

(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2017-17936

(P2017-17936A)

(43) 公開日 平成29年1月19日(2017.1.19)

(51) Int.Cl.		F I				テーマコード (参考)
H02M	1/08	(2006.01)	H02M	1/08	C	5H740
H02M	1/00	(2007.01)	H02M	1/00	F	5H770
H02M	7/48	(2007.01)	H02M	7/48	E	
			H02M	7/48	M	

審査請求 未請求 請求項の数 10 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2015-134885 (P2015-134885)	(71) 出願人	000003997
(22) 出願日	平成27年7月6日 (2015.7.6)		日産自動車株式会社
			神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
		(74) 代理人	100083806
			弁理士 三好 秀和
		(74) 代理人	100100712
			弁理士 岩▲崎▼ 幸邦
		(74) 代理人	100101247
			弁理士 高橋 俊一
		(74) 代理人	100095500
			弁理士 伊藤 正和
		(74) 代理人	100098327
			弁理士 高松 俊雄

最終頁に続く

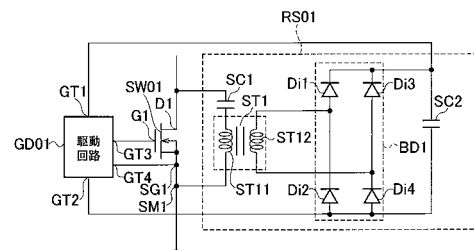
(54) 【発明の名称】 電力変換装置及び電力変換システム

(57) 【要約】

【課題】スイッチング素子のサージエネルギー及びリングエネルギーを駆動回路に回生することによって効率の悪化を抑えつつ、リングの収束を早める電力変換装置及び電力変換システムを提供する。

【解決手段】駆動回路GD01は、半導体スイッチSW01を駆動する。半導体スイッチには並列にトランスST1の1次巻線ST11とスナバコンデンサSC1との直列回路が接続される。トランスの2次巻線ST12に接続された整流回路BD1は、2次巻線の電圧を整流して直流出力を駆動回路に供給する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

半導体スイッチと、

前記半導体スイッチの制御端子に接続され、前記半導体スイッチを駆動する駆動回路と

、
前記半導体スイッチの主電流端子に並列接続され、トランスの 1 次巻線とスナバコンデンサとからなる直列回路と、

前記トランスの 2 次巻線に接続され、前記 2 次巻線の電圧を整流して直流出力を前記駆動回路に供給する整流回路と、
を備えることを特徴とする電力変換装置。

10

【請求項 2】

前記駆動回路は、前記整流回路から前記直流出力が供給される絶縁電源と、前記絶縁電源により動作して前記半導体スイッチを駆動させる制御回路とを備えることを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 3】

前記半導体スイッチは、複数のトランジスタが直列に接続された直列回路から構成され、この直列回路のうちの少なくとも 1 つのトランジスタを駆動する前記駆動回路が前記絶縁電源を有することを特徴とする請求項 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

前記整流回路は、前記整流回路の直流出力端子に接続されたスナバ抵抗を備えることを特徴とする請求項 1 乃至 3 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

20

【請求項 5】

前記整流回路は、前記整流回路の直流出力端子に並列に接続された分圧回路を備えることを特徴とする請求項 1 乃至 4 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 6】

前記整流回路は、定電圧ダイオードから構成されていることを特徴とする請求項 1 乃至 5 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 7】

前記トランスの前記 2 次巻線の巻数は、前記 1 次巻線の巻数よりも少ないことを特徴とする請求項 1 乃至 6 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

30

【請求項 8】

前記半導体スイッチの制御端子は、前記主電流端子と分離されていることを特徴とする請求項 1 乃至 7 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 9】

前記半導体スイッチは、ワイドバンドギャップ半導体からなることを特徴とする請求項 1 乃至 8 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 10】

請求項 1 乃至 9 のいずれか 1 項に記載された前記電力変換装置を複数設け、
複数の前記電力変換装置を並列に接続して構成されることを特徴とする電力変換システム。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、インバータやコンバータ等の電力変換装置及び電力変換システムに関する。

【背景技術】

【0002】

電力変換装置において、スイッチング素子のスイッチング速度の高速化に伴い、スイッチング素子のターンオフ時に回路中の寄生インダクタンスと半導体素子の寄生キャパシタンスの共振によりリングングが発生しやすくなる。このため、ノイズの増加や過電圧の原因になっていた。

50

【0003】

リングングを低減する方法として知られているCRスナバは、リングングのエネルギーを抵抗によって損失に変換することで、電圧振動成分を減らす。しかし、リングングのエネルギーを損失に変換することから電力変換装置の効率向上の妨げになっていた。

【0004】

非特許文献1は、サージのエネルギーを、抵抗で消費させるのではなく、半導体スイッチのゲート駆動回路の電源に回生して利用する方法を開示している。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0005】

10

【非特許文献1】第29回スイッチング電源技術シンポジウム 小型・高効率電源実現技術講演資料

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかしながら、非特許文献1に開示されたサージのエネルギーを回生する方法は、半導体スイッチのターンオフ時に発生する電圧振動の最初のパルスであるサージと、それに続く振動であるリングングのうち、サージしか回収できなかった。このため、リングングの収束に時間がかかってしまう。

【0007】

20

本発明の課題は、スイッチング素子のサージエネルギー及びリングングエネルギーを駆動回路に回生することによって効率の悪化を抑えつつ、リングングの収束を早める電力変換装置及び電力変換システムを提供する。

【課題を解決するための手段】

【0008】

上記課題を解決するために、電力変換装置において、駆動回路は、半導体スイッチを駆動する。半導体スイッチには並列にトランスの1次巻線とスナバコンデンサとの直列回路が接続される。トランスの2次巻線に接続された整流回路は、2次巻線の電圧を整流して直流出力を駆動回路に供給する。

【発明の効果】

30

【0009】

本発明によれば、トランスの1次巻線とスナバコンデンサとの直列回路が半導体スイッチに並列接続されているので、半導体スイッチに発生するリングングの電圧振動成分による電流をトランスの1次巻線に流すことができる。トランスの1次巻線に流れた電流は、トランスの2次巻線に反映されて2次側の電流として流れ、整流回路によって整流され、駆動回路の電源として使うことができる。このため、リングングのエネルギーを回生することができる。これによって、リングング抑制に伴う効率の悪化を抑えつつ、リングングの収束を早めることができる。

【図面の簡単な説明】

【0010】

40

【図1】本発明の実施例1に係る電力変換装置の構成を示す図である。

【図2】本発明の実施例1に係る電力変換装置を3相インバータに適用した電力変換システムの構成を示す図である。

【図3】本発明の実施例1に係る電力変換装置の動作波形を示す図である。

【図4】本発明の実施例1に係る電力変換装置の各部の動作波形のタイミングチャートである。

【図5】本発明の実施例2に係る電力変換装置の構成を示す図である。

【図6】本発明の実施例3に係る電力変換装置を3相インバータに適用した電力変換システムの構成を示す図である。

【図7】本発明の実施例4に係る電力変換装置の構成を示す図である。

50

【図 8】本発明の実施例 5 に係る電力変換装置の構成を示す図である。

【図 9】本発明の実施例 6 に係る電力変換装置の構成を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0011】

以下、本発明の実施の形態に係る電力変換装置及び電力変換システムについて、図面を参照しながら詳細に説明する。

【0012】

(実施例 1)

図 1 は、本発明の実施例 1 に係る電力変換装置の構成を示す図である。図 1 に示すように、実施例 1 に係る電力変換装置は、半導体スイッチ SW01、駆動回路 GD01、トランス ST1、スナバコンデンサ SC1、整流回路 BD1、平滑コンデンサ SC2 を備える。

10

【0013】

半導体スイッチ SW01 は、MOSFET からなり、半導体スイッチ SW01 のドレイン端子 D1 (主電流端子) とソース端子 SM1 (主電流端子) に回生スナバ RS01 が接続されている。回生スナバ RS01 は以下のように構成される。トランス ST1 の 1 次側巻線 ST11 とスナバコンデンサ SC1 との直列回路が、半導体スイッチ SW01 のドレイン端子 D1 に繋がる配線とソース端子 SM1 に繋がる配線とに接続されている。

【0014】

トランス ST1 の 2 次側巻線 ST12 は、整流回路 BD1 の交流入力端子に接続され、整流回路 BD1 の直流出力端子は、回生エネルギー保持用コンデンサ SC2 に接続されている。整流回路 BD1 は、例えば、ダイオード Di1 ~ ダイオード Di4 による全波整流回路によって構成される。

20

【0015】

整流回路 BD1 の直流出力端子の正電位の端子は、駆動回路 GD01 の正電位の電源端子 GT1 に接続され、整流回路 BD1 の直流出力端子の負電位の端子は、駆動回路 GD01 の負電位の電源端子 GT2 に接続されている。

【0016】

なお、実施例 1 においては、駆動回路 GD01 の負電位の電源端子 GT2 は、駆動回路 GD01 の内部において、駆動回路 GD01 の出力端子の基準電位端子 GT4 と接続されている。駆動回路 GD01 の出力端子の信号端子 GT3 は、半導体スイッチ SW01 の制御端子 G1 に接続され、駆動回路 GD01 の出力端子の基準電位端子 GT4 は、半導体スイッチ SW01 の制御端子 G1 の基準電位端子に接続されている。駆動回路 GD01 は、半導体スイッチ SW01 の制御端子に制御信号を印加することにより半導体スイッチ SW01 をオンオフ駆動する。

30

【0017】

図 2 は、本発明の実施例 1 に係る電力変換装置を 3 相インバータに適用した電力変換システムの構成を示す図である。図 2 において、直流電源 V01 には平滑コンデンサ BC01 が接続され、平滑コンデンサ BC01 の両端には P 側バスバー BP01 と N 側バスバー BN01 が接続されている。それらのバスバーの間には半導体スイッチ SW01 と半導体スイッチ SW02 の直列回路が接続されている。

40

【0018】

半導体スイッチ SW01 と半導体スイッチ SW02 との直列回路の接続点は、出力用バスバー BU01 に接続され、出力用バスバー BU01 は、モーター M01 に接続されている。同様に、半導体スイッチ SW03 と半導体スイッチ SW04 との直列回路が P 側バスバー BP01 と N 側バスバー BN01 の間に接続されている。半導体スイッチ SW05 と半導体スイッチ SW06 との直列回路が P 側バスバー BP01 と N 側バスバー BN01 の間に接続されている。それぞれの直列回路の出力端子が出力用バスバー BU02, BU03 を介してモーター M01 に接続されている。

【0019】

50

半導体スイッチSW01～SW06に対応して、駆動回路GD01～GD06、回生スナバRS01～RS06が設けられている。半導体スイッチSW01～SW02、駆動回路GD01～GD02、回生スナバRS01～RS02は、U相用である。半導体スイッチSW03～SW04、駆動回路GD03～GD04、回生スナバRS03～RS04は、V相用である。半導体スイッチSW05～SW06、駆動回路GD05～GD06、回生スナバRS05～RS06は、W相用である。半導体スイッチSW01～SW06、駆動回路GD01～GD06及び回生スナバRS01～RS06は、直流電源V01の直流電圧を交流電圧に変換して交流電圧によりモータM01を駆動させる。

【0020】

次に、実施例1に係る電力変換装置の動作について、図1～図3を用いて説明する。図3(A)は本発明を適用しない場合の、半導体スイッチSW01をターンオフした時のドレイン端子D1とソース端子SM1との間の電圧波形である。

10

【0021】

半導体スイッチSW01をターンオフした後、電圧が上昇して電源電圧に達するが、バスバー等の寄生インダクタンスにより、サージ電圧が発生する。サージ電圧を起点としてバスバー等の寄生インダクタンスと、半導体スイッチSW01のオフ時のドレインーソース間容量の共振により、振動が残る。振動のエネルギーは、バスバー等の寄生抵抗によって消費され、やがて収束する。

【0022】

しかし、一般的にバスバー等の寄生抵抗は、できる限り小さく設計されるため、振動の収束に時間がかかってしまう。図3(B)は本発明を適用した場合の、半導体スイッチSW01をターンオフした時のドレイン端子D1とソース端子SM1との間の電圧波形のうち、電源電圧付近の部分を拡大した図である。本発明を適用すると、リングングの収束時間を大幅に低減することができる。その理由を以下に説明する。

20

【0023】

半導体スイッチSW01のターンオフ時にドレイン端子D1とソース端子SM1との間に電圧振動が発生する。すると、半導体スイッチSW01に並列接続されている、スナバコンデンサSC1とトランスST1の1次巻線ST11との直列回路に図3(B)に示す電圧振動が印加される。1次巻線ST11には、図3(B)に示す電圧振動をスナバコンデンサSC1で微分した電流が流れるため、その波形は図3(C)のようになる。この電流はトランスST1の磁気回路を通じて2次巻線ST12に反映され、2次巻線ST12に接続された整流回路BD1によって整流され、図3(D)のような波形の電流になる。

30

【0024】

この電流は、回生エネルギー保持用コンデンサSC2に充電され、駆動回路GD01の電源として使われる。ここで、図3(C)に示したトランスST1の1次巻線の電流波形のうち、最初の上に凸の振動RE01はサージに対応する部分であり、これによって回生エネルギー保持用コンデンサSC2が充電される。

【0025】

このことは、半導体スイッチSW01のサージのエネルギーが回生エネルギー保持用コンデンサSC2に充電されることを意味し、その分だけ半導体スイッチSW01のサージエネルギーが減るため、サージを低減することができる。

40

【0026】

振動RE01に続く下に凸の振動RE02は、リングングに対応する部分である。この部分もトランスST1の磁気回路を通じて2次巻線ST12に反映され、それに接続された整流回路BD1によって整流され、回生エネルギー保持用コンデンサSC2に充電される。

【0027】

このことは、サージの場合と同様に、半導体スイッチSW01のリングングのエネルギーが回生エネルギー保持用コンデンサSC2に充電されることを意味し、その分だけ半導体スイッチSW01のリングングのエネルギーを減らすことができる。従って、図3(B)

50

）に示す電圧の波高値を減らすことができる。この現象は図 3（C）に示す、振動 R E 0 2 に続く上に凸の振動 R E 0 3 でも続いていき、それによってリングングの収束を早めることができる。

【0028】

なお、図 3（C）で示した上に凸の振動 R E 0 1 は、電力変換回路の電源投入時にも発生する。このため、回生スナバ R S 0 1 にて振動のエネルギーを回収することができ、電源投入時から動作することができる。

【0029】

次に、リングングエネルギーの回生による電力回収のタイミングとゲート駆動による電力消費のタイミングの関係について図 4 を用いて説明する。図 4（A）に半導体スイッチ S W 0 1 のゲート信号を示す。

10

【0030】

時刻 T 1 において、ゲート信号がオフになり、図 4（B）に示すように、半導体スイッチがターンオフしてリングングが発生する。発生したリングングは図 4（C）に示すように回生電流により回生されて、回生エネルギー保持用コンデンサ S C 2 を充電する。

【0031】

次に、時刻 T 2 において、ゲート信号がオンになり、図 4（D）に示すように、駆動回路 G D 0 1 からゲート駆動電流が消費される。このように、実施例 1 においては、エネルギーの回生と消費が 1 対になっている。このため、駆動周波数が高く、大きなゲート駆動電力を必要とするコンバータ等に適用した場合においても、ゲート駆動電力が不足することがない。

20

【0032】

実施例 1 によれば、トランス S T 1 の 1 次巻線 S T 1 1 とスナバコンデンサ S C 1 の直列回路が半導体スイッチ S W 0 1 に並列接続されている。このため、半導体スイッチ S W 0 1 に発生するリングングの電圧振動成分による電流をトランス S T 1 の 1 次巻線 S T 1 1 に流すことができる。トランス S T 1 の 1 次巻線 S T 1 1 に流れた電流は、トランス S T 1 の 2 次巻線 S T 1 2 に反映されて 2 次側の電流として流れ、整流回路 B D 2 によって整流され、駆動回路 G D 0 1 の電源として使うことができる。このため、リングングのエネルギーを回生することができる。これによって、リングング抑制に伴う効率の悪化を抑えつつ、リングングの収束を早めることができる。

30

【0033】

また、半導体スイッチ S W 0 1 の制御端子 G 1 と主電流端子 D 1 が分離している。これによって、主電流端子 D 1 に接続したトランス S T 1 の 1 次巻線 S T 1 1 とスナバコンデンサ S C 1 の直列回路に流れる電圧振動による振動電流が、制御端子 G 1 に接続した駆動回路 G D 0 1 の制御回路に影響することがなくなる。従って、安定して半導体スイッチ S W 0 1 の制御端子 G 1 を駆動できるようになる。

【0034】

（実施例 2）

図 5 は、本発明の実施例 2 に係る電力変換装置の構成を示す図である。実施例 2 に係る電力変換装置は、図 1 に示す電力変換装置に対して、図 5 に示すように、さらに、直流電源 V と半導体スイッチ Q 3 とトランス S T 2 が設けられるとともに、駆動回路 G D 0 1 が絶縁電源 P S 0 1 と制御回路 B U 0 1 を備えている。

40

【0035】

直流電源 V の両端には、整流回路 B D 1 の直流出力端子が接続されるとともに、トランス S T 2 の 1 次巻線 S T 2 1 と半導体スイッチ Q 3 との直列回路が接続されている。絶縁電源 P S 0 1 は、トランス S T 2 の 2 次巻線 S T 2 2 とダイオード D 1 との直列回路と、コンデンサ C 1 とが並列に接続されて構成される。即ち、整流回路 B D 1 の直流出力端子が絶縁電源 P S 0 1 のトランス S T 2 の 1 次側に接続されており、整流回路 B D 1 から直流出力が絶縁電源 P S 0 1 に供給される。

【0036】

50

制御回路BU01は、バイポーラ型のトランジスタQ1とトランジスタQ2との直列回路を有し、絶縁電源PS01によりトランジスタQ1とトランジスタQ2とが動作して半導体スイッチSW01を駆動させる。

【0037】

実施例2によれば、駆動回路GD01が絶縁電源PS01と制御回路BU01を有するので、回生した電力を絶縁電源PS01の1次側に戻した場合には絶縁電源PS01を介して半導体スイッチSW01に駆動電力を供給できる。

【0038】

また、駆動回路GD01が複数ある場合には、絶縁電源PS01の1次側は、他の半導体スイッチの絶縁電源の1次側に接続されているため、回生したリングエネルギーを複数の駆動回路に均等に分配できるので、電力変換装置の安定性が増す。また、回生した電力を制御回路に戻した場合には最短で配線することができるので、ノイズの発生を低減することができる。

【0039】

また、トランスST1の2次巻線ST12の巻数は、1次巻線ST11の巻数よりも少なくても良い。このように構成することで、電力変換装置の主電源の電圧よりも駆動回路GD01の電源電圧が低くなり、駆動回路GD01への過電圧を防ぐことができ、電力変換装置の安定性が増す。さらに、トランスST1の巻数比が、主電源の電源電圧と駆動回路GD01の電源電圧の比に近い巻数になっていることが望ましい。このように構成することで、より確実に駆動回路GD01への過電圧を防ぐことができる。

【0040】

(実施例3)

図6に示す実施例3に係る電力変換装置は、図5に示す実施例2に係る電力変換装置を3相インバータに適用した電力変換システムの構成を示す図である。半導体スイッチSW01と半導体スイッチSW02とが直列接続されてレグL01を形成している直列回路において、絶縁電源PS01が、レグL01中の少なくとも1つのトランジスタ(半導体スイッチ)の駆動回路に接続されても良い。即ち、複数のトランジスタを直列に接続した直列回路のうち、少なくとも1つのトランジスタの駆動回路が絶縁電源PS01を有する。

【0041】

このような構成においては、電力変換装置の起動時に絶縁電源PS01が接続された駆動回路GD01が接続されたトランジスタをスイッチングすることにより、リングを発生させることができる。このリングが伝搬することによって、レグL01中の絶縁電源に接続されていない他のトランジスタの駆動回路の電源を充電することができ、安定的に電力変換回路を起動できる。このため、直列接続されている全てのトランジスタの駆動回路に絶縁電源を持たせる必要がなくなり、少ない数の絶縁電源で済み、コストを低減できる。

【0042】

また、レグが複数個存在し、他のレグL02およびレグL03が接続される電力変換システムを構成している場合にも、絶縁電源PS01が少なくとも1つのレグであるレグL01に接続されるように構成しても良い。

【0043】

このような構成でも、電力変換システムの起動時に絶縁電源PS01が接続された駆動回路GD01を駆動させることによりリングを発生させることができる。このリングが伝搬することによって、隣のレグであるレグL02およびレグL03中のトランジスタの駆動回路の電源を充電することができ、安定的に電力変換システムを起動できる。このため、少ない数の絶縁電源で済み、コストを低減できる。

【0044】

また、電力変換装置が複数あり、それらが並列接続されていることにより、ハーフブリッジ回路や3相交流インバータ回路などの電力変換システムを構成することができ、モーターなどの交流負荷の駆動を効率的に行うことができる。

【0045】

(実施例4)

図7は、本発明の実施例4に係る電力変換装置の構成を示す図である。実施例4に係る電力変換装置は、図1に示す電力変換装置に対して、整流回路BD2が定電圧ダイオードからなるツェナーダイオードZD1～ZD4で構成されることを特徴とする。

【0046】

整流回路BD2をツェナーダイオードZD1～ZD4で構成することで、リングングが大きく回生エネルギーが大きくなる条件においても、駆動回路GD01への供給電圧がツェナーダイオードZD1～ZD4の降伏電圧よりも高くなることがない。このため、駆動回路GD01へ安定した電力を供給することができる。また、過電圧によるゲートの破壊を防止することができる。

10

【0047】

(実施例5)

図8は、本発明の実施例5に係る電力変換装置の構成を示す図である。実施例5に係る電力変換装置は、図1に示す電力変換装置に対して、整流回路BD3がダイオードDi1～Di4の直流出力端子に直列にスナバ抵抗R1を接続したことを特徴とする。

【0048】

このような構成によれば、ゲート駆動電力と駆動回路の電圧とで決まる等価抵抗が小さくてスナバのリングング抑制効果が少なくなってしまう動作条件においても、整流回路BD3にスナバ抵抗R1が含まれている。このため、等価抵抗とスナバ抵抗R1との合計の抵抗値が増加して、リングングを効率的に抑制することができる。

20

【0049】

また、半導体スイッチSW01は、ワイドバンドギャップ半導体からなっても良い。そのようにすることで、ユニポーラ形のデバイスを高耐圧・低抵抗で利用できる。ユニポーラ形のデバイスでは、バイポーラ形のデバイスと比較して、スイッチング素子のターンオフ時に過剰キャリアの消滅にかかる時間に伴うスイッチング損失が発生しない。このため、大幅にスイッチング損失を減らすことができる。また、ワイドバンドギャップ半導体による高速スイッチングは、サージおよびリングングエネルギーを増大するため、本実施例の回生およびノイズ低減効果を顕著に発揮することができる。

【0050】

30

なお、上記の説明では、MOSFETのゲートを駆動する駆動回路を例示したが、バイポーラトランジスタのベースを駆動する駆動回路においても同様の効果を得ることができる。バイポーラトランジスタの場合、ゲート端子がベース端子に、ドレイン端子がコレクタ端子に、ソース端子がエミッタ端子に対応する。

【0051】

また、実施例1～5では、整流回路としてブリッジダイオードからなる全波整流回路を例示したが、例えば2次巻線に中間タップを持つトランスの両端の巻線にそれぞれダイオードを接続した整流回路であっても、同様の効果を得ることができる。

【0052】

(実施例6)

40

図9は、本発明の実施例6に係る電力変換装置の構成を示す図である。図9において、実施例1と同様の部分の説明は省略し、異なる部分のみを説明する。

【0053】

図9に示すように、整流回路BD4は、ダイオードDi1～Di4と、分圧回路VD1を備えている。分圧回路VD1は、例えば抵抗R2とツェナーダイオードZD5とからなる直列回路で構成され、ダイオードDi1～Di4の直流出力端子の両端に接続されている。

【0054】

ツェナーダイオードZD5の両端にはコンデンサC2が並列に接続されている。整流回路BD4の直流出力端子の正電位の端子は、駆動回路GD11の正電位の電源端子GT1

50

1に接続されている。整流回路BD4の直流端子の負電位の端子は、駆動回路GD11の負電位の電源端子GT12に接続されている。整流回路BD4の分圧回路VD1の分圧出力端子である抵抗R2とツェナーダイオードZD5のカソードとの接続点は、駆動回路GD11の基準電位の電源端子GT15に接続されている。

【0055】

実施例6において、駆動回路GD11の基準電位の電源端子GT15は、駆動回路GD11の内部において、駆動回路GD11の出力端子の基準電位端子GT14に接続されている。駆動回路GD11の出力端子の信号端子GT13は、半導体スイッチSW11の制御端子G11に接続されている。駆動回路の出力端子の基準電位端子GT14は、半導体スイッチSW11の制御端子の基準電位端子に接続されている。

10

【0056】

なお、整流回路BD4の分圧回路VD1で分圧した電圧を駆動回路GD11の出力端子の基準電位端子GT14に供給できるのは、本発明においては回生スナバ中にトランスST21が含まれていることによる。また、トランスST21により、回生スナバのリングエネルギー入力側の端子とリングエネルギーの出力側の端子が絶縁されていることによる。

【0057】

次に、実施例6の動作について説明する。実施例6においては、半導体スイッチSW11がターンオフして、オフ状態にあるときの状況が実施例1の状況とは異なる。分圧回路VD1で分圧した電位を駆動回路GD11の出力端子の基準電位にとっている。このため、半導体スイッチSW11がオフ時には、整流回路BD4の電圧のうち、分圧した電位から負側の電圧を半導体スイッチSW11の制御端子G11に負電圧として印加することができる。

20

【0058】

このようにすることによって、ノイズに対するマージンが増え、セルフターンオンなどの誤動作を防ぐことができる。なお、実施例6においても、実施例1で得られる効果を同様に得ることができる。

【符号の説明】

【0059】

GD01～GD06 駆動回路
 SW01～SW06、SW11 半導体スイッチ
 G1, G11 制御端子
 D1, D11 ドレイン端子
 SM1 ソース端子
 SG1 制御端子の基準電位端子
 RS01 回生スナバ
 ST1 トランス
 ST11 1次巻線
 ST12 2次巻線
 SC1, SC11 スナバコンデンサ
 SC2, SC12 回生エネルギー保持用コンデンサ
 BD1 整流回路
 Di1～Di4 ダイオード
 GD01 駆動回路
 V01 直流電源
 BC01 平滑コンデンサ
 BP01 P側バスバー
 BN01 N側バスバー
 BU01 出力用バスバー
 M01 モーター

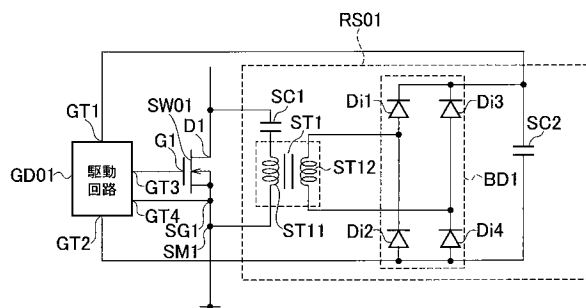
30

40

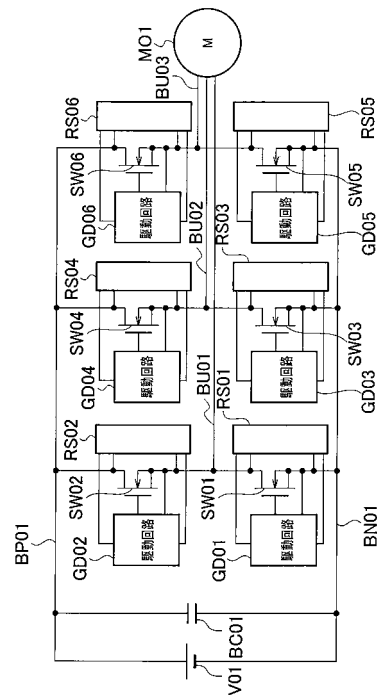
50

P S 0 1 絶縁電源
 B U 0 1 制御回路
 Z D 1 ～ Z D 4 ツェナーダイオード
 V D 1 分圧回路

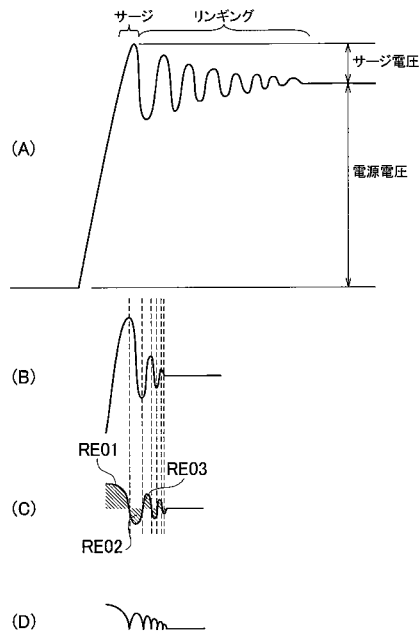
【図 1】



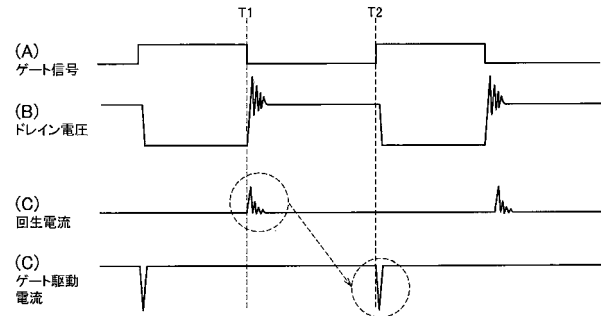
【図 2】



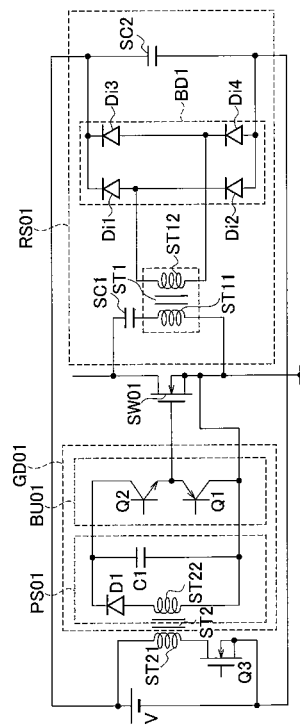
【図 3】



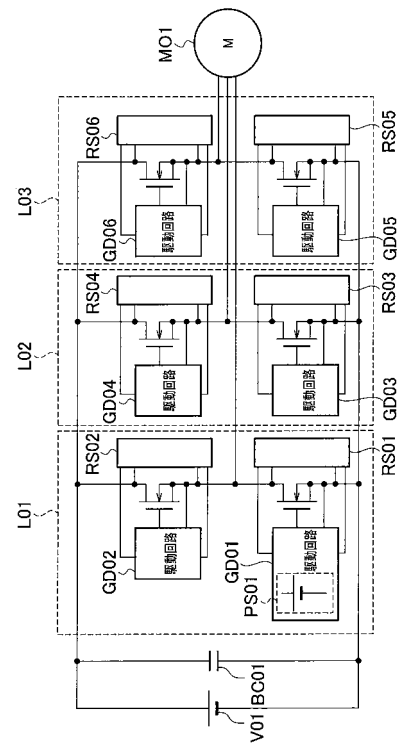
【図 4】



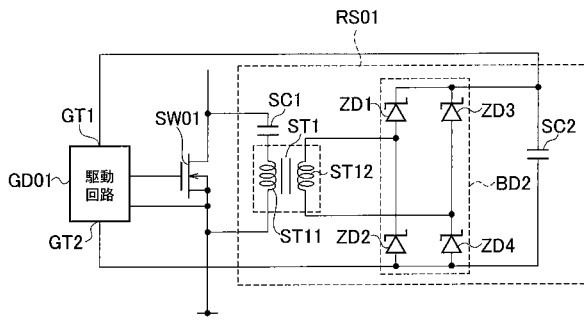
【図 5】



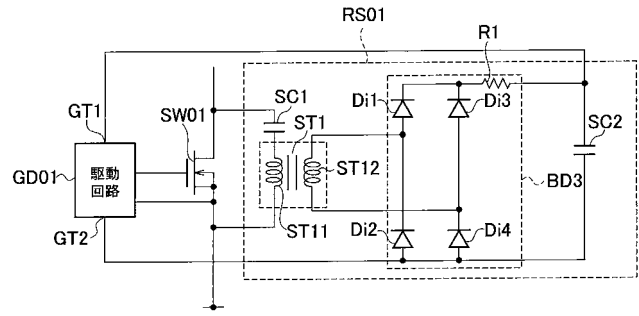
【図 6】



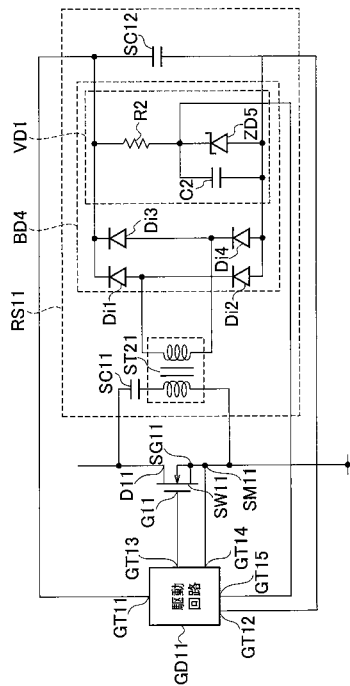
【図 7】



【図 8】



【図 9】



フロントページの続き

- (72)発明者 鈴木 達広
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内
- (72)発明者 林 哲也
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内
- (72)発明者 沼倉 啓一郎
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内
- (72)発明者 下村 卓
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内
- (72)発明者 関子 祐輔
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内
- (72)発明者 大久保 明範
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内
- (72)発明者 岩崎 裕一
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内
- (72)発明者 満 欣
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内

Fターム(参考) 5H740 AA04 BA12 BB04 BB05 BB09 BC01 BC02 HH03 HH07 JA01
JB01 KK03 MM03 NN17
5H770 AA05 BA01 DA03 DA41 DA44 FA03 GA07 JA10X KA05X LA01X
QA11