流状態検出回路が短絡および／または過電流状態を検出することを確認なものとするために選択された時定数で、前記 R C 要素のキャパシタンスが放電する、

請求項 3、請求項 5、請求項 6、または請求項 1 4 のいずれか一項に記載の制御回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、半導体電力スイッチ用の駆動回路のための可変基準信号を生成する装置および方法に関する。この装置は、例えば、I G B T (「絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (Insulated Gate Bipolar Transistor)」) における短絡または過電流状態を検出するために使用される。

20

【背景技術】

【0002】

いくつかの電力半導体スイッチにおいて、高電圧が適用され得、大電流が伝達され得る。従って、短絡または過度に増加した電流は、急速に、電力半導体スイッチの熱破壊を引き起こし得る。従って、電力半導体スイッチは、短絡または過電流状態を検出する保護回路を有し得る。これらの状態を検出する一つの可能性は、電力半導体スイッチをまたいで降下した電圧に基づいた、電力半導体スイッチを通る電流の間接的な監視である。電力半導体スイッチがスイッチオンされた後、電圧は、スイッチオフ状態における（「スイッチ

30

【0003】

図 6 の左下における実線の曲線 6 7 8 は、スイッチオフ状態からスイッチオン状態への切り替え過程における、例示的な I G B T (I G B T は、例示的な電力半導体スイッチである) のコレクタ・エミッタ電圧の波形を示す (関連する例示的な制御信号 6 3 0 の波形を左上に示す)。図示されるように、コレクタ・エミッタ電圧は、非常に低い値 (0 ボルト付近) まで急速に低下する。I G B T の例示的な短絡挙動を、図 6 の右下 (実線の曲線 6 7 8) に示す。正常動作とは対称的に、コレクタ・エミッタ電圧は、非常に低い値までは低下しないが、同時に、I G B T において大電流が流れ得る (例えば、I G B T の公称電流の 3 倍から 1 0 倍の間)。他の短絡事象において、コレクタ・エミッタ電圧は、実際、まず、正常動作中における値まで低下するが、その後、再度上昇する。これが電力半導体スイッチの高い熱負荷をもたらし、この高い熱負荷が、比較的短い期間の後、損傷を引き起こし得る。この点で、例えば、スイッチオン状態にあるいくつかの I G B T は、損傷を引き起こすことなく、約 1 0 μ s にわたって短絡に耐える。従って、この時間範囲に

40

50

おける短絡または過電流状態を検出する保護回路は、電力半導体スイッチがスイッチオフされることを確実にし得る。同様の特性が、IGBTに加えて他の電力半導体スイッチにおいても見られ得る。過電流状態は、短絡状態と同様に、コレクタ・エミッタ電圧の増加として現れ得る。しかし、過電流事象では、コレクタ・エミッタ電圧は、短絡事象と比べると、通常時におけるコレクタ・エミッタ電圧により近いものであり得る。

【0004】

正常動作と短絡事象および／または過電流事象との間の、コレクタ・エミッタ電圧の波形における外形の違いが、短絡または過電流状態を検出するため、短絡または過電流状態を検出する保護回路において使用され得る。従って、コレクタ・エミッタ電圧に対する閾値を規定することが可能であり、この閾値は、短絡または過電流状態の存在を検出するために使用される。例えば、コレクタ・エミッタ電圧が、閾値を上回るように上昇すると（図6の右下参照）、短絡または過電流状態が検出され得る。

10

【発明の概要】

【0005】

本発明の一実施形態に従った、電力半導体スイッチ用の制御回路のための動的基準信号を生成する第1の装置は、電力半導体スイッチの切り替え過程後、所定の期間が満了した後、定常信号レベルをとる動的基準信号を提供する基準信号生成器と、動的基準信号を生成するため、定常信号レベルを上回るように、所定の期間の少なくとも一部にわたって、オフ状態からオン状態への電力半導体スイッチの制御信号の切り替えにตอบสนองして、動的基準信号の信号レベルを高めるように構成された受動充電回路と、動的基準信号を取り出す出力と、を備える。

20

【0006】

この装置は、确实かつ、さらには十分急速に、電力半導体スイッチにおける短絡および／または過電流状態を検出することを可能にする。特に、短絡および／または過電流状態の誤検出の確率は、定常基準信号をもつ装置と比べて減少し得る。これは、オフ状態からオン状態への電力半導体スイッチの制御信号の切り替えにตอบสนองして、所定の期間の少なくとも一部にわたる、基準信号のレベルにおける一瞬の増加により達成される。同時に、本発明の装置は、能動的な構成要素を使用せずに、動的基準信号のレベルにおける増加をもたらし得る。本装置は、従って、より費用効果の高いものであり得、さらに、能動的な構成要素を含む同様の装置よりロバストであり得る。いくつかの例において、本装置は、确实に、かつ、無視できるほど小さな温度ドリフトを伴って、比較的低費用で構成され得る。

30

【0007】

図6の左下（破線648）に、動的基準信号の例示的な波形を示す。動的基準信号のレベルは、オフ状態からオン状態への電力半導体スイッチの制御信号の切り替えにตอบสนองして、急激に高められ、その後、再度定常レベルに達するまで連続的に低下する。オフ状態からオン状態への切り替え過程の後、この高められた基準電圧が、保護回路において使用され得る。コレクタ・エミッタ電圧を表す信号（ U_{CE} ）は、常に基準信号未満に留まるので、保護回路は始動しない。

【0008】

第1の装置に従った第2の装置において、動的基準信号は、動的基準電圧である。

40

【0009】

第1の装置または第2の装置に従った第3の装置において、電力半導体スイッチは、IGBTである。

【0010】

先行する装置のいずれかに従った第4の装置において、受動充電回路は、RC要素を備える。

【0011】

第4の装置に従った第5の装置において、受動充電回路は、電力半導体スイッチの制御信号が、RC要素のキャパシタンスの第1の端子に接続され得るように、および、RC要

50

素のキャパシタンスの第 2 の端子が直接的または間接的に動的基準信号を取り出す出力に接続されるように構成されている。

【 0 0 1 2 】

先行する装置のいずれかに従った第 6 の装置において、受動充電回路は、急上昇という形態で、制御信号の切り替えに応答して、動的基準信号の信号レベルを高めるように構成されている。

【 0 0 1 3 】

第 5 の装置または第 6 の装置に従った第 7 の装置において、受動充電回路は、さらに、オン状態からオフ状態への電力半導体スイッチの制御信号の切り替え後に、RC 要素のキャパシタンスが充電するように構成されている

10

【 0 0 1 4 】

第 4 の装置に従った、または第 4 の装置と第 5 の装置から第 7 の装置のいずれかまたは第 8 の装置において、受動充電回路は、制御信号の切り替え後に RC 要素のキャパシタンスが放電することにより、一時的に高められたレベルの動的基準信号を生成し、放電の結果として、動的基準信号を再度定常レベルに戻すように構成されている。

【 0 0 1 5 】

第 8 の装置に従った第 9 の装置において、RC 要素の $1/e$ 時定数は、 $1\ \mu\text{s}$ より大きい。

【 0 0 1 6 】

第 8 の装置に従った第 10 の装置において、RC 要素の $1/e$ 時定数は、 5 から $15\ \mu\text{s}$ の間である。

20

【 0 0 1 7 】

先行する装置のいずれかに従った第 11 の装置において、基準信号生成器は、定常信号レベルを生成する回路を含む。

【 0 0 1 8 】

第 11 の装置に従った第 12 の装置において、定常信号レベルを生成する回路は、1 つまたは複数の抵抗器と、定電流を受信する入力とを備え、定常信号レベルを生成する回路は、1 つまたは複数の抵抗器を通る定電流を導通するように構成されており、その結果として、定常信号レベルを生成するため、1 つまたは複数の抵抗器にかかる定常基準電圧が下げられる。

30

【 0 0 1 9 】

第 12 の装置に従った第 13 の装置において、1 つまたは複数の抵抗器は、第 1 の内部基準レベルに接続されている。

【 0 0 2 0 】

第 13 の装置に従った第 14 の装置において、第 1 の内部基準レベルは、電力半導体スイッチのエミッタ電圧、カソード電圧、またはソース電圧に対応する。

【 0 0 2 1 】

先行する装置のいずれかに従った第 15 の装置において、装置は、動的基準電圧を所定の最小レベルに制限するように構成された第 1 のクランプ回路をさらに備える。

【 0 0 2 2 】

40

第 15 の装置に従った第 16 の装置において、最小レベルは、電力半導体スイッチのエミッタ電圧、カソード電圧、またはソース電圧に対応する。

【 0 0 2 3 】

第 15 の装置に従った第 17 の装置において、最小レベルは、定常信号レベル以下である。

【 0 0 2 4 】

先行する装置のいずれかに従った第 18 の装置において、装置は、動的基準電圧を所定の最大レベルに制限するように構成された第 2 のクランプ回路をさらに備える。

【 0 0 2 5 】

第 18 の装置に従った第 19 の装置において、最大レベルは、オン状態における制御信

50

号の信号レベルに対応する。

【 0 0 2 6 】

先行する装置のいずれかに従った第 2 0 の装置において、本装置は、基準信号生成器と受動充電回路との間に接続された受動スイッチをさらに備え、受動スイッチは、オン状態からオフ状態への電力半導体スイッチの制御信号の切り替えに应答して、基準信号生成器と受動充電回路とを絶縁するように構成されている。

【 0 0 2 7 】

先行する装置のいずれかに従った第 2 1 の装置において、所定の期間は、4 から 25 μ s の間である。

【 0 0 2 8 】

先行する装置のいずれかに従った第 2 2 の装置において、所定の期間は、8 から 15 μ s の間である。

【 0 0 2 9 】

先行する装置のいずれかに従った第 2 3 の装置において、受動充電回路は、動的基準信号を生成するため、定常信号レベルを上回るように、所定の期間の全体にわたって、オフ状態からオン状態への電力半導体スイッチの制御信号の切り替えに应答して、動的基準信号の信号レベルを高めるように構成されている。

【 0 0 3 0 】

先行する装置のいずれかに従った第 2 4 の装置において、動的基準信号は、電圧信号である。

【 0 0 3 1 】

第 1 の装置から第 2 3 の装置のいずれかに従った第 2 5 の装置において、動的基準信号は、電流信号である。

【 0 0 3 2 】

第 1 1 の装置に従った、または第 1 1 の装置と先行する装置のいずれかとに従った第 2 5 の装置において、定常信号レベルを生成する回路は、定電圧を受信する入力を備える。

【 0 0 3 3 】

先行する装置のいずれかに従った第 2 6 の装置において、本装置の内部基準レベルは、定常信号レベルを形成する。

【 0 0 3 4 】

本発明の一例に従った電力半導体スイッチ用の第 1 の制御回路は、第 1 の装置から第 2 6 の装置のいずれかに従った、電力半導体スイッチ用の制御回路のための動的基準信号を生成する装置と、動的基準信号を生成する装置からの動的基準信号と電力半導体スイッチのコレクタ・エミッタ電圧を表す信号、アノード・カソード電圧を表す信号、またはドレイン・ソース電圧を表す信号とを受信し、電力半導体スイッチにおける短絡および/または過電流状態の存在を示す異常信号を生成するため、動的基準信号を、コレクタ・エミッタ電圧、アノード・カソード電圧、またはドレイン・ソース電圧を表す信号と比較するように構成されている短絡および/または過電流状態検出回路と、異常信号を受信するように、および、異常信号が電力半導体スイッチにおける短絡および/または過電流状態の存在を示す場合に、電力半導体スイッチをスイッチオフするように構成された駆動回路と、を備える。

【 0 0 3 5 】

第 1 の制御回路に従った第 2 の制御回路において、短絡および/または過電流状態検出回路は、コレクタ・エミッタ電圧、アノード・カソード電圧、またはドレイン・ソース電圧を表す信号が動的基準信号より大きい場合に、電力半導体スイッチにおける短絡および/または過電流状態の存在を示す。

【 0 0 3 6 】

第 1 の制御回路または第 2 の制御回路と第 1 1 の装置から第 1 3 の装置の 1 つとに従った第 3 の制御回路は、駆動回路は、定電流を生成する電流源をさらに備える

【 0 0 3 7 】

電気エネルギーを提供する第１の装置は、電気エネルギーの供給源への接続のための１つまたは複数の入力と、１つまたは複数の負荷の接続のための１つまたは複数の出力、第１制御回路から第３の制御回路の１つと、制御回路により制御される電力半導体スイッチとを備え、本装置は、１つまたは複数の入力から１つまたは複数の出力への電力半導体スイッチの制御により電気エネルギーを伝達するように構成されている。

【００３８】

電気エネルギーを提供する第１の装置に従った電気エネルギーを提供する第２の装置において、電力半導体スイッチは、ＩＧＢＴまたは逆阻止ＩＧＢＴである。

【００３９】

電気エネルギーを提供する第１の装置に従った電気エネルギーを提供する第３の装置において、電力半導体スイッチは、ＧＴＯ、ＩＥＧＴ、ＭＯＳＦＥＴ、またはバイポーラトランジスタである。

10

【００４０】

電気エネルギーを提供する第１の装置から第３の装置のいずれかと第４の装置とに従った電気エネルギーを提供する第４の装置において、ＲＣ要素のキャパシタンスは、正常動作中に短絡および／または過電流状態を短絡および／または過電流状態検出回路が検出することを防ぐために選択された時定数で放電する。

【００４１】

電気エネルギーを提供する第１の装置から第４の装置のいずれかと第４の装置とに従った電気エネルギーを提供する第５の装置において、短絡および／または過電流事象において短絡および／または過電流状態検出回路が短絡および／または過電流状態を検出することを確実なものとするために選択された時定数で、ＲＣ要素のキャパシタンスが放電する。

20

【００４２】

電気エネルギーを提供する第１の装置から第５の装置のいずれかに従った電気エネルギーを提供する第６の装置において、制御回路は、第２の電力半導体スイッチと、第２の電力半導体スイッチ用の第２の制御回路であって、第２の制御回路が、装置１～２５のいずれかに従った第２の電力半導体スイッチ用の制御回路のための動的基準信号を生成する第２の装置を備える、当該第２の制御回路と、動的基準信号を生成する第２の装置からの動的基準信号と、電力半導体スイッチのコレクタ・エミッタ電圧を表す信号、またはコレクタ・エミッタ電圧、アノード・カソード電圧、またはドレイン・ソース電圧を表す信号とを受信して、第２の電力半導体スイッチにおける短絡および／または過電流状態の存在を示す第２の異常信号を生成するため、動的基準信号を、コレクタ・エミッタ電圧、アノード・カソード電圧、またはドレイン・ソース電圧を表す信号と比較するように構成されている第２の短絡および／または過電流状態検出回路と、第２の異常信号を受信して、異常信号が電力半導体スイッチにおける短絡および／または過電流状態の存在を示す場合、第２の電力半導体スイッチをスイッチオフするように構成された第２の駆動回路と、をさらに備える。

30

【００４３】

電気エネルギーを提供する第６の装置に従った電気エネルギーを提供する第７の装置において、第１の電力半導体スイッチと第２の電力半導体スイッチとは、直列接続されており、本装置は、第１の電力半導体スイッチと第２の電力半導体スイッチとの間に負荷が接続されるように構成されており、入力電圧は、直列接続された第１の電力半導体スイッチと第２の電力半導体スイッチとを介して印加される。

40

【００４４】

電気エネルギーを提供する第７の装置に従った電気エネルギーを提供する第８の装置において、第１の電力半導体スイッチと第２の電力半導体スイッチとは、１００Ｖから１５ｋＶの間の電圧を伝達するように構成されている。

【００４５】

本発明の一例に従った電力半導体スイッチ用の動的基準信号を生成する方法であって、

50

本方法は、定常基準信号を生成することと、電力半導体スイッチの制御信号を受信することと、受動回路を使用して、所定の期間の少なくとも一部にわたって、オフ状態からオン状態への電力半導体スイッチの制御信号の切り替えにตอบสนองして、定常基準信号のレベルを高めることと、動的基準信号を出力することと、を含む。

【0046】

本発明の非限定的かつ非網羅的な例示的な実施形態について、以下の図を参照しながら説明しており、別段の指定がない限り、異なる図において、同一の参照符号は、同一の構成部分を示す。

【図面の簡単な説明】

【0047】

10

【図1】負荷に電気エネルギーを提供する装置を示す。

【図2】例示的な制御回路を示す。

【図3】動的基準信号を生成する装置の一例を示す。

【図4A】動的基準信号を生成する装置の一例を示す。

【図4B】動的基準信号を生成する別の装置の一例を示す。

【図5A】図4Aに示す動的基準信号を生成する装置における様々な信号を示す。

【図5B】図4Bに示す動的基準信号を生成する装置における様々な信号を示す。

【図6】通常状態と短絡および/または過電流状態とにおいて図1に示す負荷に電気エネルギーを提供する様々な信号を示す。

【図7】動的基準信号を生成する装置の別の例を示す。

20

【図8】図7に示す動的基準信号を生成する装置における様々な信号を示す。

【発明を実施するための形態】

【0048】

以下の説明では、本発明を深く理解できる多くの詳細事項を提示する。しかし、本発明を実施するために具体的な詳細事項が必要なわけではないことが当業者には明らかである。また別の場合において、本発明を理解することが不必要に困難とならないように、よく知られた装置および方法については詳細に説明しない。

【0049】

本説明において、「一実施形態(an embodiment)」、「構成(a configuration)」、「例(an example)」、または「例(example)」という記載は、本実施形態に関連して説明する特定の特徵、構造または性質が、本発明の少なくとも1つの実施形態に含まれることを意味する。この点で、本説明中の様々な位置における「一実施形態において(in one embodiment)」、「例(an example)」、または「例(example)」という語句は、必ずしもすべてが同じ実施形態または同じ例を指すわけではない。さらに、特定の特徵、構造または性質は、1つ以上の実施形態または例において、任意の適切な組み合わせおよび/または部分的組み合わせにより組み合わされ得る。特定の特徵、構造または性質は、集積回路に、電子回路に、論理回路に、または、説明されている機能を提供する他の適切な要素部品に含まれ得る。さらに、図面が当業者に対する説明の目的を果たすことと、図面が必ずしも正確な寸法で描かれているわけではないことが指摘される。

30

40

【0050】

正常動作と短絡および/または過電流動作との間での、コレクタ・エミッタ電圧の波形における上記の違いが、短絡または過電流状態を検出するため、保護回路において使用され得る。例えば、コレクタ・エミッタ電圧が閾値を上回るように上昇すると(図6の右下参照)、短絡または過電流状態が検出され得る。しかし、コレクタ・エミッタ電圧の低下は、単調である必要はない。図6に示すものと同様に、この低下は、電力半導体スイッチのスイッチオンのまさに直後に、電圧のピークと電圧の谷とを有し得る。静的基準電圧の場合、これは、保護回路が短絡事象および/または過電流事象だと誤認して電力半導体スイッチをスイッチオフするという効果を有し得る。同様に、比較的ゆっくりとした切り替え挙動をみせる電力半導体スイッチの場合、静的状態に達するまでの期間は、比較的長い

50

(例えば、 $10\ \mu\text{s}$ より著しく長い)ものであり得る。従って、電力半導体スイッチの特定の静的な順電圧付近に設定される静的基準電圧は、同様に、保護回路が短絡事象および/または過電流事象を誤認して電力半導体スイッチをスイッチオフするという効果をもち得る。この場合、特定の時点において増加した電圧レベルが、電力半導体スイッチの慣性に起因するにすぎないとしても、保護回路は、危険なほどに増加した電圧を検出し得る。

【0051】

図1は、負荷110に電気エネルギーを提供する装置100(電力変換装置とも呼ばれる)を示す。しかし、エネルギーの流れは、逆方向も向き得る。その場合、要素110は発電機である。さらに別の装置では、様々な動作状態における要素110が、負荷と発電機との両方として動作し得る。そのため、エネルギーを提供する装置についてのみ説明するが、その説明は、前述のすべての場合を包含する(エネルギーは、異なる出力において提供され得る)。装置は、直列接続された2つの電力半導体スイッチ104、106を備える。加えて、装置100は、直流入力電圧102(U_{IN})を受信し得る。装置は、入力から負荷110が接続された出力まで(または逆方向に)、電力半導体スイッチ104、106の制御により、電気エネルギーを伝達するように構成されている。この場合、電気エネルギーを提供する装置は、電圧レベル、電流レベル、または、負荷に出力される両方の値の組み合わせを制御し得る。

【0052】

図1の例において、電力半導体スイッチ104、106は、IGBTである。そのため、IGBTの例に基づいて装置と方法とについて説明する。しかし、動的基準信号を生成する装置と、制御回路と、電気エネルギーを提供する本発明に従った装置とは、IGBTとの使用に限定されない。むしろ、それらは、他の電力半導体スイッチと組み合わせても使用され得る。例えば、金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ(MOSFET: metal oxide semiconductor field effect transistor)、バイポーラトランジスタ、IEGT(「注入促進ゲートトランジスタ(injection enhancement gate transistor)」)、およびGTO(「ゲートターンオフサイリスタ(gate turn off thyristor)」)が、動的基準信号を生成する装置と、制御回路と、電気エネルギーを提供する本発明に従った装置と、と共に使用され得る。さらに、電力半導体スイッチにかかる電圧の波形を検出する装置と、制御回路と、電気エネルギーを提供する装置とは、窒化ガリウム(GaN)半導体または炭化ケイ素(SiC)半導体を基材とする電力半導体スイッチと共に使用され得る。

【0053】

スイッチオフ状態における電力半導体スイッチの最大公称コレクタ・エミッタ電圧、最大公称アノード・カソード電圧、または最大公称ドレイン・ソース電圧は、500Vを上回る、好ましくは、2kVを上回る値であり得る。

【0054】

加えて、動的基準信号を生成する装置と、制御回路と、電気エネルギーを提供する本発明に従った装置とは、電力半導体スイッチに限定されない。この点で、電力半導体スイッチにかかる電圧の波形を検出する装置と、制御回路と、電気エネルギーを提供する装置と、と共に他の半導体スイッチを使用することもできる。本明細書で説明する効果と利点とは、他の半導体スイッチを伴うシステムにおいても、少なくとも部分的に発生し得る。

【0055】

従って、IGBTについて説明するので、電力半導体スイッチの端子は、「コレクタ」、「ゲート」および「エミッタ」と呼ばれる。しかし、既に説明したとおり、装置と方法とは、IGBTに限定されない。不必要に長くならないように、本明細書における「エミッタ」という名称は、「ソース」または「カソード」と呼ばれる対応する電力半導体スイッチの端子も包含する。同様に、本明細書における「コレクタ」という用語は、「ドレイン」または「アノード」と呼ばれる端子も包含し、「ゲート」という用語は、「ベース」と呼ばれる対応する電力半導体スイッチの端子を包含する。そのため「コレクタ・エミッ

10

20

30

40

50

タ電圧」という用語は、「ドレイン・ソース電圧」と「カソード・アノード電圧」とをさらに包含し、「コレクタ電圧」という用語と「エミッタ電圧」という用語とは、それぞれ、「ドレイン電圧」または「アノード電圧」と「ソース電圧」または「カソード電圧」とをさらに包含する。

【 0 0 5 6 】

電力半導体スイッチ 1 0 4、1 0 6 は、それぞれ、第 1 の制御回路 1 1 8 と第 2 の制御回路 1 2 0 と（図 2 を参照して例示的な制御回路について説明する）により制御される。制御回路は、第 1 の I G B T と第 2 の I G B T とのスイッチングタイミングを制御するため、第 1 のゲート・エミッタドライバ信号 1 3 0 (U_{GE1}) と第 2 のゲート・エミッタドライバ信号 1 3 2 (U_{GE2}) とを提供する。さらに、制御回路 1 1 8 と制御回路 1 2 0 との両方が、任意選択的に、システム制御装置 1 1 4 により制御され得る。システム制御装置 1 1 4 は、システム入力信号 1 1 6 を受信する入力を有し得る。図 1 の例では、ハーフブリッジ構成における 2 つの電力半導体スイッチ 1 0 4、1 0 6 を示す。しかし、動的基準信号を生成する装置と、制御回路と、電気エネルギーを提供する装置とは、他の形態でも使用され得る。例えば、個々の電力半導体スイッチ（例えば、個々の I G B T ）は、動的基準信号を生成する装置または制御回路に接続され得る。他の例において、6 つの電力半導体スイッチまたは 1 2 個の電力半導体スイッチを有する三相システムにおいて、電力半導体スイッチの各々が、動的基準信号を生成する装置を有し得る。

10

【 0 0 5 7 】

ゲート・エミッタドライバ信号を出力することに加えて、制御回路 1 1 8、1 2 0 は、電力半導体スイッチ 1 0 4、1 0 6 にかかる電圧を表す信号を取り込む。信号は、電圧信号または電流信号であり得る。図 1 の例において、制御回路 1 1 8、1 2 0 の各々が、コレクタ・エミッタ電圧を表した、コレクタ・エミッタ電圧信号 1 2 2、1 2 4 (U_{CE1} 、 U_{CE2}) と呼ばれるそれぞれの信号をもつ。

20

【 0 0 5 8 】

図 1 以降で、電力半導体スイッチ 1 0 4、1 0 6 にかかる電圧（例えば、コレクタ・エミッタ電圧信号）を表す信号を使用する回路について説明する。既に詳しく説明したとおり、電力半導体スイッチを通る電流の間接的な監視が、電力半導体スイッチにかかる電圧に基づいて達成され得る。しかし、電力半導体スイッチを通る電流（例えば、コレクタ電流、ドレイン電流、またはカソード電流）は、また、何らかの他の方法により推定されるか、または、直接測定され得る。一例において、負荷に電気エネルギーを提供する装置（電力変換装置とも呼ばれる）は、電力半導体スイッチを通る電流を直接測定する検出回路（例えば、コレクタ電流を測定する装置）を有し得る。

30

【 0 0 5 9 】

図 1 において、制御回路 1 1 8、1 2 0 は、別々の制御回路として概略的に描いている。しかし、制御回路 1 1 8 と制御回路 1 2 0 との両方は、また、単一の回路に一体化され得る。この場合、単一の制御回路が、2 つの電力半導体スイッチ 1 0 4、1 0 6 を制御する。さらに、第 2 のゲート・エミッタドライバ信号 1 3 2 (U_{GE2}) は、反転した第 1 のゲート・エミッタドライバ信号 1 3 0 (U_{GE1}) であり得る。

【 0 0 6 0 】

制御回路 1 1 8 と制御回路 1 2 0 との両方が、動的基準信号を生成する装置を備える。それを利用して、それぞれのコレクタ・エミッタ電圧信号 1 2 2、1 2 4 に基づいて、それぞれの電力半導体スイッチの短絡および／または過電流状態を把握することが可能である。短絡および／または過電流状態を把握したことに応答して、それぞれの電力半導体スイッチ 1 0 4、1 0 6 がスイッチオフされ得る。

40

【 0 0 6 1 】

図 2 は、制御回路 2 1 8（例えば、図 1 に示す制御回路 1 1 8、1 2 0 の 1 つ）を示す。制御回路 2 1 8 は、動的基準信号を生成する装置 2 4 2 と、短絡および／または過電流状態検出回路 2 4 0 と、駆動回路 2 3 6 と、任意選択的なドライバインターフェース 2 3 4 との 4 つの機能ユニットを含む。動的基準信号を生成する装置 2 4 2 は、駆動回路 2 3

50

6 からゲート・エミッタドライバ信号 230 を受信するように適応される。しかし、動的基準信号を生成する装置 242 は、さらに、ゲート・エミッタドライバ信号 230 を表す他の信号を受信し得る。スイッチオフ状態からスイッチオン状態への制御対象電力半導体スイッチの切り替え過程の時点に関する情報（および、任意選択的にスイッチオン状態からスイッチオフ状態への制御対象電力半導体スイッチの切り替え過程の時点に関する情報）が、この信号から推測されることが必要であるにすぎない。加えて、動的基準信号を生成する装置 242 は、任意選択的に、外部基準信号を受信するように構成されている。図 2 の例において、外部基準信号は、電力半導体スイッチのエミッタ電圧を表す基準信号 226 であり得る。しかし、代替的に、外部基準信号として、電力半導体スイッチのエミッタ電圧に対して一定オフセットぶんオフセットされた他の電圧レベルを使用することも

10

【0062】

加えて、動的基準信号を生成する装置 242 は、定電流信号 246 (I_1) を受信するように構成されている。図 2 の例において、定電流信号 246 は、駆動回路 236 により提供される。定電流信号 246 も、代替的に、制御回路 218 の他の機能ユニットにより、または、外部ソースにより提供され得、または、基準信号自体を生成する回路により内部で生成され得る。任意の適切な電流源が、定電流 246 を生成するのに適する。

【0063】

動的基準信号を生成する装置 242 は、受信された信号（すなわち、定電流信号 246 とゲート・エミッタドライバ信号 230 と）に基づいて、動的基準信号 248 を提供する。動的基準信号 248 は、短絡および/または過電流状態検出回路 240 により受信される。電力半導体スイッチの切り替え過程後、所定の期間が満了した後、動的基準信号 248 は、定常信号レベルをとる。電力半導体スイッチが、オフ状態からオン状態にスイッチングする場合、動的基準信号 248 は、電力半導体スイッチの切り替え過程から始まり所定の期間が満了するまでの期間の少なくとも一部において定常信号レベルを上回るように高められる。しかし、動的基準信号の定常信号レベルは、すべての動作状況において同一である必要はない。この点で、スイッチングサイクルの長さに関係した定常信号レベルのドリフトまたはゆっくりとした変化が可能である。さらに、定常信号レベルは、設定可能

20

【0064】

短絡および/または過電流状態検出回路 240 自身は、電力半導体スイッチのコレクタ・エミッタ電圧 U_{CE} に対応した信号 222（例えば、図 1 に示す信号 122 または 124）を受信するように構成されている。電力半導体スイッチのコレクタ・エミッタ電圧に対応した信号 222 に基づいて、短絡および/または過電流状態検出回路 240 は、電力半導体スイッチにかかるコレクタ・エミッタ電圧 (U_{CE}) を表す信号を決定する。他の例において、短絡および/または過電流状態検出回路 240 は、他の信号から信号を決定するか、または、別の回路ブロックから電力半導体スイッチにかかるコレクタ・エミッタ電圧を表す信号を受信する。別の例において、短絡および/または過電流状態検出回路 240 は、電力半導体スイッチを通る電流（例えば、コレクタ電流）を表す信号を受信する。図 1 を参照して説明しているとおり、電力半導体スイッチを通る電流を表す信号は、電力半導体スイッチを通る電流の直接的な測定により生成され得る。短絡および/または過電流状態検出回路 240 は、次に、電力半導体スイッチにおける短絡および/または過電流状態の存在を検出するため、電力半導体スイッチを通る電流を表す信号を動的基準信号と比較し得る。（例示的なコレクタ電流 I_C に基づく）電力半導体スイッチを通る電流を表す信号の例示的な波形を図 6 の下部に示し、通常状態と短絡および/または過電流状態とが、電流の波形における特性変化から直接的にと、電圧の波形における特性変化から間接的にとの両方により検出され得ることも理解され得る。

30

40

【0065】

電力半導体スイッチにかかるコレクタ・エミッタ電圧を表す受信または決定された信号（または、電力半導体スイッチを通るコレクタ電流を表す受信または決定された信号）と

50

、受信された動的基準信号 248 とにตอบสนองして、短絡および / または過電流状態検出回路 240 は、短絡および / または過電流状態が存在するか否かを決定する。

【0066】

一例において、短絡および / または過電流状態検出回路 240 は、コレクタ・エミッタ電圧を表す信号（または、電力半導体スイッチを通るコレクタ電流を表す信号）が動的基準信号 248 より大きい場合に、短絡および / または過電流状態が存在することを検出する。既に詳しく説明したように、電力半導体スイッチがスイッチオンされた後、コレクタ・エミッタ電圧（または、コレクタ電流）は、比較的低い値まで急速に低下しなければならず、その値を上回るように増加したコレクタ・エミッタ電圧（または、増加したコレクタ電流）は、短絡および / または過電流状態の存在の間接的な（または、直接的な）標識である。図 6 における下側の曲線が、これと、短絡および / または過電流状態検出回路 240 の動作とを示す。図 6 の左側に通常のスイッチオン過程を示す。電圧 $U_{C \cdot E}$ （この場合、コレクタ・エミッタ電圧を表す信号）は、スイッチングプロセス後、急速に低下する。電流 I_C （この場合、コレクタ電流を表す信号）は、同様に、おおむね定常レベルまで急速に到達する。動的基準信号が、常に、信号 $U_{C \cdot E}$ 678 を上回って（または、上記コレクタ電流を表す信号を上回って）いるので、短絡および / または過電流状態は把握されない。既に言及したように、切り替え過程後の、動的基準信号のレベルにおける一時的な増加は、短絡および / または過電流状態の誤検出を防ぎ得る。

【0067】

対称的に、図 6 は、右下に、コレクタ・エミッタ電圧を表す信号の典型的な波形と、短絡および / または過電流事象におけるコレクタ電流を表す信号の波形とを概略的に示す。ここで、信号 $U_{C \cdot E}$ 678 と信号 I_C とが動的基準信号を上回ったこと（例えば、切り替え過程後の 8 ~ 12 μs 後）と、その結果として、短絡および / または過電流状態検出回路 240 が、短絡および / または過電流状態を検出したことが認識され得る。前述のように、動的基準信号は、所定の期間の少なくとも一部にわたって（例えば、所定の期間の全体にわたって）高められ、その結果として、所定の期間中、電力半導体スイッチのスイッチオン後、電圧のピークと電圧の谷とが発生した場合、または、静的基準信号未満のロー値への、コレクタ・エミッタ電圧を表す信号の完全な低下が、原則として、電力半導体スイッチに対して定義される最大許容短絡持続期間より長い場合、異常が検出されない。不正確な異常検出の発生を最小化するため、動的基準信号における増加の持続期間が設定され得る。図 6 からわかるように、コレクタ・エミッタ電圧を表す信号、または電力半導体スイッチを通るコレクタ電流を表す信号における十分に大きな上昇は、所定の期間中の基準信号における動的な増加にもかかわらず、短絡および / または過電流状態の検出を開始させ得る。これは、単に、検出の時点が、基準信号における動的な増加により、シフトし戻されることであり得る。

【0068】

過電流状態検出回路 240 は、短絡および / または過電流状態を検出した場合、異常信号を出力し得る。図 2 の例において、異常信号 244（ U_{FT} ）は、駆動回路 236 に出力される。駆動回路 236 は、電力半導体スイッチの損傷を防ぐため、異常信号 244 にตอบสนองして、電力半導体スイッチをスイッチオフし得る。しかし、代替的な構成において、異常信号は、何らかの他の方法でも処理され得る。例えば、単に、異常信号 250（ U_{FT} ）を別の制御要素に（例えば、システム制御装置 214 に）供給することが可能である。その後、別の要素が、所定の順序で 2 つ以上の電力半導体スイッチをスイッチオフし得る。

【0069】

異常信号を判定するため、短絡および / または過電流状態検出回路 240 は、受信された信号をさらに処理し得る。例えば、短絡および / または過電流状態検出回路 240 は、短絡および / または過電流状態の検出の所定の遅延を設定するため、ゲーティング回路を備え得る。加えて、または代替的に、短絡および / または過電流状態検出回路 240 は、コレクタ・エミッタ電圧を表す信号（または、電力半導体スイッチのコレクタ電流を表す

信号)の電圧レベルを設定する回路を含み得る。コレクタ・エミッタ電圧自体が、数千ボルト以上であり得るので、この回路は、値の大きな抵抗器を有するネットワークを備え得る。しかし、ネットワークは、高電圧用に構成された別の要素(例えば、容量性の構成要素またはダイオード)もさらに備える。これは、コレクタ・エミッタ電圧から、コレクタ・エミッタ電圧に比例するが、より(十分に)低い電圧レベルをとる信号(例えば、図6に概略的に描かれた信号 $U_{C \cdot E}$)を生成する。

【0070】

既に説明したように、駆動回路236は、短絡および/または過電流状態を知らせる異常信号244を受信し得、さらに、検出された短絡および/または過電流状態にตอบสนองして、電力半導体スイッチをスイッチオフし得る。短絡および/または過電流状態検出回路240の1つまたは複数の構成要素は、任意選択的に、駆動回路236に含まれ得る。例えば、駆動回路236は、動的基準信号 U_{REF} 248とコレクタ・エミッタ電圧を表す信号(または、電力半導体スイッチを通るコレクタ電流を表す信号)とを受信し得る。加えて、駆動回路236は、電力半導体スイッチを制御するゲート・エミッタドライバ信号も供給し得る。

【0071】

図2の例において、駆動回路236は、システム制御装置214から制御信号を受信するため、ガルバニック直流絶縁238(例えば、変圧器)を介して、任意選択的なドライバインターフェース234に接続されている。さらに、ドライバインターフェース234は、システム制御装置214に接続され得、システム制御装置214は、システム入力216を受信し、それにより制御される。

【0072】

図3は、電力半導体スイッチ用の制御回路のための、例示的な、動的基準信号を生成する装置342(例えば、図2におけるブロック242)を示す。動的基準信号を生成する装置342は、基準信号生成器352と受動充電回路350との2つの機能ブロックを含む。これらのブロックの機能について後述する。しかし、例示的な回路は、後述の機能が別の装置において実行される場合に限定されない。むしろ、ブロックの機能の一部または全部は、一体的にも実装され得る。

【0073】

動的基準信号を生成する装置342は、電力半導体スイッチ330の制御信号(U_{GE})と定電流信号346(I_1)とを受信する。

【0074】

図3と後続の図とにおいて、動的基準信号を生成する装置は、定電流信号を受信する。既に詳しく説明したように、他の構成も考え得る。一例において、動的基準信号を生成する装置は、定電圧信号を受信する。

【0075】

電力半導体スイッチ330の制御信号(U_{GE})は、電力半導体スイッチの切り替え過程の時間的な順序を表す何らかの信号であり得る。例えば、図1に示すように、ゲートドライバ信号が使用され得る。しかし、(主に、複雑なIGBT駆動回路において)動的基準信号を生成する装置342に電力半導体スイッチの切り替え過程に関する情報を提供するため、適切な信号が別の場所にも存在し得る。定電流信号346(または、定電圧信号)は、動的基準信号を生成する装置342自体においても生成され得る。

【0076】

動的基準信号を生成する装置342の基準信号生成器352は、電力半導体スイッチの切り替え過程後、所定の期間が満了した後、定常信号レベルをとる動的基準信号348(U_{REF} または I_{REF})を利用可能にする。例えば、基準信号生成器352は、定電流信号346(または、定電圧信号)にตอบสนองして、定常信号レベルを生成する1つまたは複数の構成要素を備え得る。図4Aと図4Bと図7とを参照して、例示的な基準信号生成器352を示す。

【0077】

受動充電回路 350 は、動的基準信号を生成するため、定常信号レベルを上回るように、オフ状態からオン状態への電力半導体スイッチの制御信号の切り替えに応答して、少なくとも所定の期間の一部にわたって（例えば、所定の期間の全体にわたって）、動的基準信号の信号レベルの周囲を増加させるように構成されている。例えば、受動充電回路 350 は、制御信号 U_{GE330} を受信する。制御信号 U_{GE330} は、スイッチオフ状態からスイッチオン状態への電力半導体スイッチの制御信号の切り替え過程の時点を決するため、受動充電回路 350 により処理される。加えて、定常信号レベルを上回る動的基準信号の増加の振幅および時間的な波形（すなわち、さらに、動的基準信号 348 が高められた信号レベルをとる所定の期間の一部または全体の長さ）は、少なくとも部分的に制御信号 U_{GE330} に基づいて判定され得る。この一時的な動的基準信号の増加は、能動的な構成要素（例えばトランジスタなど）を使用せずに、受動充電回路 350 によりもたらされる。さらに、図 4A と図 4B と図 7 とを参照して、例示的な受動充電回路 350 を示す。

10

【0078】

一例において、受動充電回路 350 は、図 6 に示すように、動的基準信号の一時的な増加の時間的な波形を、少なくとも部分的に制御するように構成されている。これは、オフ状態からオン状態への電力半導体スイッチの制御信号の切り替えに応答した急激な上昇と、後続の定常電圧信号のレベルへ戻る連続的な低下とを含む。低下の時定数（ $1/e$ 時定数）は、1 から $50\mu s$ の間（例えば、5 から $15\mu s$ の間）。であり得る。動的基準信号 348 のこの時間的な挙動を生成するため、受動充電回路 350 は、RC 要素を含み得、RC 要素のキャパシタンスの時定数は、定常電圧信号のレベルへの低下の速度を少なくとも部分的に決定する。加えて、定常基準信号のレベルを上回る動的基準信号 348 のレベルにおける上昇は、制御信号 U_{GE330} の振幅における急上昇と関連し得る。図 6 を参照して、例示的な信号レベルについて説明する。

20

【0079】

図 4A は、動的基準信号を生成する装置 442 の第 1 の例を示す。装置は、基準信号生成器 452 と受動充電回路 450 とを含む。加えて、動的基準信号を生成する装置 442 は、図 3 の例にも示すように、電力半導体スイッチ 430 の制御信号（ U_{GE} ）、定電流信号 446（ I_1 ）を受信する。これらの信号と代替的な信号との選択に関して、図 3 の説明での対応箇所における記述が、適用可能である。

30

【0080】

基準信号生成器 452 は、静的基準信号を生成する回路を含む。静的基準信号を生成する回路は、基準抵抗器 464（ R_{REF} ）を含む。定電流信号 346 は、基準抵抗器 464 の第 1 の端子に接続されており、基準抵抗器 464 を通って流れ、その結果、一定の電圧降下（ $I_1 \times R_{REF}$ ）を生成する。基準抵抗器 464 は、図 4A において独立した構成要素として示されるが、複数の抵抗器の組み合わせも使用可能である。

【0081】

他の例において、動的基準信号を生成する装置において（基準抵抗器 R_{REF} 464 における定電流 I_1 の低下により動的基準信号を生成する代わりに）定電圧源を使用することが可能である。一例において、定電圧源は、（いわば、 V_1 の代わりに）基準抵抗器 R_{REF} 464 と直列接続され得る。例えば、定電圧源が、基準抵抗器 R_{REF} と V_E との間に接続され得る。他の例において、本明細書の動的基準信号を生成する装置内に既に存在する内部基準レベルは、静的電圧基準レベル（例えば、内部基準レベル 447（ V_1 ））を形成し得る。例えば、内部基準レベルは、受動半導体回路により（例えば、ツェナーダイオードを使用して）生成され得る。他の一例において、基準抵抗器 R_{REF} 464 は、省略され得る。さらに、動的基準信号を生成する装置は、（基準電圧 U_{REF} の代わりに）基準電流 I_{REF} を生成する。

40

【0082】

動的基準信号を生成する装置 442 は、第 1 の内部基準レベル 447（ V_1 ）を生成する。例えば、第 1 の内部基準レベル 447（ V_1 ）は、基準レベル 426 に基づいて生成

50

され得るか、またはそれに対応し得る。一例において、第1の内部基準レベル447は、電力半導体スイッチのエミッタ電圧に実質的に等しい。これは、典型的にはエミッタ電圧を表す基準信号が同様に短絡および/または過電流状態検出回路で使用されるので(図2におけるブロック240参照)、有益である。その結果、この場合、相互に比較されるコレクタ・エミッタ電圧信号と動的基準信号との両方が、同じ信号を基準とする。これは、信号の相互安定化を促進し得る。それにもかかわらず、静的電圧基準レベル未満のいずれのレベルも、第1の内部基準レベル447(V_1)のために使用可能である。

【0083】

従って、動的基準信号448を出力する出力に接続された基準信号生成器452のノードAは、定常信号レベルを生成する回路により、定常信号レベルまで高められる。図4Aと後続の図とにおいて、動的基準信号448(U_{REF})は、動的電圧信号である。しかし、既に何度も説明したように、動的電流信号も使用可能である。この定常信号レベルは、図4Aに従った例示的な装置において、 $V_1 + R_{REF} \times I_1$ である。ノードAの電圧レベルが受動充電回路450により影響を受けない場合、動的基準信号448のレベルは、定常信号レベル(すなわち、 $V_1 + R_{REF} \times I_1$)に対応する。この挙動を図5Aに示す。いちばん下の曲線は、ノードAにおける電圧の(従って、動的基準信号548の)例示的な波形を表す。ノードAにおける電圧レベルは、半導体スイッチの切り替え過程後、特定の時間を除いて定常状態にあることが見られ得る。

【0084】

受動充電回路450は、抵抗器466(R_1)を介して基準信号生成器452に接続されている(図4Aにおいて、抵抗器466は、基準信号生成器452に関係しているとして説明されるが、これは任意の分類である)。受動充電回路450は、RC要素を含む。後者は、キャパシタンス456(C_T)と抵抗器460(R_T)とを備える。キャパシタンス456は、ノードBと電力半導体スイッチ430の制御信号を受信する入力との間に接続されている。抵抗器460は、ノードBと基準信号生成器452のノードAとの間に接続されている。また、抵抗器460と抵抗器466とは、独立した抵抗器であり得る。

【0085】

さらに、受動充電回路450は、ノードBにおける電圧レベルを第2の内部基準レベル462(V_L)に制限する任意選択的な第1のクランプ回路454を含む。図4Aの例において、第1のクランプ回路454は、ダイオード454を含む。第2の内部基準レベル462は、静的電圧基準レベル以下のいずれかのレベルであり得る。外部基準レベル426が、この条件を満たす場合、その外部基準レベル426が、第2の内部基準レベル462として使用され得る。従って、さらに、第2の内部基準レベル462は、電力半導体スイッチのエミッタ電圧を表し得る。受動充電回路450は、能動的な構成要素を含まない。

【0086】

図5Aを参照して、再度、受動充電回路の機能について説明する。既に説明したように、動的基準信号を生成する装置442は、切り替え過程直後に、内部基準レベル447に、定電流446により抵抗器 R_{REF} 464において生成された電圧を加えたもの(図4Aに示す装置において、 $I_1 \times R_{REF} + V_1$)に実質的に対応する動的基準電圧を出力する。言い換えると、切り替え過程の直前に、動的基準電圧448は、定常電圧レベルに等しい。図5Aにおけるいちばん上の曲線は、電力半導体スイッチの制御信号530(U_{GE})の例示的な波形を示す。制御信号530の電圧レベルは、スイッチオフ状態におけるレベル V_{OFF} からスイッチオン状態におけるレベル V_{ON} まで上昇する。原理的には、これらのレベルは、任意に選択され得る。一例において、レベル V_{OFF} とレベル V_{ON} とは、それぞれ、スイッチオフ状態とスイッチオン状態とにおいて電力半導体スイッチを制御する、電力半導体スイッチのゲート・エミッタ電圧に対応する。例えば、IGBTのスイッチオフ状態におけるレベル V_{OFF} は、-20Vから-5Vの間(好ましくは、-15Vから-7Vの間)であり得、IGBTのスイッチオン状態におけるレベル V_{ON} は、10Vから20Vの間(好ましくは、13Vから15Vの間)であり得る。電力MO

10

20

30

40

50

S F E Tの場合、レベル V_{OFF} とレベル V_{ON} は、これに対応して、それぞれ、スイッチオフ状態とスイッチオン状態とにおける、電力MOSFETのゲート・ソース電圧の電圧に対応し得る。例えば、電力MOSFETのスイッチオフ状態におけるレベル V_{OFF} は、 $-5V$ から $0V$ の間であり得、MOSFETのスイッチオン状態におけるレベル V_{ON} は、 $10V$ から $25V$ の間であり得る。SiCを基礎とする構成要素の場合、スイッチオフ状態におけるレベル V_{OFF} は、同様に、 $-5V$ から $0V$ の間であり得、スイッチオン状態におけるレベル V_{ON} は、 $10V$ から $20V$ の間であり得る。

【0087】

図5Aに示すように、動的基準信号を生成する装置442のノードBとノードAとにおける電圧レベルは、電力半導体スイッチのスイッチオフ状態からスイッチオン状態への切り替え時点において急激に上昇する。この上昇は、スイッチオフ状態からスイッチオン状態への切り替え時の制御信号530（図4Aにおける制御信号430）の電圧振動に対応する。これは、図4Aを参照して理解され得る。すなわち、制御信号430の電圧振動がキャパシタンス456の出力における電圧レベルを増加させるので、ノードBにおける電圧レベルが、さらにこの絶対値ぶん増加する（ノードBにおけるレベルが第2の基準電圧のレベルを上回るので、ダイオード454が非導通しない）。従って、電圧の振幅の急上昇は、制御信号530（図4Aにおける430）のスイッチオン状態におけるレベル V_{ON} とスイッチオン状態におけるレベル V_{OFF} との間の差分に対応する。その結果、これは、切り替え過程後の時点で、ノードBにおいて、次式の電圧レベル V_{Bpeak} をもたらす。

【数1】

$$V_{Bpeak} = V_{ON} + I_1 R_{REF} + V_1 - V_{OFF} \quad (\text{式1})$$

【0088】

これは、抵抗器460（ R_T ）と抵抗器466（ R_1 ）と抵抗器464（ R_{REF} ）とを通して追加的な電流が駆動されるという結果をもたらす。この電流は、ノードAにおける電圧レベルを特定の絶対値ぶん増加させる（すなわち、追加的な電流の、電流の大きさに抵抗器464の値を乗算したもの）。その結果、これは、電力半導体スイッチのスイッチオン直後、ノードAにおいて、次式の電圧をもたらす。

【数2】

$$V_{Apeak} = \frac{(I_1 R_{REF} + V_1)(R_1 + R_T) + V_{Bpeak} R_{REF}}{R_{REF} + R_1 + R_T} \quad (\text{式2})$$

【0089】

動的基準信号448を取り出す出力が、ノードAに直接接続されているので、図5Aに示す電圧レベルが、動的基準信号448に対応する。

【0090】

加えて、追加的な電流が、受動充電回路450のキャパシタンス456を放電する。これは、キャパシタンス454にかかる電圧が低減し、その結果、ノードBにおける電圧レ

ベルも低下するという結果をもたらす。続いて、そこから、追加的な電流が低減し、ノードAにおける電圧も低下する（従って、動的基準信号448のレベルも低下する）ことが導かれる。所定の期間後、キャパシタンスが、抵抗器464を通して追加的な電流がそれ以上駆動されない程度まで放電された状態となる。その結果、ノードAにおける電圧が、再度、その定常レベル（ $I_1 \times R_{REF} + V_1$ ）となる。受動充電回路により生成される動的基準信号の一時的な増加が、抑制された状態となる。

【0091】

キャパシタンス456の放電過程の時定数は、抵抗器460（ R_T ）と抵抗器466（ R_1 ）と抵抗器464（ R_{REF} ）との値と、キャパシタンス456（ C_T ）の値とにより決定される。これと、動的基準信号448における電圧振動の振幅は、電力半導体スイッチのスイッチオフ状態からスイッチオン状態への切り替え過程後の、短絡および/または過電流状態の誤検出が防止されるように、または、少なくとも低減されるように、および、それにもかかわらず、電力半導体スイッチの信頼性の高いスイッチオフにより保護機能が達成されるように、選択され得る。これは、続いて、図6を参照して示され得る。動的基準信号648の一時的な増加は、コレクタ・エミッタ電圧を表す信号が、通常時における動的基準信号未満となることを確実にする（図6の左側）。従って、図2における短絡および/または過電流状態検出回路240は、短絡および/または過電流状態を検出しない。

【0092】

図5Aは、さらに、電力半導体スイッチのスイッチオン状態からスイッチオフ状態への切り替え過程後の、動的基準信号を生成する装置442の挙動を示す。ここで、既に詳細に説明したスイッチオフ状態からスイッチオン状態への切り替え過程の場合とは逆の過程が発生する。再度、この場合は負の、制御信号530の電圧振動が、キャパシタンス454の第1の入力に現れ、ノードBにおける電圧を下げる。続いて、これは、ノードAにおける電圧を下げる追加的な電流をもたらす。しかし、スイッチオン過程と対称的に、この時点で、第1のクランプ回路454は、有効であり、ノードBにおける電圧降下を第2の内部基準レベル V_L に制限する。既に言及したように、第1のクランプ回路454は、任意選択的であり、それなしでも、動的基準信号を生成する装置442が使用され得る。その場合、制御信号430の完全な電圧振動により、動的基準信号448が低減される。しかし、それは、特定の状況において、ノードAにおける電圧（動的基準信号448）とノードBにおける電圧とが、定常信号レベルに戻る十分な時間をもたないため、不利益であり得る。

【0093】

ノードAにおける電圧振動は、第1のクランプ回路により下向きに制限され、従って、次式の結果となる。

【数3】

$$V_{Aclamp} = \frac{(I_1 R_{REF} + V_1)(R_1 + R_T) + V_L R_{REF}}{R_{REF} + R_1 + R_T}$$

（式3）

【0094】

前述の場合と同様に、次に、追加的な電流は、キャパシタンス456が充電される効果をもつ。この充電過程の終わりにおいて、キャパシタンス456にかかる電圧458は、再度、切り替え過程の開始前の電圧に対応し、追加的な電流は、流れを停止し、動的基準電圧548は、再度、その定常信号レベル（ $I_1 \times R_{REF} + V_1$ ）をとる。

【 0 0 9 5 】

図 4 B は、第 2 の例示的な、動的基準信号を生成する装置を示す。本構造は、図 4 A に示す装置の構造に対応し、その構造において、第 2 のクランプ回路 4 6 8、4 7 0 が追加的に提供される。第 2 のクランプ回路は、動的基準電圧 4 4 8 を所定の最大値に制限するように構成されている。図 4 B において、動的基準電圧 4 4 8 の最大値は、第 3 の内部基準レベル V_H により規定される。第 2 のクランプ回路 4 6 8、4 7 0 が、抵抗器 4 6 0 と抵抗器 4 6 6 との間に接続されているので、ノード A における電圧の最大値 V_{peak} は、次式にクランプされる。

【 数 4 】

$$V_{Apeak} = \frac{(I_1 R_{REF} + V_1) R_1 + V_H R_{REF}}{R_{REF} + R_1} \quad (式 4)$$

10

【 0 0 9 6 】

説明が不必要に複雑にならないように、本明細書で説明する式において、ダイオードが順方向バイアスされるとき、ダイオードを通した電圧降下がゼロと仮定した。第 2 のクランプ回路 4 6 8、4 7 0 は、第 2 のダイオード 4 6 8 を含み得る。動的基準信号を生成する装置 4 4 2 が接続された構成要素への損傷を防ぐように、第 3 の内部基準レベル V_H が選択される。例えば、図 2 に示すように、定電流 I_1 は、駆動回路 2 3 6 により供給され得る。動的基準信号 4 4 8 が、駆動回路 2 3 6 の基準出力に現れるので、その駆動回路 2 3 6 は、動的基準信号 4 4 8 の増加した電圧レベルの結果として損傷を引き起こし得る。例えば、駆動回路 2 3 6 の基準出力における最大許容電圧は、 V_{ON} に対応し得る。他の環境において、最大許容電圧は、より大きな値でもあり得、これが理由となり、第 2 のクランプ回路 4 6 8 による制限は、絶対に必要というわけではない。

20

【 0 0 9 7 】

図 4 B に従った装置における一時的に高められた動的基準信号 4 4 8 の波形を、図 5 B に概略的に示す。ここで、図 4 A と図 4 B とに従った装置での、ノード B における電圧レベルの波形は同一であることが理解され得る。その定常レベル未満の、動的基準信号 5 4 8 の一時的な低減の波形は、さらに、図 5 A に概略的に描かれたものに対応する。電力半導体スイッチのスイッチオフ状態からスイッチオン状態への切り替え過程において、違いが見られ得る。ここで、動的基準信号は、まず、第 2 のクランプ回路のダイオード 4 6 8 が導通を停止するまで、式 4 で与えられる値にクランプされる。その後、動的基準電圧 5 4 8 は、再度、その定常信号レベルまで低下する。

30

【 0 0 9 8 】

図 7 に、第 3 の例示的な、動的基準信号を生成する装置 7 4 2 を示す。本装置は、第 3 のダイオード 7 7 2 (D_3) が、第 2 のクランプ回路 7 6 8、5 7 0 と抵抗器 7 6 0 (R_T) との間に位置していることを除き、図 4 B に示す装置 4 4 2 に対応する。第 3 のダイオード 7 7 2 (D_3) は、スイッチオン状態からスイッチオフ状態への電力半導体スイッチの切り替え過程後、動的基準信号を生成する装置 7 4 2 の挙動に影響を与える。図 8 からわかるように、スイッチオン過程後の、ノード A における電圧レベル (動的基準信号 8 4 8 に対応する) とノード B における電圧レベル 8 5 5 との波形は、図 5 B に示す波形に対応する。しかし、電力半導体スイッチのスイッチオン状態からスイッチオフ状態への切り替え過程後、図 4 B と図 8 とに従った動的基準信号を生成する装置の挙動は、異なる。

40

【 0 0 9 9 】

制御信号 8 3 0 の負の電圧振動が、ノード B における電圧レベル (さらに、第 1 のクランプ回路 7 5 4 により電圧レベル V_L に制限される) を低減すると、ダイオード 7 7 2 (

50

D₃) がオフに切り替えられる。基準信号生成器 752 は、従って、受動充電回路 752 から分離される。これは、続いて、定常信号レベル未満の、ノード A における（従って、さらには、動的基準信号 748 における）電圧レベルの低下が、防止され得るか、またはかなり低減され得るという結果をもたらす。この過程は、もはや受動充電回路 750 の RC 要素のキャパシタンス 756 の放電の挙動に連動されないの、ノード A における電圧レベルは、その静的レベル ($V_1 + I_1 \times R_{REF}$) まで非常に急速に戻る。オフ状態からオン状態への変化後にキャパシタンス 756 (C_T) にかかる電圧 U_{CT} は、静的に、 $U_{CT} = (I_1 \times R_{REF} + V_1) - V_{ON}$ である。キャパシタンスは、 R_T と R_1 と R_{REF} とを介してこの値まで放電され、このことが、動的基準電圧 U_{REF} における動的な増加をもたらす。オン状態からオフ状態への変化時、キャパシタンス 756 (C_T) は、大幅な遅延を伴わずに、第 1 のクランプ回路 754 を介して、値 $U_{CT} = V_L - V_{OFF}$ まで再充電される（充電にどの抵抗器も関与せず、ここではダイオード D1 が無視される）。第 2 の内部基準レベル 762 (V_L) が $I_1 \times R_{REF} + V_1$ より小さいので、ダイオード 772 (D₃) は、オフに切り替えられる。その結果、キャパシタンス 756 (C_T) は、この経路を介してさらに再充電されない。図 8 の曲線 848 にこの挙動を示し、これは、図 8 に従った装置における動的基準信号の時間的な波形を示す。

10

【0100】

例えば、短いオフ期間 876 (t_{OFF}) の場合における動的基準信号 748 の負の偏位は、後続のスイッチオン過程が発生したときに、動的基準信号 848 が、まだ、再度その静的な値まで戻っていないという結果をもたらし得るので、負の偏位の抑制または低減（定常電圧レベル未満）は有益である。これは、動的基準信号 U_{REF} が、動的なものにおいて、スイッチオン時に「圧縮される」（図 6 の左下参照）（すなわち、動的基準信号 U_{REF} のピーク値が、より長いオフ期間 876 の場合より小さい）という結果をもたらし得る。これは、続いて、特定の状況において、通常のスイッチオン時にも、コレクタ・エミッタ電圧を表す信号 $U_{C \cdot E}$ が動的基準信号 U_{REF} の波形に交差し得るという効果を有し得る。次に、過電流状態検出回路 240 は、まったく発生しないとしても、駆動回路 236 に過電流状態または短絡状態を通知する。

20

【0101】

本発明に関して示した例に対する上記の説明は、網羅的であること、またはその例に限定することを意味しない。例示を目的として本発明の特定の実施形態と例とを本明細書で説明しており、本発明から逸脱することなく様々な変形が可能である。電圧、電流、周波数、電力、範囲の値、時間などの具体例は、例示にすぎないので、本発明は、これらの変数に他の値を使用しても実現され得る。

30

【0102】

上記の詳細な説明を考慮して、本発明の例に対してこれらの変更が適用され得る。後述の請求項で使用される用語は、本発明が説明と請求項とに開示される特定の実施形態に限定されるように解釈してはならない。本説明と図とは、例示とみなされなければならない、限定とみなされてはならない。

[付記項 1]

電力半導体スイッチ用の制御回路のための動的基準信号を生成する装置であって、

40

- 前記電力半導体スイッチの切り替え過程後、所定の期間が満了した後、定常信号レベルをとる動的基準信号を提供する基準信号生成器と、

- 前記動的基準信号を生成するため、前記定常信号レベルを上回るように、前記所定の期間の少なくとも一部にわたって、オフ状態からオン状態への前記電力半導体スイッチの制御信号の切り替えに応答して、前記動的基準信号の信号レベルを高めるように構成された受動充電回路と、

- 前記動的基準信号を取り出す出力と、
を備える装置。

[付記項 2]

前記動的基準信号が、動的基準電圧である、

50

付記項 1 に記載の装置。

[付記項 3]

前記受動充電回路が、R C 要素を備える、

付記項 1 または付記項 2 に記載の装置。

[付記項 4]

前記受動充電回路が、急上昇という形態で、前記制御信号の切り替えに応答して、前記動的基準信号の前記信号レベルを高めるように構成されている、

付記項 1 から付記項 3 のいずれか一項に記載の装置。

[付記項 5]

前記受動充電回路は、前記オン状態から前記オフ状態への前記電力半導体スイッチの前記制御信号の切り替え後、前記 R C 要素のキャパシタンスが充電するようにさらに構成されている、

付記項 3 または付記項 4 に記載の装置。

[付記項 6]

前記受動充電回路が、前記制御信号の前記切り替え後、前記 R C 要素のキャパシタンスが放電することにより、前記一時的に高められたレベルの前記動的基準信号を生成することと、放電の結果として前記動的基準信号のレベルを再度前記定常レベルに戻すこととを行うように構成されている、

付記項 3 から付記項 5 のいずれか一項に記載の装置。

[付記項 7]

前記基準信号生成器が、前記定常信号レベルを生成する回路を含む、

付記項 1 から付記項 6 のいずれか一項に記載の装置。

[付記項 8]

前記動的基準信号を所定の最小レベルに制限するように構成された第 1 のクランプ回路をさらに備える、

付記項 1 から付記項 7 のいずれか一項に記載の装置。

[付記項 9]

前記動的基準信号を所定の最大レベルに制限するように構成された第 2 のクランプ回路をさらに備える、

付記項 1 から付記項 8 のいずれか一項に記載の装置。

[付記項 10]

前記基準信号生成器と前記受動充電回路との間に接続された受動スイッチをさらに備える、

前記受動スイッチが、前記オン状態から前記オフ状態への前記電力半導体スイッチの前記制御信号の切り替えに応答して、前記基準信号生成器と前記受動充電回路とを絶縁するように構成されている、

付記項 1 から付記項 9 のいずれか一項に記載の装置。

[付記項 11]

前記動的基準信号が、電流信号である、

付記項 1 から付記項 10 のいずれか一項に記載の装置。

[付記項 12]

前記動的基準信号を生成する回路、外部の静的基準レベルに接続するための入力、

前記動的基準信号を生成する回路は、前記静的基準レベルを、直接または前記定常信号レベルとして変換された形式で使用するように構成されている、

付記項 1 から付記項 11 のいずれか一項に記載の装置。

[付記項 13]

前記装置の内部基準レベルが、前記定常信号レベルを形成する、

付記項 1 から付記項 12 のいずれか一項に記載の装置。

[付記項 14]

正常動作中に前記短絡および / または過電流状態検出回路が短絡および / または過電流

10

20

30

40

50

状態を検出することを防ぐために選択された時定数で、前記 R C 要素のキャパシタンスが放電する、

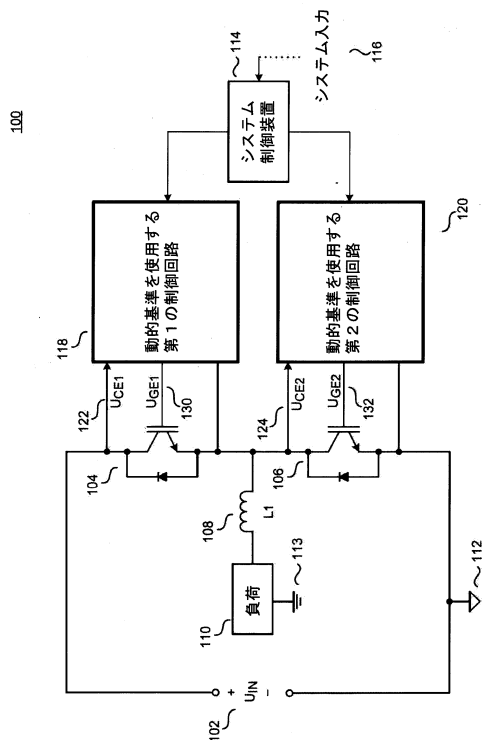
付記項 3 から付記項 1 3 のいずれか一項に記載の装置。

[付記項 1 5]

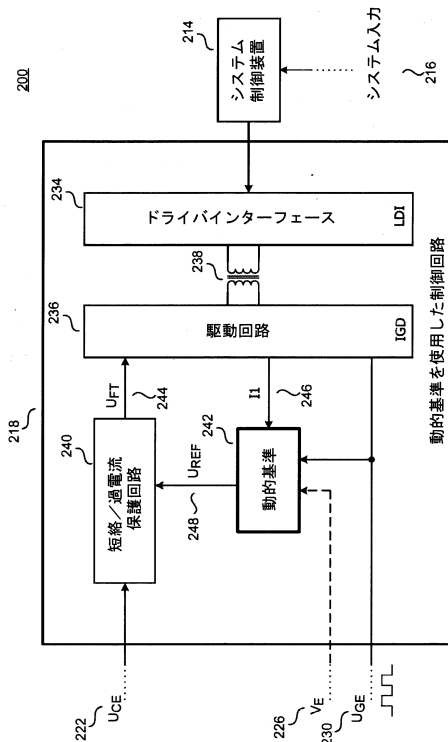
短絡および／または過電流事象において、短絡および／または過電流状態検出回路が前記短絡および／または過電流状態を検出することを確実なものとするために選択された時定数で、前記 R C 要素のキャパシタンスが放電する、

付記項 3 から付記項 1 3 のいずれか一項に記載の装置。

【 図 1 】



【 図 2 】



【図 3】

342

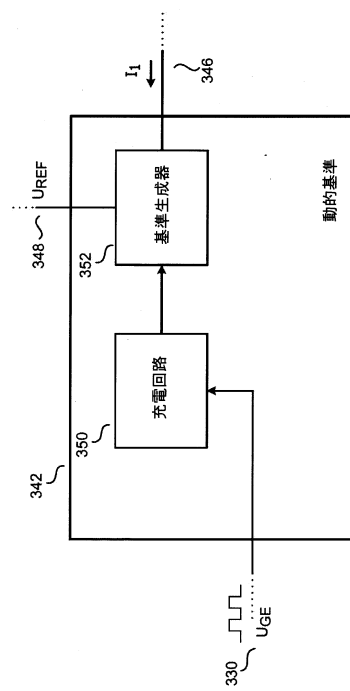


FIG. 3

【図 4 A】

442

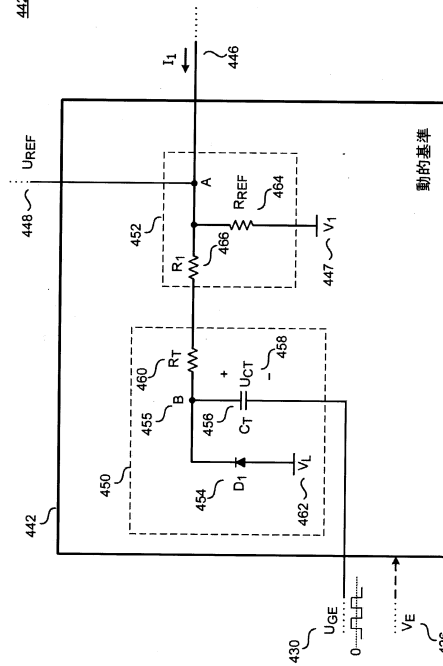


FIG. 4A

【図 4 B】

442

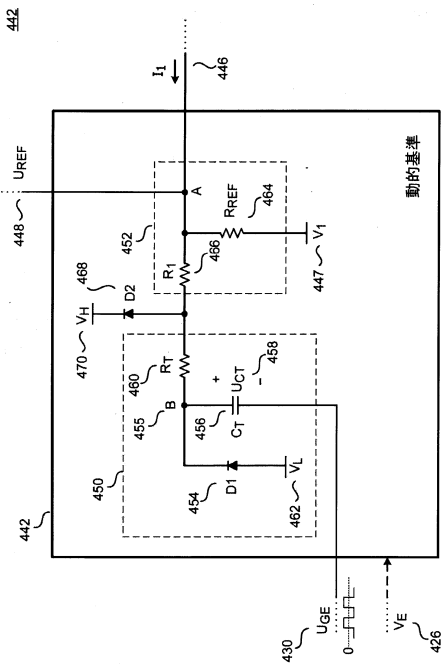


FIG. 4B

【図 5 A】

500

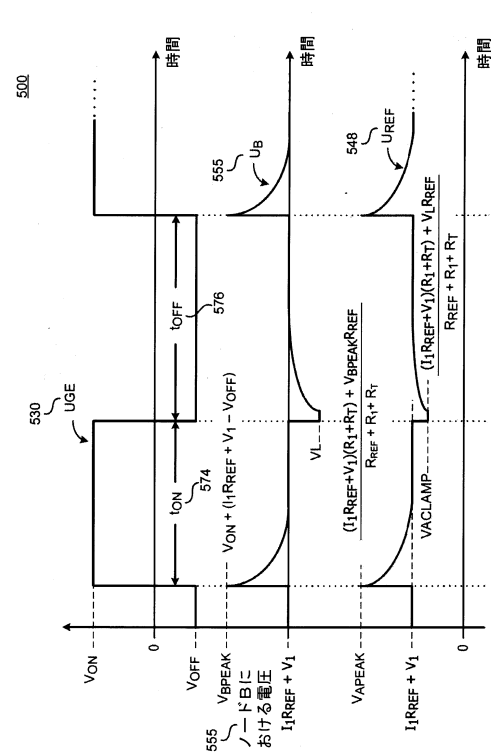
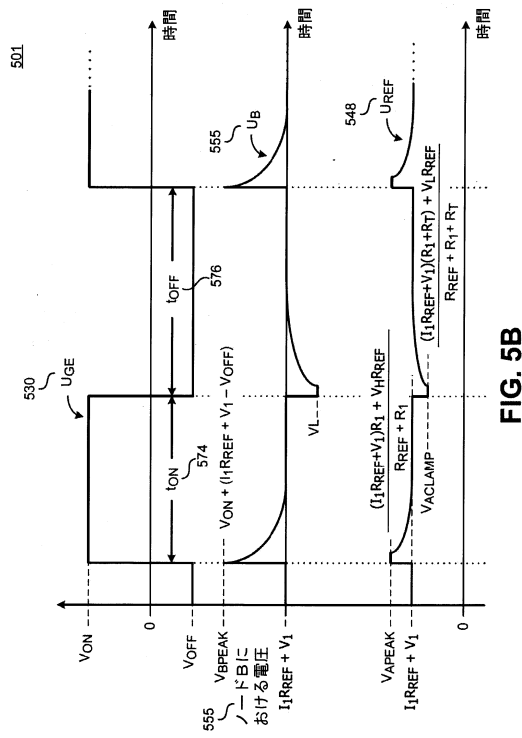


FIG. 5A

【 図 5 B 】



【 図 6 】

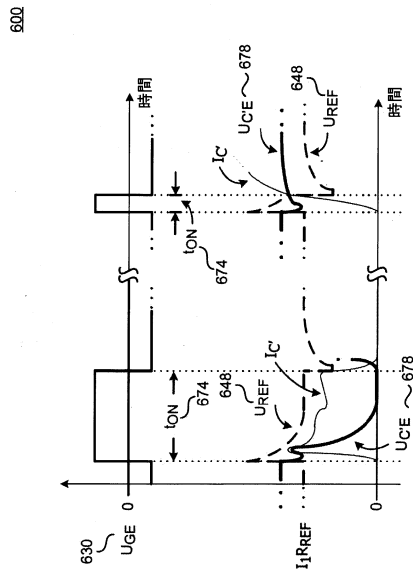


FIG. 6

【圖 7】

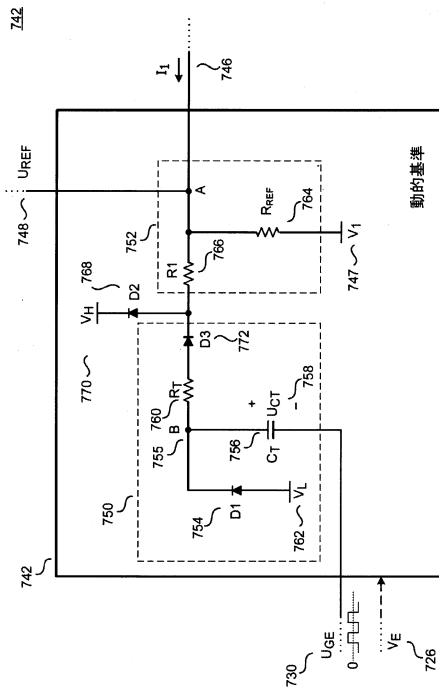


FIG. 7

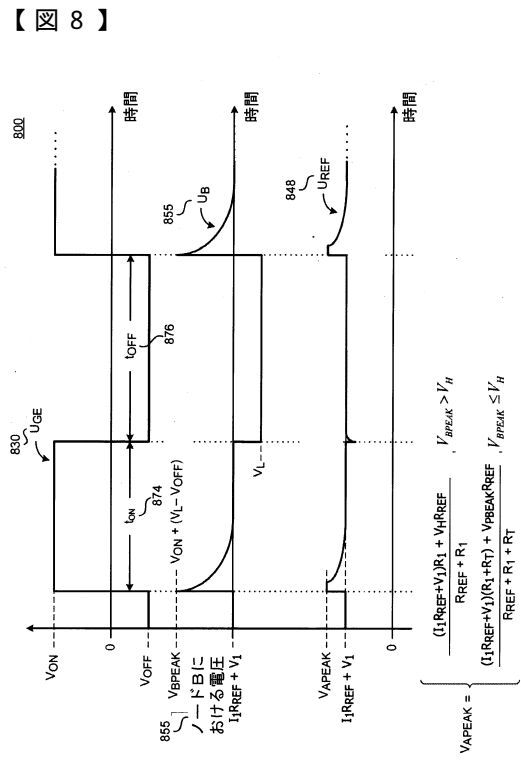


FIG. 8

フロントページの続き

合議体

審判長 吉田 隆之

審判官 佐藤 智康

審判官 衣鳩 文彦

- (56)参考文献 特開平07-059376号公報(JP, A)
特開2014-39220号公報(JP, A)
特開2000-340385号公報(JP, A)
特開2013-219874号公報(JP, A)
特開2014-007502号公報(JP, A)
特開2003-283314号公報(JP, A)
特開2013-77976号公報(JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03K 17/08

H03K 17/56

H02H 7/20