

(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2004-140977
(P2004-140977A)

(43) 公開日 平成16年5月13日(2004.5.13)

(51) Int. Cl.⁷

H02M 1/08

F I

H02M 1/08

A

テーマコード(参考)

5H740

審査請求 未請求 請求項の数 1 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2002-305833 (P2002-305833)	(71) 出願人	000001007 キヤノン株式会社 東京都大田区下丸子3丁目30番2号
(22) 出願日	平成14年10月21日(2002.10.21)	(74) 代理人	100076428 弁理士 大塚 康德
		(74) 代理人	100112508 弁理士 高柳 司郎
		(74) 代理人	100115071 弁理士 大塚 康弘
		(74) 代理人	100116894 弁理士 木村 秀二
		(72) 発明者	竹原 信善 東京都大田区下丸子3丁目30番2号 キヤノン株式会社内
		Fターム(参考)	5H740 AA06 BA12 BC01 BC02 HH01 JA01 KK01

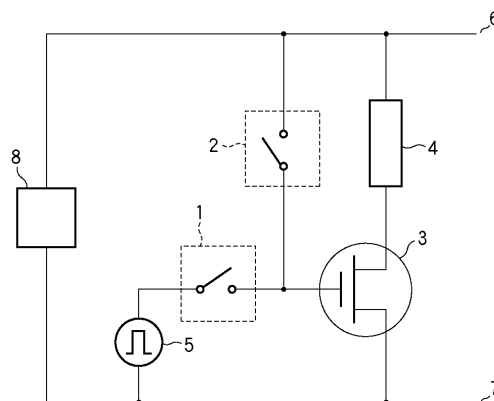
(54) 【発明の名称】 ゲート駆動回路

(57) 【要約】

【課題】 低電圧かつ扱う電力が小さい領域で使用されるゲート駆動回路において電力損失を低減させる。

【解決手段】 直流電源8と、矩形波状の駆動信号を出力する駆動信号源5と、駆動信号源5から出力される信号がゲート端子に入力され、該信号のレベルに応じてソース端子及びドレイン端子間の導通状態を制御する主スイッチ素子3と、ソース端子及びドレイン端子間が導通状態となったときに通電される負荷4と、駆動信号源5とゲート端子との間に接続され、駆動信号源5からゲート端子への方向にのみ信号を出力する逆流防止手段1と、ゲート端子と直流電源8の高電位側との間に接続され、ソース端子及びドレイン端子間が非導通状態であるときに導通状態となる回生手段2と、を備えており、ソース端子及びドレイン端子間が導通状態となる閾値電圧が、直流電源8の出力電圧よりも大きい。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

直流電源と、

ハイレベル及びローレベルの信号を出力する駆動信号源と、

前記駆動信号源から出力される信号がゲート端子に入力され、前記信号のレベルに応じてソース端子及びドレイン端子間の導通状態を制御する主スイッチ素子と、

前記ソース端子及びドレイン端子間が導通状態となったときに通電される負荷と、

前記駆動信号源と前記ゲート端子との間に接続され、前記駆動信号源から前記ゲート端子への方向にのみ信号を出力する逆流防止手段と、

前記ゲート端子と前記直流電源の高電位側との間に接続され、前記ソース端子及びドレイン端子間が非導通状態であるときに導通状態となる回生手段と、を備えており、

前記ソース端子及びドレイン端子間が導通状態となるゲート-ソース間閾値電圧が、前記直流電源の出力電圧よりも大きいことを特徴とするゲート駆動回路。

【発明の詳細な説明】**【0001】****【発明の属する技術分野】**

本発明はゲート駆動回路に関し、詳細には、電力変換装置等で使用されるゲート駆動回路に関する。

【0002】**【従来の技術】**

近年、化石燃料の使用に伴う二酸化炭素等の排出による地球温暖化や、原子力発電所の事故や放射性廃棄物による放射能汚染などの問題が深刻となり、地球環境とエネルギーに対する関心が高まっている。このような状況の下、無尽蔵かつクリーンなエネルギー源として太陽光を利用する太陽光発電、地熱を利用する地熱発電、風力を利用する風力発電等が世界中で実用化されている。

【0003】

このような自然エネルギーによって発電された直流電力は、インバータと呼ばれる電力変換装置によって交流電力に変換され、例えば、商用電力系統に供給される。

【0004】

このような電力変換装置では変換効率の向上が重要であり、ゲート駆動回路における損失は無視できない。この損失を減らすために、スナバエネルギーをゲート駆動に利用する方法が知られている（例えば、特許文献1参照）。また、トランジスタのコンバータのゲート電力をゲート駆動回路の電源側に回生する方法が知られている（例えば、特許文献2参照）。これらの技術は、一般的には電力回生技術の一種と考えられ、このような技術を利用しない場合には、ゲート電力は、そのまま電力損失となる。

【0005】

一方、太陽電池によって発電された電力を有効に活用する方法として、単セル・コンバータシステムが提案されている（例えば、特許文献3参照）。これは複数の太陽電池を直列接続せずに、1V程度の低電圧のまま電力変換装置に入力し、昇圧して利用するというものである。

【0006】**【特許文献1】**

特開平5-344708号公報

【特許文献2】

特公平3-36332号公報

【特許文献3】

米国特許第5660643号明細書

【0007】**【発明が解決しようとする課題】**

このような変換装置においてもゲート駆動電力及び電力損失の低減は重要な課題である。

しかしながら、低電圧かつ扱う電力も比較的小さい領域で使用されるゲート駆動回路に適した電力損失を低減する方法は提案されていない。

【0008】

本発明は以上のような状況に鑑みてなされたものであり、低電圧かつ扱う電力が小さい領域で使用され、電力損失を低減したゲート駆動回路を提供することを目的とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために本発明のゲート駆動回路は、直流電源と、
 ハイレベル及びローレベルの信号を出力する駆動信号源と、
 前記駆動信号源から出力される信号がゲート端子に入力され、前記信号のレベルに応じて
 ソース端子及びドレイン端子間の導通状態を制御する主スイッチ素子と、
 前記ソース端子及びドレイン端子間が導通状態となったときに通電される負荷と、
 前記駆動信号源と前記ゲート端子との間に接続され、前記駆動信号源から前記ゲート端子
 への方向にのみ信号を出力する逆流防止手段と、
 前記ゲート端子と前記直流電源の高電位側との間に接続され、前記ソース端子及びドレイ
 ン端子間が非導通状態であるときに導通状態となる回生手段と、を備えており、
 前記ソース端子及びドレイン端子間が導通状態となるゲート-ソース間閾値電圧が、前記
 直流電源の出力電圧よりも大きい。

【0010】

すなわち、本発明では、直流電源と、ハイレベル及びローレベルの信号を出力する駆動信
 号源と、駆動信号源から出力される信号がゲート端子に入力され、該信号のレベルに応じ
 てソース端子及びドレイン端子間の導通状態を制御する主スイッチ素子と、ソース端子及
 びドレイン端子間が導通状態となったときに通電される負荷と、駆動信号源とゲート端子
 との間に接続され、駆動信号源からゲート端子への方向にのみ信号を出力する逆流防止手
 段と、ゲート端子と直流電源の高電位側との間に接続され、ソース端子及びドレイン端子
 間が非導通状態であるときに導通状態となる回生手段と、を備えており、ソース端子及び
 ドレイン端子間が導通状態となるゲート-ソース間閾値電圧が、直流電源の出力電圧より
 も大きく設定されている。

【0011】

このようにすると、主スイッチ素子を駆動する際に使用される電力の一部を電源側あるい
 は負荷側に回生(再利用)することができ、主スイッチ素子の駆動に伴う電力の損失を減
 少させることができる。さらに、主スイッチ素子が非導通状態であるときに、ゲート端子
 に印加される電圧が直流電源の電圧までにしか降下しないので、導通時と非導通時のゲー
 トの電位差が小さくなり、導通状態となるまでに必要な駆動電力も減少させることが可能
 となる。

【0012】

従って、低電圧かつ扱う電力が小さい領域で使用されるゲート駆動回路において電力損失
 を低減させることができる。

【0013】

【発明の実施の形態】

以下添付図面を参照して本発明の好適な実施形態について詳細に説明する。

【0014】

<第1の実施形態>

図1は、本発明の第1の実施態様としてのゲート駆動回路の構成を示す図である。図示さ
 れたように本実施形態のゲート駆動回路は、逆流防止手段1、回生手段2、主スイッチ素
 子3、負荷4、ゲート駆動信号源5、直流電源8を含んでいる。なお、6は電源の高電位
 側端子、7は電源の低電位側端子である。以下、各構成要素とその動作について説明する

【0015】

[主スイッチ素子3]

主スイッチ素子3は、MOS型ゲート・スイッチ素子であり、その導電型はPチャネルでもNチャネルでも良い。本質的に重要なのは、ゲートONとなる閾値電圧の絶対値と電源電圧の絶対値との大小関係であり、前者が後者よりも大きいことが、本発明では必須条件となる。このような関係が成立する場合にのみ、本発明の効果である「ゲートチャージの回生による効率向上」を享受することができる。

【0016】

なお、本明細書において「電源の高電位側」とは、スイッチ素子の導電型に依存しており、NチャネルMOSFETやNチャネルIGBTでは電源の正極側に相当し、PチャネルMOSFETやPチャネルIGBTでは電源の負極側に相当し、単なる電圧の高低を表すものではないことに注意されたい。また、「電源の低電位側」は「電源の高電位側」と対となる他方側を表している。

10

【0017】

[逆流防止手段1]

逆流防止手段1は、端的には主スイッチ素子3と同期動作するスイッチ手段であり、ダイオードが好適である。ダイオード以外に、リレーのような機械式接点、小容量MOSFET、更にはデジタル回路で使用される3ステート・ゲート(High、LowのほかにHighインピーダンス(無接続)状態という3つの状態を出力可能なロジックゲート)も使用可能である。また、フォトダイオードとMOSFETとを組合わせた素子であるフォトMOSリレーの類も使用できる。

【0018】

本実施形態では、このようなスイッチ手段を主スイッチ素子3がONであるときにON(導通状態)となり、主スイッチ素子がOFFであるときにOFF(非導通状態)となるように制御する手段と共に逆流防止手段1が構成される。

20

【0019】

[回生手段2]

回生手段2は、主スイッチ素子3と相補的に動作するスイッチ手段であり、基本的には逆流防止手段1と同じようなスイッチ手段で構成できる。ただし、回生手段2としては、ダイオードは適しているとは言えない。なぜなら、ダイオードを用いる場合には、ゲートに高電位が印加されて主スイッチ素子3がONするときに、電源側へ電流が流れてしまい、主スイッチ素子3がONである間、継続して電力損失が生じるからである。

30

【0020】

従って、本実施形態の回生手段2としては、小容量MOSFETなどの制御端子による導通状態が制御可能なスイッチ素子を用いることが望ましい。そしてこのようなスイッチ手段を主スイッチ素子3がON状態であるときにはOFFとなり、主スイッチ素子3がOFF状態であるときにはONとなるように制御する手段と共に、本実施形態の回生手段が構成される。

【0021】

回生手段2に使用されるスイッチ手段としては、特に、主スイッチ素子3と同一の導電型の小容量MOSFETが好適である。これは、上述のようにゲートONとなる閾値電圧の絶対値が電源電圧の絶対値よりも大きいという電位関係を利用すれば、主スイッチ素子3を駆動する電源でこのスイッチ手段を駆動する事が可能となるからである。なお、このとき小容量MOSFETにも主スイッチ素子と同様にゲートチャージによる損失が発生するが、回生手段として用いるスイッチ手段は主スイッチ素子を駆動できる程度の小容量のもので十分なので、ゲートチャージによる損失は主スイッチ素子のそれに比して著しく少ない。このゲートチャージに関しては、小容量のNチャネルMOSFETは高性能であり、特にゲートチャージが少ない。

40

【0022】

[負荷4]

負荷4に対しては、特に制限は無く、抵抗性負荷、誘導性負荷、又はトランスの1次コイルなど、適宜必要な負荷を使用することができる。

50

【0023】

[直流電源 8]

直流電源 8 についてもその種類に特に制限は無いが、その出力電圧は主スイッチ素子 3 が ON となるゲート電圧の閾値よりも低いことが必須である。例えば、主スイッチ素子 3 が ON となるゲート電圧が 2 V ならば、その電圧よりも電源電圧の方が低い値、たとえば 1 V である必要がある。

【0024】

一般的に、MOSFET の導通抵抗値はゲート電圧に対して指数関数的に変化するので、アプリケーションが必要とする ON 状態での抵抗値を得るための閾値電圧は、実測等で適宜求める必要がある。使用する素子のデータシートに記載された値を参考にすることも可能であるが、その際には、そのときのスイッチ素子の抵抗値（これはデータシート上で計測条件として定義されることが多い。）に注意を払う必要がある。

10

【0025】

また、本実施形態においては主スイッチ素子 3 が OFF であるときにゲートに印加される電圧は、直流電源の電圧と等しくなり、0 にはならない。従って、直流電源の電圧は、上記のようにして求められた閾値電圧よりも十分低く設定しなければ、回生時に主スイッチ素子 3 が OFF とならず、負荷に対する電源供給制御ができなくなってしまう。

【0026】

更に、本実施形態で使用される直流電源には、ゲートから流れ込んでくるエネルギーを受け入れる機能が必要であり、このためには電解コンデンサなどに代表される蓄電手段を持つことが望ましい。ただし、蓄電手段については電源に存在する寄生容量でも十分な場合もあるので、必ずしもコンデンサを設ける必要はない。

20

【0027】

以上のような条件を満たしさえすれば、本実施形態の直流電源としては種々のものが選択可能であり、太陽電池、燃料電池、アルカリ乾電池、ニッケル水素電池などが使用可能である。

【0028】

[ゲート駆動信号源 5]

本実施形態のゲート駆動信号源 5 は単なる信号源ではなく、ゲート静電容量を駆動できるだけの電力を供給できる小容量電源機能も併せ持つ必要がある。その出力電圧としては、主スイッチ素子 3 が ON となるのに十分な電圧が必要であり、2.5 ~ 15 V 程度が用いられる。最近ではロジック IC の低電圧化にあわせて 3.3 V や 5 V が特に好んで用いられる。信号源として用いられる発振回路や電源回路としては、公知又は周知の回路が使用でき、その構成は、本発明の本質とはほとんど関連がないので詳細な説明は省略する。

30

【0029】

(具体的構成)

以下、上記の実施形態の動作に関して、詳細に説明する。なお、以下の動作説明は、直流電源 8 としては市販の単 3 型アルカリマンガン乾電池（出力電圧 1.5 V）と積層セラミックコンデンサ（100 μ F）を並列接続したものをを用い、負荷 4 としては 100 の抵抗を用い、逆流防止手段 1 及び回生手段 2 には市販のフォト MOS リレーを用いた。

40

【0030】

また、主スイッチ素子 3 としては、N チャネル・パワー MOSFET（フェアチャイルド社製、型名 ISL9N302AP）を用いた。N チャネル MOSFET はパワー素子としては最も一般的なもので、P チャネル素子よりも高性能が得やすいため、好んで用いられる。なお、本実施形態で使用した MOS のデータシートにはスレッシュホールド電圧は 1.0 ~ 3.0 V と示されているが、実測した導通抵抗はゲート電圧を電源電圧に等しい 1.5 V としたときに 10 M 以上（すなわち OFF 状態）であり、本実施形態の動作に関して支障はない。実質的にオン状態となる閾値電圧は、電源電圧よりもはるかに高いと言える。このように本発明の実施にあつては、電源電圧を主スイッチ素子のゲートに加えた状態で主スイッチ素子が OFF 状態となることが本質的に重要である。

50

【 0 0 3 1 】

駆動用信号源 5 としては出力 5 V の矩形波発振器（発信周波数 1 0 0 H z ）を用い、その出力を逆流防止手段 1 と主スイッチ素子 3 のゲートに接続し、回生手段 2 へは上記発振器の否定出力を接続した。これにより、発振器の出力が 5 V（ハイレベル）のときには、主スイッチ素子 3 と逆流防止手段 1 が O N となり、回生手段 2 は O F F となる。一方、発振器の出力が 0 V（ローレベル）のときには逆流防止手段 1 及び主スイッチ素子 3 が O F F となり、回生手段 2 が O N となる。本発明の効果を享受するためには、他の回路部品で構成したとしても、上記のようなスイッチの動作を実現することが必要である。

【 0 0 3 2 】

また、比較のための回路として、図 9 に示した従来のゲート駆動回路を用いた。この回路は、本実施形態の構成から、逆流防止手段と回生手段を取り除いたものである。 10

【 0 0 3 3 】

（動作説明）

（ 1 ） O N 動作

駆動用信号源 5 としての発振器出力が 5 V になると、逆流防止手段 1 を介して主スイッチ素子 3 のゲートが 5 V で充電される。主スイッチ素子 3 のゲートの静電容量は 1 1 0 0 0 p F であり、ゲートには、 $1 / 2 C V^2$ （ J ）のエネルギーが蓄えられる。なお、比較のための従来回路でも O N 時の動作は同じである。

【 0 0 3 4 】

（ 2 ） O F F 動作

駆動用信号源 5 としての発振器出力が 0 V になると、逆流防止手段 1 が O F F となり、回生手段 2 が O N となる。図 2 はこの状態の等価回路図である。キャパシタ 1 0 は主スイッチ素子 3 のゲートの静電容量を表しており、9 は寄生インピーダンスである。キャパシタ 1 0 は寄生インピーダンス 9 を通じて直流電源 8 に接続される。 20

【 0 0 3 5 】

ゲート駆動電圧は 5 V で、直流電源 8 の電圧は 1 . 5 V であるから、キャパシタ 1 0 に蓄えられた電荷の一部は直流電源 8 に流れ込み、エネルギーが回生されることになる。回生量は、直流電源 8 の電圧とゲート駆動電圧の比で決定され、この場合は直流電源の電圧が 1 . 5 V、ゲート駆動電圧が 5 V なので、駆動用信号源 5 からゲートに送出されたエネルギーの約 3 0 %（ $= 1 . 5 / 5$ ）が電源側に回生される。これによりゲート電圧は直流電源 8 の電圧である 1 . 5 V まで下がるが、それ以下には下らない。 30

【 0 0 3 6 】

これに対し図 9 の従来回路では、ゲート電圧は 0 V まで下がり、ゲートの静電容量により蓄えられたエネルギーは、そのまま低電位側へ捨てられ損失となる。

【 0 0 3 7 】

（ 3 ）再 O N 動作

従来回路では、主スイッチ素子 3 が O N 状態となるためには、0 V から 5 V への充電が必要となるが、本実施形態の回路では 1 . 5 V から 5 V への充電で済むので、主スイッチ素子 3 が再度 O N 状態となるために必要なエネルギーも減少することになる。

【 0 0 3 8 】

図 3 は、上記の実施形態及び従来例の動作におけるエネルギー回収量等を具体的に計算した結果を示す図である。図示されたように、本実施形態によれば、送出エネルギーの約 3 0 % を回収できると共に、O N 時の送出エネルギーも従来例より節約されるので、結局ゲート駆動エネルギー総量（ $=$ 送出エネルギー - 回収エネルギー）を従来例と比べて約 5 1 % 削減できる。このように、ゲート駆動エネルギーが削減できるので、ゲート駆動用電源を小容量とすることが可能になる。 40

【 0 0 3 9 】

< 第 2 の実施形態 >

以下、本発明に係る第 2 の実施形態について説明する。なお、以下の説明においては上記第 1 の実施形態と同様な部分については同じ符号で表して説明を省略する。 50

【0040】

図4は第2の実施形態としてのゲート駆動回路の構成を示す図である。本実施形態における具体的構成を説明すると、直流電源8としては市販のニッケル水素電池(1.2V)とアルミ電解コンデンサ(470 μ F)を並列接続したものをを用いた。主スイッチ素子3、駆動信号源5及び負荷4は第1の実施形態と同様の構成とした。

【0041】

逆流防止手段としてはショットキーバリアダイオード100を使用し、回生手段としては小容量NチャンネルMOSFET200(インターナショナル・レクティブファイア社製、型名IRLMS1902)を使用した。このように、逆流防止手段にダイオードを使用することで、自動的に逆流防止が可能となり、駆動信号源5からの配線が不要となる。

10

【0042】

また、NOT素子201を介して小容量MOSFET200のゲートへ主スイッチ素子3に印加されるのは逆論理の信号を送り、小容量MOSFET200が主スイッチ素子3がONとなるときにはOFFに、主スイッチ素子3がOFFとなるときにはONとなるようにした。

【0043】

小容量MOSFET200は、図4に示したようにソース端子が直流電源8の高電位側に接続され、ドレイン端子が主スイッチ素子3のゲート端子に接続される。これは通常の常識的な接続(通常はNチャンネルMOSFETでは電源の正電位側にドレイン端子が接続される。)とは逆の接続であるが、これによりMOSFETの内蔵ダイオードを通じて主スイッチ素子3のゲートに蓄積された電荷が放電される(漏洩する)ことが防止される。

20

【0044】

また、電位の関係から、主スイッチ素子3がOFFであるときには小容量MOSFET200のソース-ゲート間電圧は、3.8V(=5V-1.2V)となるので、このような電圧でONとなるデバイスを選択する必要がある。本実施形態で用いた小容量MOSFET200は、当然、この要件を満たしている。このようにして主スイッチ素子3のゲートに蓄積された電荷は、小容量MOSFET200を介して直流電源8へと回生される。

【0045】

図5は、本実施形態における電位の関係を示す図である。本実施形態を動作させるためには、主スイッチ素子3がONとなるゲートの閾値電位、直流電源8の電位、及び主スイッチ素子3をON状態とすべくゲートにかかる駆動電位の関係は、図示したような大小関係となる必要がある。

30

【0046】

本実施形態は、第1の実施形態よりもコンパクトで簡便な構成としたことを特徴とする。本実施形態の小容量MOSFET200、NOT素子201、逆流防止ダイオード100からなる回生ブロック60は、1つの半導体チップとすることも容易である。本実施形態の動作に関しては、第1の実施形態と同様であるので、説明を省略する。

【0047】

<第3の実施形態>

以下、本発明に係る第3の実施形態について説明する。なお、以下の説明においては上記第1及び第2の実施形態と同様な部分については同じ符号で表して説明を省略する。

40

【0048】

本実施形態は、プッシュプル電力変換回路に本発明に係るゲート駆動回路を適用した例である。図6は、本発明のゲート駆動回路を適用したプッシュプル電力変換器を有する太陽光発電システムを示すブロック図である。

【0049】

この太陽光発電システムは、直流電源として太陽電池81とコンデンサ82とを並列接続したものを有し、第2の実施形態のゲート駆動回路と同様な主スイッチ素子及び回生ブロックを、3a、3b及び60a、60bで示すようにそれぞれ2つ有している。また、電力変換のためにトランス40、ダイオードブリッジ50a~50d、及びコイル70とコ

50

ンデンサ 71 からなる平滑フィルタを有しており、変換された電力は 2 次電池 90 に蓄積される。

【0050】

図 6 の構成において、太陽電池 81 としては周知のタンデム型太陽電池であって、外部で電氣的に直列接続されていない、いわゆる「単セル」型太陽電池モジュール（標準測定条件（AM1.5、 1.0 kW/m^2 ）下での出力が $1.0 \text{ V } 10 \text{ A}$ ）を用い、コンデンサ 82 としては積層セラミックコンデンサ（ 100 uF ）を用いた。トランス 40 としては、1:15 の巻き数比を持ったものを用いた。このトランス 40 の 1 次側コイルが主スイッチ素子 3 の負荷として使用されている。また、トランス 40 の 2 次側コイルからの出力は、ダイオードブリッジ 50a ~ 50d によって整流され、コイル 70 とコンデンサ 71 からなる平滑フィルタを通じて平滑化され、市販の 2 次電池 90（電圧 12 V 、容量 200 Ah ）に送出される。駆動信号源 5 としては、50% デューティの矩形波発振器を用い、主スイッチ素子 3a 及び 3b を交互に ON/OFF させるように駆動する。

10

【0051】

図 7 は、比較例としての従来方法によるゲート駆動を採用した回路を示す図である。この回路は、図 6 に示された回路と比べて回生ブロック 60a 及び 60b を用いていない点で異なることが容易に理解できるであろう。

【0052】

本実施形態での回生ブロック 60a 及び 60b の動作は、第 2 の実施形態で説明したのと全く同様であり、主スイッチ素子 3a 及び 3b のゲートに蓄積された電荷を電源側及び負荷側に直接回生するように動作するので、ゲート駆動電力を削減できる。

20

【0053】

このように、本発明はプッシュプル回路のような電力変換器においても有効な技術である。特に本実施形態のプッシュプル回路のように 50% デューティで駆動するタイプでは、主スイッチ素子 3a 及び 3b に対する駆動信号は互いに相補的關係にあるので、これを直接利用することで回生ブロックの中に含まれる NOT 素子 201 を省略することも可能であり、回生ブロックの構成をより簡素化できるという効果が得られる。

【0054】

< 第 4 の実施形態 >

以下、本発明に係る第 4 の実施形態について説明する。なお、以下の説明においては上記第 1 から第 3 の実施形態と同様な部分については同じ符号で表して説明を省略する。

30

【0055】

図 8 は本実施形態の構成を示す図である。本実施形態では、回生ブロック 60 内に設けられる逆流防止手段として、3 ステート・バッファ素子 101（型式名 74HC126）を用い、図 8 に示すように導通制御端子に駆動信号源からの信号をそのまま入力するように接続した。

【0056】

このようにすることで、駆動信号源 5 の出力がハイレベルであればその出力がそのまま主スイッチ素子 3 のゲート端子に印加され、駆動信号源 5 の出力がローレベルであれば、主スイッチ素子 3 のゲート端子と駆動信号源 5 とが非接続（高インピーダンス接続状態）となり、上記の逆流防止手段として動作する。このようにすると、逆流防止手段にショットキー・ダイオードを使うよりも損失が少なくなり、また集積化にも好適である。

40

【0057】

以上説明したように本発明の実施態様としては以下のような態様がある。

【0058】

（実施態様 1）

直流電源と、

ハイレベル及びローレベルの信号を出力する駆動信号源と、

前記駆動信号源から出力される信号がゲート端子に入力され、前記信号のレベルに応じてソース端子及びドレイン端子間の導通状態を制御する主スイッチ素子と、

50

前記ソース端子及びドレイン端子間が導通状態となったときに通電される負荷と、
前記駆動信号源と前記ゲート端子との間に接続され、前記駆動信号源から前記ゲート端子
への方向にのみ信号を出力する逆流防止手段と、
前記ゲート端子と前記直流電源の高電位側との間に接続され、前記ソース端子及びドレ
イン端子間が非導通状態であるときに導通状態となる回生手段と、を備えており、
前記ソース端子及びドレイン端子間が導通状態となるゲート-ソース間閾値電圧が、前記
直流電源の出力電圧よりも大きいことを特徴とするゲート駆動回路。

【0059】

(実施態様2)

前記主スイッチ素子が、NチャンネルMOSFET又はNチャンネルIGBTを含むことを特 10
徴とする実施態様1に記載のゲート駆動回路。

【0060】

(実施態様3)

前記逆流防止手段がダイオードを含むことを特徴とする実施態様1又は2に記載のゲート
駆動回路。

【0061】

(実施態様4)

前記回生手段がMOSFETである実施態様1から3のいずれか1つに記載のゲート駆動
回路。

【0062】

(実施態様5)

実施態様1から4のいずれか1項に記載のゲート駆動回路を含み、前記ソース端子及びド
レイン端子間が導通状態となったときに、前記負荷に前記直流電源からの出力電圧が供給
されることを特徴とする電源回路。

20

【0063】

(実施態様6)

前記負荷が変圧器の1次側巻線を含むことを特徴とする実施態様5に記載の電源回路。

【0064】

(実施態様7)

DC/AC変換を行うことを特徴とする実施態様5又は6に記載の電源回路。 30

【0065】

(実施態様8)

前記直流電源が、直列接続されていない複数の太陽電池セルを含むことを特徴とする実施
態様5から7のいずれか1つに記載の電源回路。

【0066】

【発明の効果】

以上説明したように本発明によれば、主スイッチ素子を駆動する際に使用される電力の一
部を電源側あるいは負荷側に回生(再利用)することができ、主スイッチ素子の駆動に伴
う電力の損失を減少させることができる。さらに、主スイッチ素子が非導通状態である
ときに、ゲート端子に印加される電圧が直流電源の電圧までにしか降下しないので、導通時 40
と非導通時のゲートの電位差が小さくなり、導通状態となるまでに必要な駆動電力も減少
させることが可能となる。

【0067】

従って、低電圧かつ扱う電力が小さい領域で使用されるゲート駆動回路において電力損失
を低減させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態としてのゲート駆動回路の構成を示す図である。

【図2】図1の回路でゲートチャージの回生時の等価回路を示す図である。

【図3】図1の回路と従来のゲート駆動回路のエネルギーの比較を示す図である。

【図4】本発明の第2の実施形態としてのゲート駆動回路の構成を示す図である。 50

【図5】図4のゲート駆動回路が動作するために必要な各部の電位を表した図である。

【図6】本発明の第3の実施形態としてのプッシュプル方式電力変換器の構成を示す図である。

【図7】比較例としての従来プッシュプル方式電力変換器の構成を示す図である。

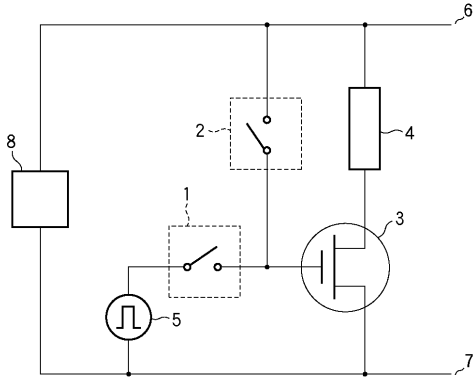
【図8】本発明の第3の実施形態としてのプッシュプル方式電力変換器の構成を示す図である。

【図9】比較例としての従来ゲート駆動回路の構成を示す図である。

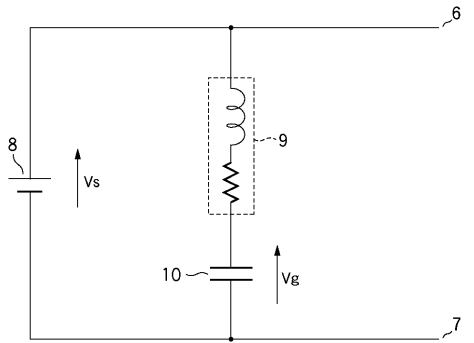
【符号の説明】

1	逆流防止手段	
2	回生手段	10
3, 3a, 3b	主スイッチ素子	
4	負荷	
5	駆動信号源	
6	高電位側端子	
7	低電位側端子	
8	直流電源	
9	寄生インピーダンス	
10	ゲート静電容量	
40	トランス	
50a, 50b, 50c, 50d	整流ダイオード	20
60, 60a, 60b	回生ブロック	
70	平滑コイル	
71	平滑コンデンサ	
81	太陽電池	
82	コンデンサ	
90	蓄電池	
100	逆流防止ダイオード	
101	3ステートバッファ	
200	MOSFET	
201	NOT素子	30

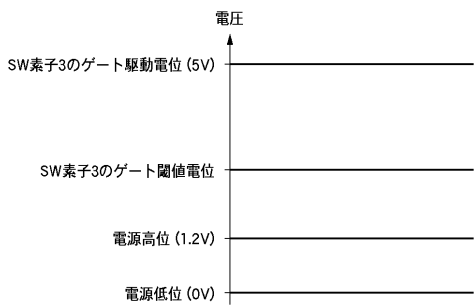
【 図 1 】



【 図 2 】



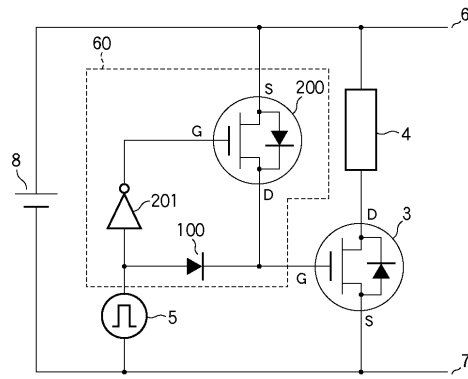
【 図 5 】



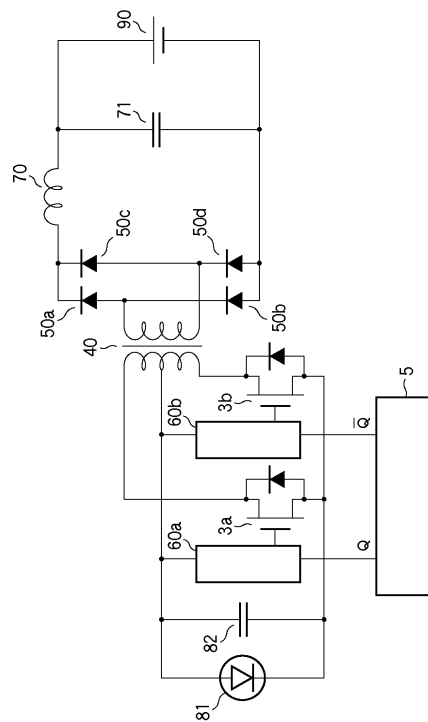
【 図 3 】

	主素子ON時の 送出エネルギー (nJ)	OFF時の回収 エネルギー (nJ)	エネルギー回収率 (%)	従来例に対するゲート 駆動エネルギーの削減量 (%)
従来例	275	0	0%	0%
実施形態	192.5	57.8	30%	51%

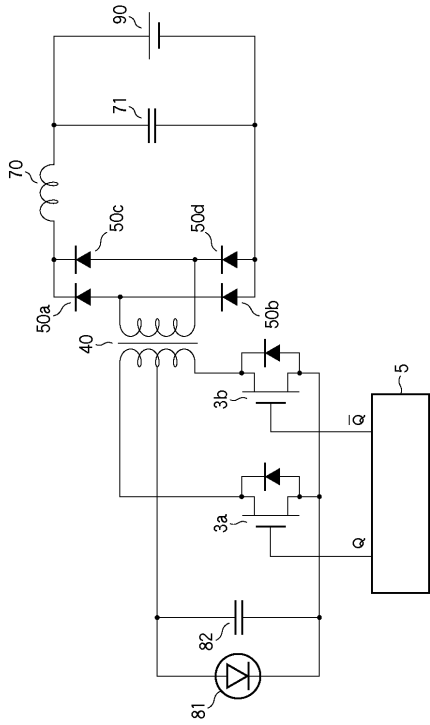
【 図 4 】



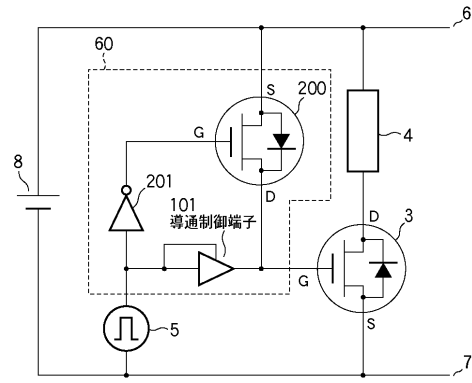
【 図 6 】



【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】

