

(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2009-81969

(P2009-81969A)

(43) 公開日 平成21年4月16日(2009.4.16)

(51) Int.Cl. F I テーマコード (参考)
H02M 1/08 (2006.01) H02M 1/08 341D 5H74O
H02M 1/08 341Z

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号	特願2007-250463 (P2007-250463)	(71) 出願人	000005234
(22) 出願日	平成19年9月27日 (2007. 9. 27)		
		(74) 代理人	100150441
			弁理士 松本 洋一
		(74) 代理人	100133167
			弁理士 山本 浩
		(72) 発明者	三野 和明
			東京都日野市富士町1番地 富士電機アド
			バンストテクノロジー株式会社内
		Fターム(参考)	5H740 AA05 BA15 BB03 BB08 BC01
			BC02 JA01 JB01

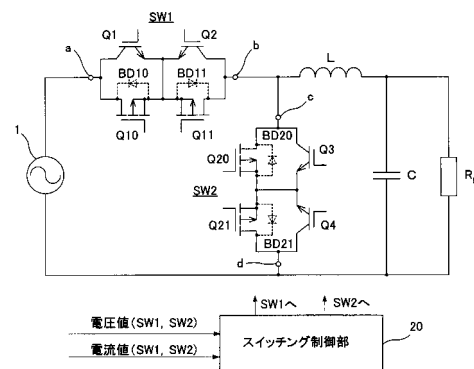
(54) 【発明の名称】 双方向スイッチ

(57) 【要約】

【課題】 導通損失やスイッチング損失を低減し、かつスイッチング速度の高速化に適した双方向スイッチを提供する。

【解決手段】 所定の信号によりオンまたはオフにされて、オン時に生じる電圧とその流れる電流とが非線形関係にあり、一の通流方向を有する非線形スイッチング素子として、例えば自己消弧能力があるIGBTやGTO等の半導体スイッチング素子と、所定の信号によりオンまたはオフにされて、オン時に生じる電圧とその流れる電流とが線形関係にある線形スイッチング素子として、例えば自己消弧能力があるMOSFETやJFET等の半導体スイッチング素子とを具備した双方向スイッチング回路であって、この双方向スイッチは、前記非線形スイッチング素子と前記線形素子との通流制御方向が互いに逆方向になるように逆並列に接続した並列回路を2組直列に接続した。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

所定の信号によりオンまたはオフにされて、オン時にその両端に生じる電圧と流れる電流とが非線形関係にあり、一の通流方向を有する非線形スイッチング素子と、

所定の信号によりオンまたはオフにされて、オン時にその両端に生じる電圧と流れる電流とが線形関係にある線形スイッチング素子と

を具備した双方向スイッチング回路であって、

前記非線形スイッチング素子と前記線形素子との通流方向が互いに逆方向になるように接続した逆並列回路を 2 組直列に接続したことを特徴とする双方向スイッチ。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の双方向スイッチであって、この双方向スイッチの両端に生じる電圧が所定の電圧値以下であるとき、前記線形スイッチング素子でスイッチングを行う一方、前記双方向スイッチの両端に生じる電圧が所定の電圧値を超えたとき前記非線形スイッチング素子でスイッチングを行うスイッチング制御部を備えることを特徴とする双方向スイッチ。

【請求項 3】

請求項 1 に記載の双方向スイッチであって、この双方向スイッチに流れる電流が所定の電流値以下であるとき、前記線形スイッチング素子でスイッチングを行う一方、前記双方向スイッチに流れる電流が所定の電流値を超えたとき、前記非線形スイッチング素子でスイッチングを行うスイッチング制御部を備えることを特徴とする双方向スイッチ。

【請求項 4】

請求項 1 に記載の双方向スイッチであって、この双方向スイッチの両端に生じる電圧が所定の電圧値以下、または、流れる電流が所定の電流値以下であるとき、前記線形スイッチング素子でスイッチングを行う一方、前記双方向スイッチの両端に生じる電圧が所定の電圧値を超えたとき、かつ、流れる電流が所定の電流値を超えたとき、前記非線形スイッチング素子でスイッチングを行うスイッチング制御部を備えることを特徴とする双方向スイッチ。

【請求項 5】

前記スイッチング制御部は、前記並列回路を構成する非線形スイッチング素子および前記線形スイッチング素子の両方を同時にオンまたはオフする期間を設けることを特徴とする請求項 2 ～ 4 のいずれかに記載の双方向スイッチ。

【請求項 6】

前記スイッチング制御部は、前記線形スイッチング素子が有するボディダイオードが導通する期間に前記線形スイッチング素子をオンにすることを特徴とする請求項 2 ～ 5 のいずれかに記載の双方向スイッチ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、双方向スイッチに係り、特に静止形電力変換装置に適用するに好適な半導体スイッチングデバイスを用いた双方向スイッチに関する。

【背景技術】

【0002】

従来、双方向に流れる電流を遮断または導通させる双方向スイッチを用いた電力変換装置が知られている（例えば、特許文献 1 を参照）。この電力変換装置に用いられる双方向スイッチは、図 3 に示すように半導体スイッチングデバイスとして 2 つの IGBT（Q1，Q2）をそれぞれ逆直列に接続するとともに、さらにそれぞれの IGBT（Q1，Q2）に 2 つのダイオード D1，D2 を逆並列に接続したものとして構成される。即ち、図 3（a）に示される双方向スイッチは、2 つの IGBT（Q1，Q2）のエミッタ同士を接続するとともに、IGBT（Q1，Q2）のエミッタおよびコレクタにそれぞれダイオード D1，D2 のアノードおよびカソードを逆並列に接続している。尚、ここでは、説明の

10

20

30

40

50

都合上、I G B T (Q 1 , Q 2) のコレクタをそれぞれ双方向スイッチの端子 a , b とする。

あるいは、図 3 (b) に示されるようにこの双方向スイッチは、2 つの I G B T (Q 1 , Q 2) のコレクタ同士を接続するとともに、I G B T (Q 1 , Q 2) のエミッタおよびコレクタにそれぞれダイオード D 1 , D 2 のアノードおよびカソードを逆並列に接続して構成される。

このように構成された図 3 (a) に示す双方向スイッチは、端子 a から端子 b に電流を流すときには、I G B T (Q 1) のゲートに図示しないゲート制御回路から制御信号を与えて I G B T (Q 1) をオンにする。すると電流は、端子 a から I G B T (Q 1) およびダイオード D 2 を経て端子 b に達する。逆に端子 b から端子 a に電流を流すときには、図示しないゲート制御から I G B T (Q 2) のゲートに制御信号を与えて I G B T (Q 2) をオンにする。すると電流は、端子 b から I G B T (Q 2) およびダイオード D 1 を経て端子 a に達する。同様に図 3 (b) に示す双方向スイッチも同様に上述したように作動する。

【 0 0 0 3 】

尚、上述した双方向スイッチは、I G B T の他に G T O 等の半導体スイッチング素子を用いても構成することができ、交流電力調整装置やマトリクスコンバータ等に用いられている。

ところで I G B T や G T O は、図 4 に示すように素子の両端に生じる電圧と流れる電流との関係が比例せず非線形関係にある（以下、このような特性を備えた半導体スイッチング素子を非線形スイッチング素子と称する）。例えば非線形スイッチング素子は、わずかな電流を流しても、その両端には 0.7 V 程度の電圧降下が生じる特性がある。このような特性を有する I G B T や G T O に対して M O S F E T は、図 4 に示すように素子の両端に生じる電圧と流れる電流との関係が比例する線形関係にある（以下、このような特性を備えた半導体スイッチング素子を線形スイッチング素子と称する）。

また、これらスイッチング素子の動作周波数（スイッチング周波数）と、スイッチング素子の印加電圧および通流可能な電流との関係は、概略的には図 5 に示すようになる。つまり M O S F E T は、高電圧・大電流の用途には適さないものの動作周波数を高くすることができる。一方、I G B T や G T O は、M O S F E T よりも動作周波数を高くすることができないものの、高電圧・大電流の用途に適していることが読み取れる。

【特許文献 1】特開平 1 1 - 2 5 2 9 9 2 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 4 】

前述した双方向スイッチにおける導通損失は、双方向スイッチに流れる電流と、その両端に生じる電圧との積となる。したがって、わずかな電流でも比較的高い電圧が生じる非線形スイッチング素子は、小電流時の通流損失が大きいという問題があった。

また I G B T や G T O は、図 5 に示したように M O S F E T に比べて、高電圧、大電流の用途に適しているものの、上述したようにスイッチング時の損失が大きく、更には高い動作周波数を設定する用途には適しないという問題もある。

したがって、I G B T や G T O 等の非線形スイッチング素子を用いた電力変換装置等では、高周波化や高周波動作時における損失が大きいため効率が悪く、また冷却部品の大形化、装置重量の増加およびコストの上昇を招来することが否めなかった。

本発明の双方向スイッチは、上述した課題を解決するべくなされたものであり、その目的とするところは、導通損失とスイッチング損失を低減し、かつスイッチング速度を高速化するに好適な双方向スイッチを提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 5 】

前述した目的を達成するべく本発明の双方向スイッチは、所定の信号によりオンまたはオフにされて、オン時にその両端に生じる電圧と流れる電流との関係が比例せず非線形関

10

20

30

40

50

係にあり、一の通流方向を有する非線形スイッチング素子としての例えば自己消弧能力がある I G B T や G T O 等の半導体スイッチング素子と、所定の信号によりオンまたはオフにされて、オン時にその両端に生じる電圧とその流れる電流との関係が比例する線形関係にある線形スイッチング素子としての例えば自己消弧能力がある M O S F E T や J F E T 等の半導体スイッチング素子とを具備した双方向スイッチング回路であって特に、

この双方向スイッチは、前記非線形スイッチング素子と前記線形素子との通流方向が互いに逆方向になるように接続した逆並列回路を 2 組直列に接続して提供される。

上述の双方向スイッチは、一方の非線形スイッチング素子 (I G B T や G T O) が通流状態にあるとき、他方の非線形スイッチング素子と逆並列に接続された線形スイッチング素子 (M O S F E T や J F E T) が有するボディダイオードを介して電流を流す。したがって、部品点数の増加をきたすことがない。

10

前記双方向スイッチは、この双方向スイッチの両端に生じる電圧が所定の電圧値以下であるとき、前記線形スイッチング素子でスイッチングを行う一方、前記双方向スイッチの両端に生じる電圧が所定の電圧値を超えたとき、前記非線形スイッチング素子でスイッチングを行うスイッチング制御部を備えることを特徴としている。

【 0 0 0 6 】

したがって上述した双方向スイッチは、該スイッチの両端に生じる電圧が所定の電圧以下であるとき、導通損失の少ない線形スイッチング素子 (M O S F E T や J F E T) を用いる一方、電圧が所定の電圧値を超えたとき、導通損失が少ない非線形スイッチング素子 (I G B T や G T O) を用いて双方向スイッチのオン・オフ制御をし、導通損失やスイッチング損失の低減が図れる。

20

あるいは前記双方向スイッチは、この双方向スイッチに流れる電流が所定の電流値以下であるとき、前記線形スイッチング素子でスイッチングを行う一方、前記双方向スイッチに流れる電流が所定の電流値を超えたとき、前記非線形スイッチング素子でスイッチングを行うスイッチング制御部を備えることを特徴とする。

したがって上述した双方向スイッチは、該スイッチに流れる電流が少ないとき、導通損失の少ない線形スイッチング素子 (M O S F E T や J F E T) を用いる一方、流れる電流が多いとき、導通損失が少ない非線形スイッチング素子 (I G B T や G T O) を用いて双方向スイッチのオン・オフ制御をし、導通損失やスイッチング損失の低減が図れる。

更に別の様態として構成される前記双方向スイッチは、この双方向スイッチの両端に生じる電圧が所定の電圧値以下、または、流れる電流が所定の電流値以下であるとき、前記線形スイッチング素子でスイッチングを行う一方、前記双方向スイッチの両端に生じる電圧が所定の電圧値を超えたとき、かつ、流れる電流が所定の電流値を超えたとき、前記非線形スイッチング素子でスイッチングを行うスイッチング制御部を備えることを特徴としている。

30

【 0 0 0 7 】

好ましくは前記スイッチング制御部は、前記並列回路を構成する非線形スイッチング素子および前記線形スイッチング素子の両方を同時にオンまたはオフする期間を設けることが望ましい。

より好ましくは前記スイッチング制御部は、前記線形スイッチング素子が有するボディダイオードが導通する期間に前記線形スイッチング素子をオンすることが望ましい。

40

上述した双方向スイッチは、通流時の電圧降下をより低減することができ、導通損失やスイッチング損失を効果的に抑える。

【発明の効果】

【 0 0 0 8 】

上述したように本発明の双方向スイッチによれば、この双方向スイッチの両端に生じる電圧が所定の電圧以下であるとき、導通損失の少ない線形スイッチング素子 (M O S F E T や J F E T) を用いる一方、電圧が所定の電圧値を超えたとき、導通損失が少ない非線形スイッチング素子 (I G B T や G T O) を用いて双方向スイッチのオン・オフ制御をしているので、導通損失やスイッチング損失の低減が可能となる。

50

また本発明の双方向スイッチは、この双方向スイッチに流れる電流が少ないときには、小電流時に導通損失が少ない線形スイッチング素子でオン・オフ制御をする一方、電流が大きいときには、大電流時に導通損失が少ない非線形スイッチング素子によってオン・オフ制御をしているので導通損失やスイッチング損失を低減することができる。

また本発明の双方向スイッチは、非線形スイッチング素子（G T OやI G B T）に比べて動作速度が速い線形スイッチング素子（M O S F E TやJ F E T）も用いているので、特に低電流領域においてスイッチング速度を速めることが可能である。

さらに本発明の双方向スイッチは、非線形スイッチング素子と線形スイッチング素子とを逆並列に接続した並列回路において、通流時、これらスイッチング素子を同時にオンしているので、導通損失やスイッチング損失を低減することができる。

10

【0009】

あるいは本発明の双方向スイッチは、線形スイッチング素子（M O S F E T）が有するボディダイオードが導通する期間に線形スイッチング素子をオンしているので、導通損失やスイッチング損失を低減することが可能である。

したがって本発明の双方向スイッチを用いた例えば交流電力調整装置等は、高効率化を図ることができ、引いては双方向スイッチを冷却する冷却部品の小形化、軽量化および低コスト化を図れるだけでなく、スイッチング周波数の高周波化に伴う高性能化が可能である等の実用上多大なる効果を奏する。

【発明を実施するための最良の形態】

【0010】

20

以下、本発明の一実施形態に係る双方向スイッチについて添付図面を参照しながら説明する。尚、図1、2は、本発明を実施する形態の一例であって、これらの図によって本発明が限定されるものではない。

図1は、本発明の双方向スイッチを適用した交流電力調整装置の原理的回路図である。この図に示す双方向スイッチは、非線形スイッチング素子としてI G B Tを、線形スイッチング素子としてM O S F E Tをそれぞれ用いたものである。

さて、図1において1は、交流電源であり、この交流電源1の一端には、双方向スイッチS W 1の一端（端子a）が接続される。この双方向スイッチS W 1は、図2（a）に示すようにI G B T（Q 1，Q 2）のそれぞれに逆並列にM O S F E T（Q 1 0，Q 1 1）が接続されて逆並列回路を形成する。つまり、I G B T（Q 1，Q 2）のコレクタおよびエミッタには、M O S F E T（Q 1 0，Q 1 1）のドレインおよびソースがそれぞれ接続される。そしてこの逆並列回路を2組、直列に接続して双方向スイッチを構成する。ちなみにM O S F E T（Q 1 0，Q 1 1）は、それぞれボディダイオードB D 1 0，B D 1 1を備えている。

30

この双方向スイッチの他端（端子b）には、もう一つの双方向スイッチS W 2の一端（端子c）が接続される。この双方向スイッチS W 2は、上述の双方向スイッチS W 1と同一構成をとる。そして双方向スイッチS W 2の他端（端子d）は、交流電源1の他端に接続される。

【0011】

二つの双方向スイッチS W 1，S W 2の接続点には、リアクトルLの一端が接続され、このリアクトルLの他端には、双方向スイッチS W 2の端子dと交流電源1との接続点との間にコンデンサCが並列に接続されてローパスフィルタを形成する。このローパスフィルタは、双方向スイッチS W 1，S W 2のスイッチング周波数より高い高調波成分を抑制する役割を担う。そしてローパスフィルタによって高調波成分が抑制された交流は、コンデンサCと並列に接続されている負荷R_Lに供給される。

40

この交流電力調整回路は、スイッチング制御部20によって二つの双方向スイッチS W 1，S W 2のオン・オフを制御され、交流電源1の振幅とは異なる振幅の交流電圧を生成して負荷R_Lに供給し、交流電力の調整ができるものである。そして、スイッチング制御部20には、各双方向スイッチに生じる電圧および／またはこれらスイッチに流れる電流を検出するセンサ（図1には図示せず）からの検出値が与えられるようになっている。

50

概略的には、上述したように構成された交流電力調整装置の作動についてより詳細に説明する。図1において交流電源1と双方向スイッチSW1とが接続された端子a側が正（プラス）、交流電源1と双方向スイッチSW2の端子d側が負（マイナス）であるとき図示しないスイッチング制御部20がIGBT（Q1）をオンにする。すると交流電源1→IGBT（Q1）→MOSFET（Q11）のボディダイオード（BD11）→リアクトルL→コンデンサCおよび負荷 R_L →交流電源1の経路で電流が流れる。

【0012】

そしてスイッチング制御部20は、IGBT（Q1）をオフするときIGBT（Q4）をオンさせる。するとリアクトルL→コンデンサC、および負荷 R_L →IGBT（Q4）→MOSFET（Q20）のボディダイオード（BD20）→リアクトルLの経路で電流が還流する。

10

同様にスイッチング制御部20は、交流電源1の極性が反転したときは、ゲート制御回路が上述したようにしてIGBT（Q2）およびIGBT（Q3）のオン・オフを制御することで負荷 R_L 両端の電圧を調整する。

ちなみにこの回路の動作は、MOSFETの代わりにダイオードを用いて構成した交流電力調整装置としてよく知られている回路である。

かくして本発明の双方向スイッチは、MOSFETの代わりにダイオードを用いて構成した双方向スイッチと同一部品点数で構成することができるのでコストや装置の大きさの増加を最小限に抑えることができる。

次に本発明の双方向スイッチにおける別の特徴点は、スイッチング制御部20が双方向スイッチの両端に生じる電圧が所定の電圧値以下であるとき、線形スイッチング素子であるMOSFETでスイッチングを行う一方、双方向スイッチの両端に生じる電圧が所定の電圧値を超えたとき、非線形スイッチング素子であるIGBTでスイッチングを行うところにある。

20

【0013】

つまり図4に示した一般的なMOSFETとIGBTの特性曲線において、これらの特性曲線が交わる点の電流値I以下のとき、同じ電流値（この図において電流値 I_1 ）であってもMOSFETの電圧は、IGBTの電圧に比べて低い（ $V_{1a} < V_{1b}$ ）。この場合、スイッチング制御部は、MOSFETをオンし、このMOSFETに電流を流すことによって導通損失を低減させる。

30

逆に特性曲線が交わる点の電流値Iを超えると（この図において電流値 I_2 ）、MOSFETの電圧に比べてIGBTの電圧は低くなる（ $V_{2a} < V_{2b}$ ）。この場合、スイッチング制御部20は、IGBTをオンし、このIGBTに電流を流すことによって導通損失を低減させる。

かくして本発明の双方向スイッチは、スイッチング制御部20によって双方向スイッチの両端に生じる電圧が所定の電圧以下であるとき、導通損失の少ない線形スイッチング素子（MOSFET）を用いる一方、電圧が所定の電圧値を超えたとき、導通損失が少ない非線形スイッチング素子（IGBT）を用いて双方向スイッチのオン・オフ制御をしているので、導通損失やスイッチング損失の低減を図ることができる。

あるいはスイッチング制御部20は、双方向スイッチに流れる電流が所定の電流値以下であるとき、線形スイッチング素子であるMOSFETでスイッチングを行う一方、双方向スイッチ（MOSFET）に流れる電流が所定の電流値を超えたとき、非線形スイッチング素子であるIGBTでスイッチングを行うように制御してもよい。

40

【0014】

このようにスイッチング制御部20が制御することによって本発明の双方向スイッチは、軽負荷や電源電圧が低いときのように双方向スイッチに流れる電流が小さいとき、線形スイッチング素子（MOSFET）によるオン・オフ制御を行う一方、重負荷や電源電圧が高く双方向スイッチに流れる電流が大きいとき、非線形スイッチング素子（IGBT）によるオン・オフ制御を行っているので導通損失の低減ができる。

更に本発明のスイッチング制御部20は、双方向スイッチの両端に生じる電圧が所定の

50

電圧値以下、または、流れる電流が所定の電流値以下であるとき、線形スイッチング素子であるMOSFETでスイッチングを行う一方、双方向スイッチの両端に生じる電圧が所定の電圧値を超えたとき、かつ、流れる電流が所定の電流値を超えたとき、非線形スイッチング素子であるIGBTでスイッチングを行うよう制御しても勿論かまわない。

またMOSFETは、ユニポーラ素子であり、IGBTのようなバイポーラ素子と比較して一般的にスイッチング速度（動作速度）が速いほか、単位スイッチング当たりのスイッチング損失が低く、高周波動作に適する。したがって、IGBTの代わりにMOSFETによってスイッチング動作を行わせることで高周波スイッチングが可能となり、より高性能なオン・オフ制御、すなわち電力制御を行うことができ、更にスイッチング損失も低減させることができる。

10

【0015】

また本発明の双方向スイッチにおける別の特徴点は、並列回路を構成する非線形スイッチング素子（IGBT）および線形スイッチング素子（IGBT）の両方を同時にオンまたはオフする期間を設けたところにある。

つまり、図1に示す交流電力調整装置においてスイッチング制御部20は、上述した実施形態とは異なり、双方向スイッチSW1のIGBT（Q1）をオンすると同時に、このIGBT（Q1）と並列に接続されているMOSFET（Q10）もオンする期間を設ける。すると交流電源1から供給される電流は、IGBT（Q1）とMOSFET（Q10）に分流して流れ、ボディダイオードBD11に流れる。

ただしスイッチング制御部20がIGBT（Q1）とMOSFET（Q10）を同時にオンしたとき、各素子に流れる電流は、それぞれの電圧が等しくなるように分流する。したがって、本発明の双方向スイッチは、双方向スイッチに流れる電流が少ないとき、MOSFET側に支配的に電流が流れる一方、電流値が大きいとき、IGBTに支配的に電流が流れる。

20

かくして本発明の双方向スイッチは、非線形スイッチング素子と線形スイッチング素子の両方を同時にオンする期間が存在するので導通損失をより低減させることが可能であるとともに、制御回路を簡略化することができる。

【0016】

次に本発明の双方向スイッチにおける更に別の特徴点は、線形スイッチング素子（MOSFET）が有するボディダイオードが導通する期間に、その線形スイッチング素子（MOSFET）をオンするところにある（同期整流と同じ原理）。

30

このように制御することによって双方向スイッチに流れる電流は、ボディダイオードだけでなくMOSFETにも電流が流れるため導通損失やスイッチング損失をより低減させることができる。ちなみに、この場合、IGBT（Q1）のエミッタとMOSFET（Q10）のソース、およびIGBT（Q2）のエミッタとMOSFET（Q11）のソースの電位は、同電位となる。このためMOSFET（Q10、Q11）を駆動させるための絶縁電源を新たに用意することなく、IGBT（Q1、Q2）を駆動させている電源を流用できる。したがって、本発明の双方向スイッチは、部品点数を増加することなく導通損失をより低減させることが可能である。

あるいは上述した双方向スイッチは、図2（b）に示すようにIGBT（Q1）およびMOSFET（Q10）とで構成される並列回路と、IGBT（Q2）およびMOSFET（Q11）とで構成される並列回路を入れ替えて構成してもかまわない。

40

尚、本発明の双方向スイッチは、上記した実施の形態に限定されるものではなく、双方向スイッチを用いる例えばマトリクスコンバータ等にも適用可能である等、実用上極めて有用である。

【図面の簡単な説明】

【0017】

【図1】 本発明の双方向スイッチを適用した交流電力調整装置の原理的回路図。

【図2】 本発明の双方向スイッチの構成を示す回路図。

【図3】 従来の双方向スイッチの構成を示す回路図。

50

【図 4】 I G B T と M O S F E T の電圧—電流特性を示すグラフ。

【図 5】 各種半導体スイッチング素子の動作周波数と電圧・電流との関係を示す図。

【符号の説明】

【 0 0 1 8 】

1 交流電源

2 0 スイッチング制御部

B D 1 0 , B D 1 1 , B D 1 2 , B D 1 3 ボディダイオード

C コンデンサ

L リアクトル

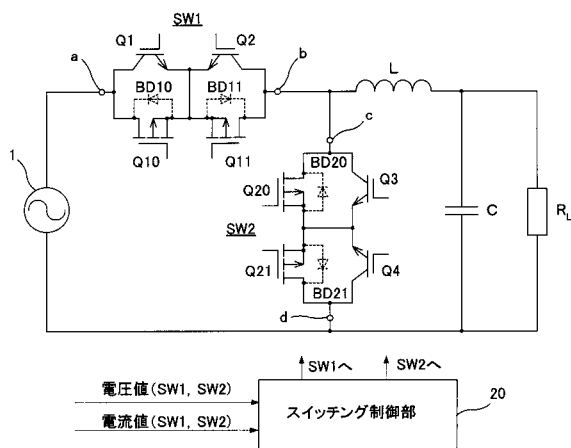
Q 1 , Q 2 , Q 3 , Q 4 I G B T

Q 1 0 , Q 1 1 , Q 1 2 , Q 1 3 M O S F E T

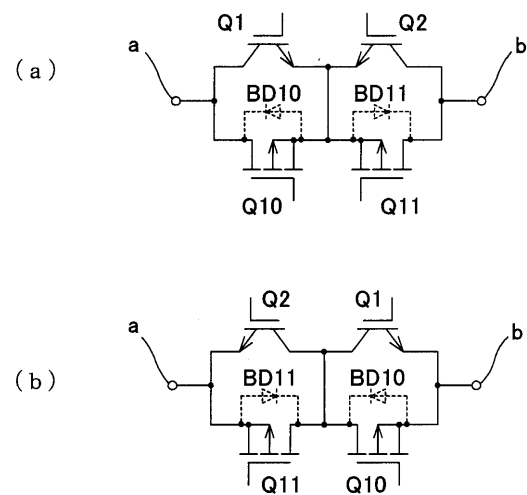
R_L 負荷

10

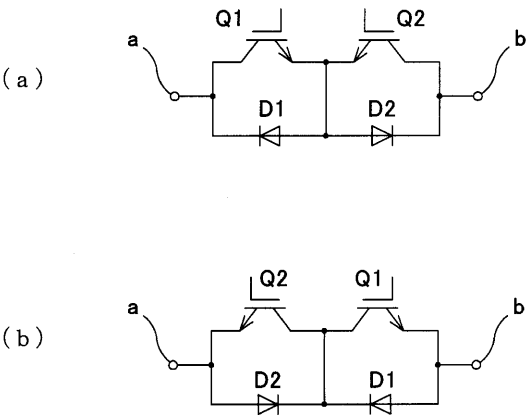
【 図 1 】



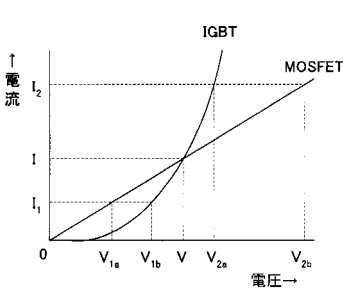
【 図 2 】



【図 3】



【図 4】



【図 5】

