

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6740657号
(P6740657)

(45) 発行日 令和2年8月19日(2020.8.19)

(24) 登録日 令和2年7月29日(2020.7.29)

(51) Int. Cl.		F I			
HO2M	7/48	(2007.01)	HO2M	7/48	M
HO2M	1/08	(2006.01)	HO2M	1/08	A
HO3K	17/08	(2006.01)	HO3K	17/08	Z
HO3K	17/56	(2006.01)	HO3K	17/56	Z

請求項の数 4 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2016-58909 (P2016-58909)	(73) 特許権者	000100768
(22) 出願日	平成28年3月23日 (2016.3.23)		アイシン・エイ・ダブリュ株式会社
(65) 公開番号	特開2017-175771 (P2017-175771A)		愛知県安城市藤井町高根10番地
(43) 公開日	平成29年9月28日 (2017.9.28)	(74) 代理人	110001818
審査請求日	平成30年9月12日 (2018.9.12)		特許業務法人R&C
		(72) 発明者	鏑本 紳介
			愛知県安城市藤井町高根10番地 アイシン・エイ・ダブリュ株式会社内
		(72) 発明者	嘉藤 勇
			愛知県安城市藤井町高根10番地 アイシン・エイ・ダブリュ株式会社内
		審査官	坂東 博司

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 インバータ装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流電力と複数相の交流電力との間で電力を変換するインバータ回路を備えたインバータ装置であって、

前記インバータ回路を構成する複数のスイッチング素子のそれぞれに駆動信号を伝達して、前記スイッチング素子をオフ状態からオン状態に遷移させるターンオンと、前記スイッチング素子をオン状態からオフ状態に遷移させるターンオフとを、前記スイッチング素子に行わせる駆動回路と、

前記スイッチング素子のそれぞれに流れる電流を検出する電流検出回路と、を備え、

前記駆動回路は、前記電流検出回路により検出された電流が予め規定された過電流しきい値以上の場合に、遅延抵抗を介して前記駆動信号を伝達して、前記スイッチング素子をターンオフさせるソフトターンオフ回路を備え、

前記ソフトターンオフ回路は、前記遅延抵抗に並列接続されたコンデンサを備え、

前記インバータ回路は、交流の回転電機及び直流電源に接続されて、複数相の交流と直流との間で電力を変換するものであって、上段側スイッチング素子と下段側スイッチング素子との直列回路により構成された交流1相分のアームを複数本備え、

前記過電流しきい値は、複数相全ての前記アームの前記上段側スイッチング素子がオン状態に制御された状態、及び、複数相全ての前記アームの前記下段側スイッチング素子がオン状態に制御された状態の何れかの状態であるアクティブショートサーキット状態において、オン状態に制御された前記スイッチング素子を流れる電流に応じて設定されている

10

20

インバータ装置。

【請求項 2】

前記コンデンサの容量は、前記スイッチング素子をターンオンさせる際の制御端子の充電電荷量を Q_g 、前記スイッチング素子をターンオンさせる際に制御端子に印加される制御端子電圧を V_{ge} 、前記コンデンサの容量を C_s として、

$C_s \geq (Q_g / 2) / V_{ge}$ を満たすように設定されている請求項 1 に記載のインバータ装置。

【請求項 3】

前記ソフトターンオフ回路は、前記遅延抵抗よりも抵抗値が小さく、前記コンデンサに直列接続される抵抗器を備える請求項 1 又は 2 に記載のインバータ装置。

10

【請求項 4】

直流電力と複数相の交流電力との間で電力を変換するインバータ回路を備えたインバータ装置であって、

前記インバータ回路を構成する複数のスイッチング素子のそれぞれに駆動信号を伝達して、前記スイッチング素子をオフ状態からオン状態に遷移させるターンオンと、前記スイッチング素子をオン状態からオフ状態に遷移させるターンオフとを、前記スイッチング素子に行わせる駆動回路と、

前記スイッチング素子のそれぞれに流れる電流を検出する電流検出回路と、を備え、

前記駆動回路は、前記電流検出回路により検出された電流が予め規定された過電流しきい値以上の場合に、遅延抵抗を介して前記駆動信号を伝達して、前記スイッチング素子をターンオフさせるソフトターンオフ回路を備え、

20

前記ソフトターンオフ回路は、前記遅延抵抗に並列接続されたコンデンサと、前記遅延抵抗よりも抵抗値が小さく、前記コンデンサに直列接続される抵抗器とを備えるインバータ装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直流電力と複数相の交流電力との間で電力を変換するインバータ回路を備えたインバータ装置に関する。

【背景技術】

30

【0002】

直流と交流との間で電力を変換するインバータ回路を構成するスイッチング素子には、しばしば制御装置から駆動回路を介して駆動信号が提供される。スイッチング素子は、駆動信号に基づいてオフ状態からオン状態となるターンオン、オン状態からオフ状態となるターンオフに制御される。ところで、オン状態のスイッチング素子に基準を超える電流が流れる場合（過電流状態の場合）には、制御装置或いは駆動回路により当該スイッチング素子がオフ状態となるように制御される。例えば、特開 2012-151592 号公報（特許文献 1）には、短絡等により過電流が流れた場合に、IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）のゲート電圧をオフ（0V）にすることが記載されている（[0027]，[0030]，[0032]等参照）。

40

【0003】

しかし、大電流が流れている状態でスイッチング素子が急激にターンオフすると、非常に大きなサージ電圧が発生して、スイッチング素子に大きなダメージを与えるおそれがある。このため、駆動信号の変化を緩慢にしてターンオフの際の遷移時間を長くするソフトターンオフ（ソフトスイッチング）が行われる場合がある。但し、ソフトターンオフでは、遷移時間が長くなることで、スイッチング素子を流れる電流が減少する速度も遅くなる。このため、スイッチング素子におけるエネルギー（損失・熱）は、通常のターンオフに比べてソフトターンオフの方が大きくなる傾向がある。

【先行技術文献】

【特許文献】

50

【 0 0 0 4 】

【特許文献 1】特開 2 0 1 2 - 1 5 1 5 9 2 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 5 】

上記背景に鑑みて、過電流の発生に応じてスイッチング素子をターンオフする際に、スイッチング素子の損失を低減する技術の提供が望まれる。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 6 】

上記に鑑みた、直流電力と複数相の交流電力との間で電力を変換するインバータ回路を備えたインバータ装置は、1つの態様として、

前記インバータ回路を構成する複数のスイッチング素子のそれぞれに駆動信号を伝達して、前記スイッチング素子をオフ状態からオン状態に遷移させるターンオンと、前記スイッチング素子をオン状態からオフ状態に遷移させるターンオフとを、前記スイッチング素子に行わせる駆動回路と、

前記スイッチング素子のそれぞれに流れる電流を検出する電流検出回路と、を備え、

前記駆動回路は、前記電流検出回路により検出された電流が予め規定された過電流しきい値以上の場合に、遅延抵抗を介して前記駆動信号を伝達して、前記スイッチング素子をターンオフさせるソフトターンオフ回路を備え、

前記ソフトターンオフ回路は、前記遅延抵抗に並列接続されたコンデンサを備える。

【 0 0 0 7 】

この構成によれば、ソフトターンオフ回路を備えることによって、過電流の発生に伴ってスイッチング素子をターンオフさせる際に、スイッチング素子に生じるサージ電圧の大きさを抑制することができる。また、ソフトターンオフ回路にコンデンサを備えることによって、当該コンデンサにより、スイッチング素子の浮遊容量に蓄積された電荷を、ターンオフの際に放電させることができる。即ち、ソフトターンオフ回路の遅延抵抗によって、スイッチング素子の駆動信号の遷移を緩慢にさせつつも、遷移の初期においては、コンデンサの働きで駆動信号を迅速に遷移させることができる。遷移の初期には、スイッチング素子に流れている電流も大きいので、駆動信号を迅速に遷移させることで、スイッチング素子に流れる電流に起因するエネルギー（損失・熱）を低減することができる。このように、本構成によれば、過電流の発生に応じてスイッチング素子をターンオフする際に、スイッチング素子の損失を低減することができる。

【 0 0 0 8 】

インバータ装置のさらなる特徴と利点は、図面を参照して説明する実施形態についての以下の記載から明確となる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 0 9 】

【図 1】インバータ装置の構成を模式的に示す回路ブロック図

【図 2】駆動回路の一例を模式的に示す回路ブロック図

【図 3】ターンオフ時のゲート電圧及び素子電流の一例を模式的に示す波形図

【図 4】ソフトターンオフ回路の他の例を模式的に示す回路図

【図 5】ターンオフ時のゲート電圧及び素子電流の一例を模式的に示す波形図

【図 6】ターンオフ時のゲート電圧及び素子電流の比較例を模式的に示す波形図

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 0 】

以下、インバータ装置 1 の実施形態を図面に基づいて説明する。図 1 に示すように、インバータ装置 1 は、直流電力と複数相の交流電力との間で電力変換するインバータ回路 10 を備えている。本実施形態では、交流の回転電機 80 及び高圧バッテリー 11（直流電源）に接続されて、複数相の交流と直流との間で電力を変換するインバータ回路 10 を例示する。インバータ回路 10 は、高圧バッテリー 11 にコンタクタ 9 を介して接続されると共

10

20

30

40

50

に、交流の回転電機 80 に接続されて直流と複数相の交流（ここでは 3 相交流）との間で電力を変換する。インバータ回路 10 は、上段側スイッチング素子 31 と下段側スイッチング素子 32 との直列回路により構成された交流 1 相分のアーム 30 を複数本（ここでは 3 本）備えている。

【0011】

回転電機 80 は、例えばハイブリッド自動車や電気自動車等の車両の駆動力源とすることができる。また、回転電機 80 は、電動機としても発電機としても機能することができる。回転電機 80 は、インバータ回路 10 を介して高圧バッテリー 11 から供給される電力を、車両の車輪を駆動する動力に変換する（力行）。或いは、回転電機 80 は、不図示の内燃機関や車輪から伝達される回転駆動力を電力に変換し、インバータ回路 10 を介して高圧バッテリー 11 を充電する（回生）。高圧バッテリー 11 は、例えば、ニッケル水素電池やリチウムイオン電池などの二次電池（バッテリー）や、電気二重層キャパシタなどにより構成されている。回転電機 80 が、車両の駆動力源の場合、高圧バッテリー 11 は、大電圧大容量の直流電源であり、定格の電源電圧は、例えば 200 ~ 400 [V] である。

10

【0012】

以下、インバータ回路 10 の直流側の正極電源ライン P と負極電源ライン N との間の電圧を、直流リンク電圧 V_{dc} と称する。インバータ回路 10 の直流側には、直流リンク電圧 V_{dc} を平滑化する平滑コンデンサ（直流リンクコンデンサ 4）が備えられている。直流リンクコンデンサ 4 は、回転電機 80 の消費電力の変動に応じて変動する直流電圧（直流リンク電圧 V_{dc} ）を安定化させる。

20

【0013】

図 1 に示すように、高圧バッテリー 11 とインバータ回路 10 との間には、コンタクタ 9 が備えられている。具体的には、コンタクタ 9 は、直流リンクコンデンサ 4 と高圧バッテリー 11 との間に配置されている。コンタクタ 9 は、インバータ装置 1 の電気回路系統（直流リンクコンデンサ 4、インバータ回路 10）と、高圧バッテリー 11 との電氣的な接続を切り離すことが可能である。即ち、インバータ回路 10 は、回転電機 80 に接続されていると共に、高圧バッテリー 11 との間にコンタクタ 9 を介して接続されている。コンタクタ 9 が接続状態（閉状態）において高圧バッテリー 11 とインバータ回路 10（及び回転電機 80）とが電氣的に接続され、コンタクタ 9 が開放状態（開状態）において高圧バッテリー 11 とインバータ回路 10（及び回転電機 80）との電氣的接続が遮断される。

30

【0014】

本実施形態において、このコンタクタ 9 は、車両内の上位の制御装置の 1 つである車両 ECU（Electronic Control Unit）100 からの指令に基づいて開閉するメカニカルリレーであり、例えばシステムメインリレー（SMR：System Main Relay）と称される。コンタクタ 9 は、車両のイグニッションキー（IG キー）がオン状態（有効状態）の際にリレーの接点が閉じて導通状態（接続状態）となり、IG キーがオフ状態（非有効状態）の際にリレーの接点が開いて非導通状態（開放状態）となる。

【0015】

上述したように、インバータ回路 10 は、直流リンク電圧 V_{dc} を有する直流電力を複数相（ n を自然数として n 相、ここでは 3 相）の交流電力に変換して回転電機 80 に供給すると共に、回転電機 80 が発電した交流電力を直流電力に変換して直流電源に供給する。インバータ回路 10 は、複数のスイッチング素子 3 を有して構成される。スイッチング素子 3 には、IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）やパワー MOSFET（Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor）や SiC-MOSFET（Silicon Carbide - Metal Oxide Semiconductor FET）や SiC-SIT（SiC - Static Induction Transistor）、GaN-MOSFET（Gallium Nitride - MOSFET）などの高周波での動作が可能なパワー半導体素子を適用すると好適である。図 1 に示すように、本実施形態では、スイッチング素子 3 として IGBT が用いられる。図 2 に示すように、スイッチング素子 3 は、コレクタ端子 C、エミッタ端子 E、ゲート端子 G（制御端子）を備えている。

40

50

【 0 0 1 6 】

例えば直流と複数相の交流との間で電力変換するインバータ回路10は、よく知られているように複数相のそれぞれに対応する数のアーム30を有するブリッジ回路により構成される。つまり、図1に示すように、インバータ回路10の直流正極側（正極電源ラインP）と直流負極側（負極電源ラインN）との間に2つのスイッチング素子3が直列に接続されて1つのアーム30が構成される。3相交流の場合には、この直列回路（1つのアーム30）が3回線（3相）並列接続される。つまり、回転電機80のU相、V相、W相に対応するステータコイル8のそれぞれに一組の直列回路（アーム30）が対応したブリッジ回路が構成される。

【 0 0 1 7 】

アーム30の中間点、つまり、正極電源ラインPの側のスイッチング素子3（上段側スイッチング素子31）と負極電源ラインN側のスイッチング素子3（下段側スイッチング素子32）との接続点は、回転電機80の3相のステータコイル8にそれぞれ接続される。尚、各スイッチング素子3には、負極“N”から正極“P”へ向かう方向（下段側から上段側へ向かう方向）を順方向として、並列にフリーホイールダイオード5が備えられている。

【 0 0 1 8 】

図1に示すように、インバータ回路10は、インバータ制御装置50により制御される。インバータ制御装置50は、マイクロコンピュータ等の論理回路を中核部材として構築されている。例えば、インバータ制御装置50は、車両ECU100等の他の制御装置等から要求信号として提供される回転電機80の目標トルクに基づいて、ベクトル制御法を用いた電流フィードバック制御を行って、インバータ回路10を介して回転電機80を制御する。回転電機80の各相のステータコイル8を流れる実電流は電流センサ12により検出され、インバータ制御装置50はその検出結果を取得する。また、回転電機80のロータの各時点での磁極位置は、例えばレゾルバなどの回転センサ13により検出され、インバータ制御装置50はその検出結果を取得する。インバータ制御装置50は、電流センサ12及び回転センサ13の検出結果を用いて、電流フィードバック制御を実行する。インバータ制御装置50は、電流フィードバック制御のために種々の機能部を有して構成されており、各機能部は、マイクロコンピュータ等のハードウェアとソフトウェア（プログラム）との協働により実現される。電流フィードバック制御については、公知であるのでここでは詳細な説明は省略する。

【 0 0 1 9 】

ところで、インバータ回路10を構成する各スイッチング素子3の制御端子（例えばIGBTのゲート端子G）は、駆動回路20を介してインバータ制御装置50に接続されており、それぞれ個別にスイッチング制御される。車両ECU100や、スイッチング制御信号を生成するインバータ制御装置50は、マイクロコンピュータなどを中核として構成され、回転電機80を駆動するための高圧系回路とは、動作電圧（回路の電源電圧）が大きく異なる。多くの場合、車両には、高圧バッテリー11の他に、高圧バッテリー11よりも低電圧（例えば12～24[V]）の電源である低圧バッテリー（不図示）も搭載されている。車両ECU100やインバータ制御装置50の動作電圧は、例えば5[V]や3.3[V]であり、低圧バッテリーから電力を供給されて動作する。

【 0 0 2 0 】

このため、インバータ装置1には、各スイッチング素子3に対するスイッチング制御信号（IGBTの場合、ゲート駆動信号（駆動信号））の駆動能力（例えば電圧振幅や出力電流など、後段の回路を動作させる能力）をそれぞれ高めて中継する駆動回路20が備えられている。低圧系回路のインバータ制御装置50により生成された駆動信号は、駆動回路20を介して高圧回路系の駆動信号としてインバータ回路10に供給される。低圧系回路と高圧系回路とは、多くの場合、互いに絶縁されており、この場合には、駆動回路20は、例えばフォトカプラやトランスなどの絶縁素子やドライバICを利用して構成される。

。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 1 】

図 2 は駆動回路 2 0 の一例を示している。図 2 は、1 つのスイッチング素子 3 に対する駆動回路 2 0 の構成を例示している。駆動回路 2 0 は、ドライバ I C 2 1 を中核として構成されている。ドライバ I C 2 1 は、ワイヤードオア接続されて、スイッチング素子 3 のゲート端子 G に接続される 3 つの出力端子 (O U T H , O U T L , S O F T) を備えている。3 つの出力端子の内の何れか 1 つから信号が出力されているとき、他の 2 つの出力端子はハイインピーダンス (H i Z) 状態である。

【 0 0 2 2 】

O U T H 端子は、ハイ状態の駆動信号を出力する端子である。この駆動信号は、オフ状態のスイッチング素子 3 をオン状態にターンオンさせ、ハイ状態を継続することでスイッチング素子 3 をオン状態に維持する。O U T L 端子は、ロー状態の駆動信号を出力する端子である。この駆動信号は、オン状態のスイッチング素子 3 をオフ状態にターンオフさせ、ロー状態を継続することでスイッチング素子 3 をオフ状態に維持する。O U T H 端子は第 1 ダンピング抵抗 R 1 を介してスイッチング素子 3 のゲート端子 G に接続され、O U T L 端子は、第 2 ダンピング抵抗 R 2 を介してスイッチング素子のゲート端子 G に接続されている。

【 0 0 2 3 】

S O F T 端子は、O U T L 端子と同様に、ロー状態の駆動信号を出力する端子である。但し、S O F T 端子は、第 1 ダンピング抵抗 R 1 及び第 2 ダンピング抵抗 R 2 よりも抵抗値の大きい遅延抵抗 R s (ソフトターンオフ抵抗) を介してスイッチング素子 3 のゲート端子 G に接続されている。このため、O U T L 端子から駆動信号を出力する場合に比べて、S O F T 端子から駆動信号を出力する場合の方が、ゲート電圧 V g e (ゲート - エミッタ間電圧) の遷移時間が長くなる。その結果、スイッチング素子 3 がターンオフする際の遷移時間も長くなり、いわゆるソフトターンオフ (ソフトスイッチング) が実現される。遅延抵抗 R s には、コンデンサ C s が並列接続されているが、これについては後述する。

【 0 0 2 4 】

スイッチング素子 3 は、スイッチング素子 3 に流れる電流 (素子電流 : コレクタ - エミッタ間電流 I c e) を検出するためのセンス端子 S も有している。センス端子 S には、コレクタ - エミッタ間電流 I c e の数千分の 1 ~ 数百分の 1 で、コレクタ - エミッタ間電流 I c e に比例する電流が流れる。センス端子 S には、シャント抵抗 R c が直列に接続されている。シャント抵抗 R c の端子間電圧を検出することにより、コレクタ - エミッタ間電流 I c e が検出される。

【 0 0 2 5 】

駆動回路 2 0 には、シャント抵抗 R c の端子間電圧と基準電圧 r e f とを比較して、端子間電圧が基準電圧 r e f 以上の場合に、過電流が流れていると判定する過電流判定回路 2 5 が備えられている。本実施形態では、過電流判定回路 2 5 は、過電流が流れていると判定した場合にはハイ状態の信号を出力し、過電流が流れていないと判定した場合にはロー状態の信号を出力する。過電流判定回路 2 5 の検出結果は、ドライバ I C 2 1 の O C 端子に入力される。ドライバ I C は、過電流判定回路 2 5 が、スイッチング素子 3 に過電流が流れていると判定した場合に、ロー状態の駆動信号を出力する。シャント抵抗 R c 及び過電流判定回路 2 5 は、スイッチング素子 3 に過電流が流れているか否かを検出する過電流検出回路 2 6 ということもできる。また、過電流判定回路 2 5 の基準電圧 r e f は、過電流しきい値に相当する。

【 0 0 2 6 】

ところで、スイッチング素子 3 の素子電流 (コレクタ - エミッタ間電流 I c e) が大きい場合に、スイッチング素子 3 が急激にターンオフすると、スイッチング素子 3 のコレクタ - エミッタ間電圧 V c e に大きなサージ電圧が生じることがある。このようなサージ電圧は、スイッチング素子 3 にダメージを与え、寿命を低下させるおそれがある。ターンオフの際の遷移時間を緩慢にすることによって、サージ電圧を抑制することができる。このため、過電流が生じた場合には、O U T L 端子から駆動信号を出力する場合に比べて、駆

10

20

30

40

50

動信号の遷移時間が長くなるS O F T端子から駆動信号を出力することで、ソフトターンオフ(ソフトスイッチング)が実行される。

【0027】

但し、ソフトターンオフでは、コレクタ - エミッタ間電流 I_{ce} がゆっくりと減少することにより、電流 (I_{ce}) に起因するエネルギー (損失・熱) は大きくなる。そこで、駆動回路20には、ソフトターンオフを実現するための遅延抵抗 R_s と、ターンオフの際の損失を低減できるように遅延抵抗 R_s に並列接続されたコンデンサ C_s とを有するソフトターンオフ回路23が備えられている。以下、コンデンサ C_s の機能について説明する。

【0028】

スイッチング素子3のゲート端子Gには、浮遊容量が存在する。このため、ターンオンの際には、この浮遊容量を充電するための電荷が必要であり、その充電のために遷移時間が長くなる。また、ターンオフの際には、浮遊容量に充電された電荷を放電させる必要があり、その放電のために遷移時間が長くなる。遅延抵抗 R_s に並列接続されたコンデンサ C_s は、ターンオフの際に、ゲート端子Gの電荷を放電させる。つまり、ソフトターンオフ回路23は、遅延抵抗 R_s によってゲート電圧 V_{ge} の遷移時間を長くしてソフトターンオフを実現させると共に、コンデンサ C_s によってゲート端子Gの電荷 (Q_g) を放電させてゲート電圧 V_{ge} の遷移時間を短縮させる。

【0029】

図3の波形図は、ターンオフ時のゲート電圧 V_{ge} 及び素子電流 (I_{ce}) の一例を模式的に示している。上段はゲート電圧 V_{ge} (ゲート - エミッタ間電圧) を示し、下段はスイッチング素子3の素子電流 (コレクタ - エミッタ間電流 I_{ce}) を示している。素子電流 (I_{ce}) が上昇し、過電流しきい値 TH (第1過電流しきい値 $TH1$) を超えると、過電流検出回路26による検出時間、S O F T端子からの駆動信号の出力に要する応答時間 T_{res} を経過して、ゲート電圧 V_{ge} が低下し始める。ソフトターンオフ回路23がコンデンサ C_s を備えていない場合には、図3に仮想線で示すように、ゲート電圧 V_{ge} が低下し、追従して素子電流 (I_{ce}) も低下する。ソフトターンオフ回路23がコンデンサ C_s を備えている場合には、図3に実線で示すように、ゲート電圧 V_{ge} が低下し、追従して素子電流 (I_{ce}) も低下する。仮想線と実線とに囲まれた領域“E1”は、ソフトターンオフ回路23にコンデンサ C_s を備えることによって低減されるエネルギー (損失・熱) を示している。

【0030】

スイッチング素子3がIGBTの場合、素子の構造上、ゲート電圧 V_{ge} が、図3に示すように階段状に変化する。コンデンサ C_s は、少なくとも、ゲート電圧 V_{ge} が階段状の中間値に達するまでの時間を短縮させる。尚、コンデンサ C_s を備えても、素子電流 (I_{ce}) が一気にゼロまで降下してはいないので、スイッチング素子3のコレクタ - エミッタ間に生じるサージ電圧は抑制される。

【0031】

以上、図1～図3を参照して説明したように、直流電力と複数相の交流電力との間で電力を変換するインバータ回路10を備えたインバータ装置1は、インバータ回路10を構成する複数のスイッチング素子3のそれぞれに駆動信号を伝達する駆動回路20と、スイッチング素子3のそれぞれに流れる電流を検出する電流検出回路(シャント抵抗 R_c) とを備える。駆動回路20は、駆動信号を伝達して、スイッチング素子3をオフ状態からオン状態に遷移させるターンオンと、スイッチング素子3をオン状態からオフ状態に遷移させるターンオフとを、スイッチング素子3に行わせる。また、駆動回路20は、電流検出回路(シャント抵抗 R_c) により検出された電流が予め規定された過電流しきい値(例えば $TH1$) 以上の場合に、遅延抵抗 R_s を介して駆動信号を伝達して、スイッチング素子3をターンオフさせるソフトターンオフ回路23を備えている。ソフトターンオフ回路23は、さらに、遅延抵抗 R_s に並列接続されたコンデンサ C_s を備えている。

【0032】

10

20

30

40

50

上述したように、コンデンサ C_s は、ゲート電荷を放電させるために設けられている。このため、コンデンサ C_s は、ゲート電荷に応じた容量を有していると好適である。図3を参照して上述したように、階段状に遷移するゲート電圧 V_{ge} の1段目(前半)の遷移時間を短縮することによって、ソフトターンオフを活かしつつ、迅速に素子電流(I_{ce})を低減させることができる。概ね、ゲート電圧 V_{ge} は、1/2程度ずつ2段階で変化する。従って、コンデンサ C_s は、最大でも、ゲート端子Gに充電されている電荷量(Q_g)の約1/2を放電させることができる容量を有していると好適である。

【0033】

具体的には、コンデンサ C_s の容量は、スイッチング素子3をターンオンさせる際のゲート端子G(制御端子)の充電電荷量を“ Q_g ”、スイッチング素子3をターンオンさせる際にゲート端子Gに印加される制御端子電圧を“ V_{ge} ”、コンデンサ C_s の容量を“ C_s ”として、“ $C_s = (Q_g / 2) / V_{ge}$ ”の関係を満たすように設定されていると好適である。換言すれば、コンデンサ C_s の容量は、スイッチング素子3をターンオンさせる際のゲート端子Gの充電電荷量 Q_g と、スイッチング素子3をターンオンさせる際にゲート端子Gに印加される制御端子電圧(ゲート電圧 V_{ge})とに基づく、当該ゲート端子Gの寄生容量の1/2以下に設定されていると好適である。

【0034】

尚、コンデンサ C_s に流れ込む突入電流の抑制や、ゲート電圧 V_{ge} が急激に低下することによって生じるゲート電圧 V_{ge} のハンチングを抑制するために、ソフトターンオフ回路23は、図4に示すように、コンデンサ C_s に直列接続される制限抵抗 R_r を備えると好適である。この制限抵抗 R_r は、遅延抵抗 R_s よりも抵抗値が小さい抵抗器である。

【0035】

上述したように、コンタクタ9は、車両のイグニッションキー(IGキー)がオン状態(有効状態)の際に接続状態となり、IGキーがオフ状態(非有効状態)の際に開放状態となる。通常動作時には、IGキーの状態に応じてコンタクタ9の開閉状態も制御される。しかし、IGキーがオン状態の際に、電気系統の不具合や車両への大きな衝撃等によって、コンタクタ9が開放状態となる場合がある。例えば、コンタクタ9への電源供給が遮断された場合、コンタクタ9の駆動回路に不具合が生じた場合、コンタクタ9周辺の回路に断線が生じた場合、コンタクタ9が振動・衝撃等によって機械的に動いた場合、等にコンタクタ9が開放状態となる場合がある。コンタクタ9が開放状態となると、高圧バッテリー11からインバータ回路10側への電力の供給は遮断される。同様に、回転電機80からインバータ回路10を介して高圧バッテリー11への電力の回生もコンタクタ9によって遮断される。

【0036】

この時、回転電機80が回転していると、回転電機80は慣性により回転を続ける。ステータコイル8に蓄積された電力は、インバータ回路10を介して直流リンクコンデンサ4を充電することとなり、直流リンクコンデンサ4の端子間電圧(直流リンク電圧 V_{dc})が短時間で上昇する場合がある。直流リンク電圧 V_{dc} の上昇に備えて直流リンクコンデンサ4を大容量化、高耐圧化すると、コンデンサの体格の増大につながる。また、インバータ回路10の高耐圧化も必要となる。その結果、インバータ装置1の小型化の妨げとなり、部品コスト、製造コスト、製品コストにも影響する。

【0037】

このため、コンタクタ9が開放状態となった場合に、複数相(ここでは3相)全てのアーム30の上段側スイッチング素子31をオン状態に制御する上段側アクティブショートサーキット制御、及び、複数相(3相)全てのアーム30の下段側スイッチング素子32をオン状態に制御する下段側アクティブショートサーキット制御の何れかのアクティブショートサーキット制御が実行される場合がある。アクティブショートサーキット制御が実行されると、ステータコイル8に蓄積された電力は、ステータコイル8とインバータ回路10のスイッチング素子3との間で還流する。電流(還流電流)の有するエネルギーは、スイッチング素子3やステータコイル8などにおいて、熱などによって消費される。

【 0 0 3 8 】

アクティブショートサーキット制御が実行された場合に流れる還流電流は、図 3 を参照して例示した第 1 過電流しきい値 $T H 1$ よりも大きくなる場合がある。その場合、アクティブショートサーキット制御を実行しているにも拘わらず、駆動回路 2 0 の過電流保護機能が働いて、アクティブショートサーキット制御のためにオン状態に制御されているスイッチング素子 3 をターンオフさせてしまうことになる。この対策として、過電流しきい値を、第 1 過電流しきい値 $T H 1$ 及び還流電流の仕様上の最大値 ($I a s c$) よりも大きい第 2 過電流しきい値 $T H 2$ に設定することが考えられる (図 5 及び図 6 参照)。

【 0 0 3 9 】

図 6 は、そのように過電流しきい値を第 2 過電流しきい値 $T H 2$ とした場合のゲート電圧 $V g e$ と、素子電流 ($I c e$) とを例示している。図 6 は、後述する図 5 の比較例であり、ソフトターンオフ回路 2 3 が、遅延抵抗 $R s$ に並列接続されたコンデンサ $C s$ を備えていない場合の特性を例示している。

【 0 0 4 0 】

図 5 及び図 6 の波形図は、ターンオフ時のゲート電圧 $V g e$ 及び素子電流 ($I c e$) の一例を模式的に示している。図 5 は、図 2 に示すように、ソフトターンオフ回路 2 3 が、遅延抵抗 $R s$ に並列接続されたコンデンサ $C s$ を備える場合の特性を例示している。図 6 は、図 5 の比較例であり、ソフトターンオフ回路 2 3 が、遅延抵抗 $R s$ に並列接続されたコンデンサ $C s$ を備えていない場合の特性を例示している。

【 0 0 4 1 】

図 5 及び図 6 に示すように、過電流しきい値を第 1 過電流しきい値 $T H 1$ から、“ $T H 1$ ” よりも大きい第 2 過電流しきい値 $T H 2$ に変更すると、過電流を検出する時刻が検出遅れ時間 $T d$ だけ遅くなる。当然ながら、応答時間 $T r e s$ が経過する時間も、検出遅れ時間 $T d$ だけ遅くなる。その結果、図 5 及び図 6 に示すように、ゲート電圧 $V g e$ が低下し始める時刻も遅れ、素子電流 ($I c e$) が低下し始める時刻も遅れることになる。ソフトターンオフ回路 2 3 がコンデンサ $C s$ を備えていない場合には、図 6 に示すように、過電流しきい値 $T H$ が“ $T H 1$ ” の場合と比べて“ $T H 2$ ” の場合には、“ $E 2$ ” 及び“ $E 3$ ” の分だけ、素子電流 ($I c e$) に起因するエネルギー (損失・熱) が大きくなる。

【 0 0 4 2 】

しかし、ソフトターンオフ回路 2 3 がコンデンサ $C s$ を備えている場合には、図 3 を参照して上述したように、コンデンサ $C s$ が、ターンオフの際にゲート端子 G の電荷を放電させる。これにより、図 5 に示すように、少なくとも、ゲート電圧 $V g e$ が階段状の中間値に達するまでの時間が短縮される。図 6 に示す比較例では、素子電流 ($I c e$) が中間値まで低下するまでに、過電流しきい値 $T H$ が“ $T H 1$ ” の場合と比べて“ $T H 2$ ” の場合には“ $E 2$ ” の分、エネルギー (損失・熱) が大きくなっていた。しかし、コンデンサ $C s$ によってゲート端子 G の電荷を放電させることによって、図 5 に示すように、“ $E 2$ ” から“ $E 1$ ” 分を削減することができる。

【 0 0 4 3 】

図 3 を参照して上述したように、コンデンサ $C s$ の容量は、素子電流 ($I c e$) が一気にゼロまで降下しないように、適切な値に設定されている。従って、ターンオフ時の遷移時間を短縮させても、ソフトターンオフの機能も維持されて、スイッチング素子 3 のコレクタ - エミッタ間に生じるサージ電圧は抑制される。このため、素子電流 ($I c e$) が中間値からゼロまで低下する際のエネルギー (損失・熱) は、ソフトターンオフ回路 2 3 がコンデンサ $C s$ を備えている場合 (図 5) と、備えていない場合 (図 6) とで、ほぼ等価であり、ここでは共に“ $E 3$ ” である。従って、過電流しきい値を“ $T H 1$ ” から“ $T H 2$ ” に上昇させることによって増大するエネルギー (損失・熱) は、“ $E 2 - E 1 + E 3$ ” である。

【 0 0 4 4 】

このように、コンデンサ $C s$ によってエネルギー (損失・熱) の増大を抑制することができるので、過電流しきい値 $T H$ は、インバータ回路 1 0 がアクティブショートサーキッ

10

20

30

40

50

ト状態（後述する）において、オン状態に制御されたスイッチング素子3を流れる電流（ I_{asc} ）に応じて設定されていると好適である。つまり、上述したように、インバータ回路10がアクティブショートサーキット状態において流れる還流電流の仕様上の最大値（ I_{asc} ）よりも大きい第2過電流しきい値 T_{H2} に、過電流しきい値 T_H が設定されると好適である。尚、第1過電流しきい値 T_{H1} が、還流電流の仕様上の最大値（ I_{asc} ）よりも大きい場合には、第2過電流しきい値 T_{H2} が、第1過電流しきい値 T_{H1} 以下となる可能性がある。この場合には、過電流しきい値 T_H は、第1過電流しきい値 T_{H1} に設定される。

【0045】

但し、アクティブショートサーキット状態では、上述したように還流電流が、回転電機80のステータコイル8とインバータ回路10のスイッチング素子3とを還流し、還流電流のエネルギーは、ステータコイル8及びインバータ回路10において熱となって消費される。従って、ステータコイル8及びインバータ回路10の耐熱等を考慮して、過電流しきい値 T_H が、還流電流の仕様上の最大値（ I_{asc} ）よりも小さい値に設定されていることを妨げるものではない。例えば、直流リンクコンデンサ4には、別途放電回路が設けられている場合もある。そのような場合には、直流リンクコンデンサ4への充電と、アクティブショートサーキット制御とが組み合わせて実行されてもよい。

【0046】

例えば、アクティブショートサーキット制御を開始した際に、還流電流が過電流しきい値 T_H を超えて、スイッチング素子3がターンオフされると、ステータコイル8に蓄積されたエネルギーは直流リンクコンデンサ4を充電する。そして、直流リンク電圧 V_{dc} が上昇すると、再度、アクティブショートサーキット制御を開始するなど、アクティブショートサーキット制御が断続的に繰り返されてもよい。1回目の還流電流に比べて、2回目以降の還流電流の大きさは低下していると考えられるので、2回目移行のアクティブショートサーキット制御は、連続的に実行できる可能性がある。このような制御が可能な場合には、過電流しきい値 T_H が、還流電流の仕様上の最大値（ I_{asc} ）よりも小さい値に設定されていてもよい。過電流しきい値 T_H は、還流電流（ I_{asc} ）に比べて大きい場合も小さい場合も含めて、還流電流（ I_{asc} ）に応じて設定されていると好適である。

【0047】

尚、「インバータ回路10がアクティブショートサーキット状態である」とは、インバータ回路10に対して、上段側アクティブショートサーキット制御、及び、下段側アクティブショートサーキット制御の何れかのアクティブショートサーキット制御が実行されている状態である。従って、複数相全てのアーム30の上段側スイッチング素子31がオン状態に制御された状態（上段側アクティブショートサーキット状態）、及び、複数相全てのアーム30の下段側スイッチング素子32がオン状態に制御された状態（下段側アクティブショートサーキット状態）の何れかの状態であることを、インバータ回路10がアクティブショートサーキット状態であると称する。

【0048】

尚、本明細書において開示された実施形態は全ての点で単なる例示に過ぎない。従って、本開示の趣旨を逸脱しない範囲内で、適宜、種々の改変を行うことが可能である。

【0049】

〔実施形態の概要〕

以下、上記において説明したインバータ装置(1)の概要について簡単に説明する。

【0050】

直流電力と複数相の交流電力との間で電力を変換するインバータ回路(10)を備えたインバータ装置(1)は、1つの態様として、

前記インバータ回路(10)を構成する複数のスイッチング素子(3)のそれぞれに駆動信号を伝達して、前記スイッチング素子(3)をオフ状態からオン状態に遷移させるターンオンと、前記スイッチング素子(3)をオン状態からオフ状態に遷移させるターンオフとを、前記スイッチング素子(3)に行わせる駆動回路(20)と、

10

20

30

40

50

前記スイッチング素子(3)のそれぞれに流れる電流を検出する電流検出回路(26)と、を備え、

前記駆動回路(20)は、前記電流検出回路(26)により検出された電流が予め規定された過電流しきい値(TH)以上の場合に、遅延抵抗(Rs)を介して前記駆動信号を伝達して、前記スイッチング素子(3)をターンオフさせるソフトターンオフ回路(23)を備え、

前記ソフトターンオフ回路(23)は、前記遅延抵抗(Rs)に並列接続されたコンデンサ(Cs)を備える。

【0051】

この構成によれば、ソフトターンオフ回路(23)を備えることによって、過電流の発生に伴ってスイッチング素子(3)をターンオフさせる際に、スイッチング素子(3)に生じるサージ電圧の大きさを抑制することができる。また、ソフトターンオフ回路(23)にコンデンサ(Cs)を備えることによって、当該コンデンサ(Cs)により、スイッチング素子(3)の浮遊容量に蓄積された電荷を、ターンオフの際に放電させることができる。即ち、ソフトターンオフ回路(23)の遅延抵抗(Rs)によって、スイッチング素子(3)の駆動信号の遷移を緩慢にさせつつも、遷移の初期においては、コンデンサ(Cs)の働きで駆動信号を迅速に遷移させることができる。遷移の初期には、スイッチング素子(3)に流れている電流も大きいので、駆動信号を迅速に遷移させることで、スイッチング素子(3)に流れる電流に起因するエネルギー(損失・熱)を低減することができる。このように、本構成によれば、過電流の発生に応じてスイッチング素子(3)をター

10

20

【0052】

1つの好適な態様として、前記コンデンサ(Cs)の容量は、前記スイッチング素子(3)をターンオンさせる際の制御端子(G)の充電電荷量をQg、前記スイッチング素子(3)をターンオンさせる際に制御端子(G)に印加される制御端子電圧をVge、前記コンデンサ(Cs)の容量をCsとして、

$$C_s = (Q_g / 2) / V_{ge}$$

を満たすように設定されている。

【0053】

スイッチング素子(3)の制御端子(G)には、浮遊容量が存在する。例えばターンオンの際には、駆動信号を制御端子(G)に与えても、この浮遊容量を充電する時間に応じて制御端子(G)の電圧の変化は遅れることになる。ターンオフの際には、浮遊容量に充電された電荷を放電させる必要があり、浮遊容量が放電する時間に応じて制御端子(G)の電圧の変化は遅れることになる。ターンオフの際に制御端子(G)の電圧の変化の遅れを抑制するためには、制御端子(G)に充電された電荷を放電させればよい。しかし、電荷を放電させすぎると、ソフトターンオフ回路(23)を設けて、ターンオフの遷移時間を調整する効果が小さくなり、ターンオフの際に、スイッチング素子(3)に生じるサージ電圧を抑制することも困難となる。スイッチング素子(3)を流れる電流は、制御端子(G)の電圧にほぼ比例するので、制御端子(G)の電圧の遷移期間の前半の遷移速度が速くなれば、当該電流を低減させる効果も大きくなる。従って、ターンオフの開始に際して放電させる電荷は、概ね、制御端子(G)の充電電荷量Qgの1/2以下程度で十分である。従って、上記式のようにコンデンサ(Cs)の容量を設定すると好適である。これにより、ソフトターンオフの効果を活かしつつ、迅速にスイッチング素子(3)に流れる電流(Ice)を小さくすることができる。

30

40

【0054】

また、1つの好適な態様として、前記インバータ回路(10)は、交流の回転電機(80)及び直流電源(11)に接続されて、複数相の交流と直流との間で電力を変換するものであって、上段側スイッチング素子(31)と下段側スイッチング素子(32)との直列回路により構成された交流1相分のアーム(30)を複数本備え、前記過電流しきい値(TH)は、複数相全ての前記アーム(30)の前記上段側スイッチング素子(31)が

50

オン状態に制御された状態、及び、複数相全ての前記アーム(30)の前記下段側スイッチング素子(32)がオン状態に制御された状態の何れかの状態であるアクティブショートサーキット状態において、オン状態に制御された前記スイッチング素子(3)を流れる電流(I_{asc})に応じて設定されている。

【0055】

インバータ回路(10)がアクティブショートサーキット状態の場合には、回転電機(80)のステータコイル(8)に蓄積されたエネルギーが、ステータコイル(8)とインバータ回路(10)との間で還流する。従って、インバータ回路(10)がアクティブショートサーキット状態となった際の回転電機(80)の状態(回転速度等)によっては、非常に大きな電流が還流する場合がある。この電流の大きさが、過電流しきい値(TH)よりも大きい場合には、保護機能が働いてスイッチング素子(3)がターンオフされてしまい、アクティブショートサーキット状態が解消されてしまうおそれがある。従って、過電流しきい値は、アクティブショートサーキット状態が必要とされる場合には、それを妨げることなく、且つ、適切に過電流保護が可能となるように設定されていることが好ましい。例えば、アクティブショートサーキット状態が必要とされる状態で、さらに過電流しきい値(TH)を超えるような電流(I_{ce})が流れた場合には、過電流保護機能によりスイッチング素子(3)は適切にターンオフされる。しかし、アクティブショートサーキット状態において、オン状態に制御されたスイッチング素子(3)を流れる電流(I_{asc})に応じて過電流しきい値(TH)が設定されているので、ターンオフに至るタイミングは遅れる。従って、スイッチング素子(3)を流れる電流(I_{ce})が許容できる範囲内では、適切にアクティブショートサーキット状態が継続される。

【0056】

また、前記ソフトターンオフ回路(23)は、前記遅延抵抗(R_s)よりも抵抗値が小さく、前記コンデンサ(C_s)に直列接続される抵抗器(R_r)を備えると好適である。

【0057】

ターンオフの際には、コンデンサ(C_s)に突入電流が流れ込んだり、制御端子(G)の電圧が急激に低下して、制御端子(G)の電圧にハンチングが生じたりする場合がある。このような突入電流やハンチングを抑制するために、コンデンサ(C_s)に流れ込む電流を制限する抵抗器(R_r)が設けられると好適である。

【符号の説明】

【0058】

- 1 : インバータ装置
- 3 : スwitching素子
- 10 : インバータ回路
- 11 : 高圧バッテリー(直流電源)
- 20 : 駆動回路
- 23 : ソフトターンオフ回路
- 30 : アーム
- 31 : 上段側スイッチング素子
- 32 : 下段側スイッチング素子
- 80 : 回転電機
- C_s : コンデンサ
- G : ゲート端子
- Q_g : 充電電荷量
- R_c : シャント抵抗(電流検出回路)
- R_r : 制限抵抗(抵抗器)
- R_s : 遅延抵抗
- TH : 過電流しきい値
- TH1 : 第1過電流しきい値(過電流しきい値)
- TH2 : 第2過電流しきい値(過電流しきい値)

10

20

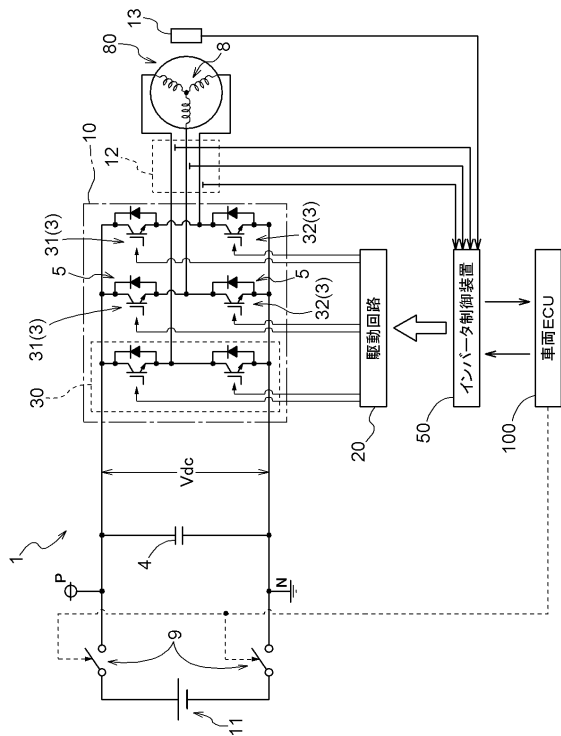
30

40

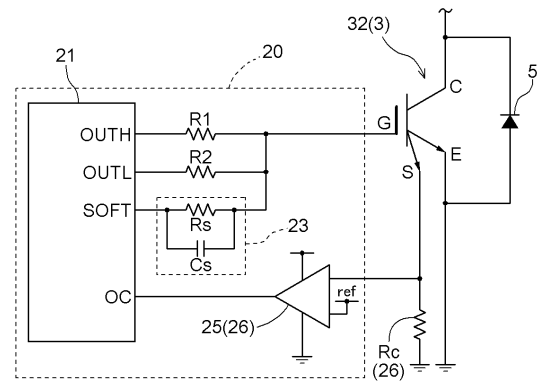
50

Vge : ゲート電圧 (制御端子電圧)
ref : 基準電圧 (過電流しきい値)

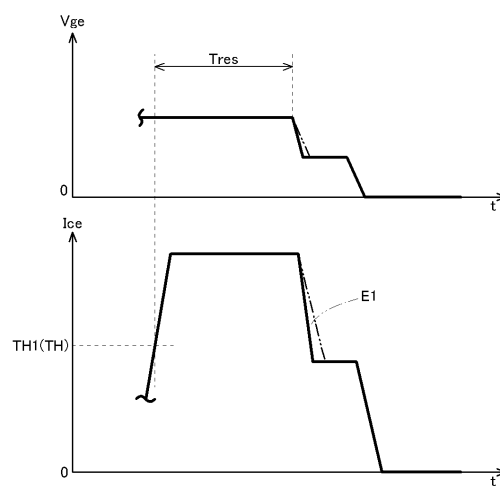
【図1】



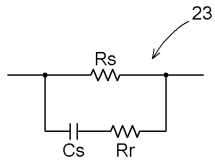
【図2】



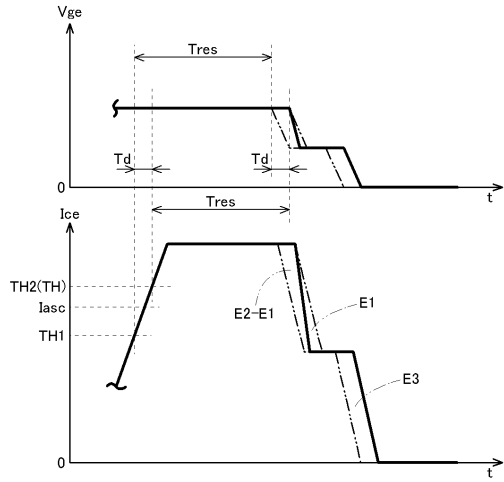
【図3】



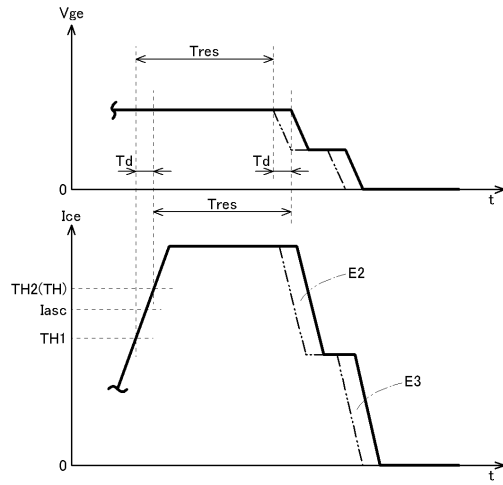
【 図 4 】



【 図 5 】



【 図 6 】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2012-151592(JP,A)
特開平02-061981(JP,A)
特開2014-075694(JP,A)
特開2015-216839(JP,A)
特開2014-117112(JP,A)
特開2011-217441(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/48
H02M 1/08
H03K 17/08
H03K 17/56