(19)日本国特許庁(JP)
(12)特 許 公 報(B2)
(11)特許番号
特許第3977666号
(P3977666)
(45)発行日 平成19年9月19日(2007.9.19)
(24)登録日 平成19年6月29日(2007.6.29)

(51)Int.Cl.
HO5B 6/12 (2006.01)
HO2M 7/48 (2007.01)

F I
HO5B 6/12 324
HO5B 6/12 323
HO2M 7/48 A
HO2M 7/48 E

請求項の数 1 (全 17 頁)

(21)出願番号 特願2002-54419(P2002-54419)
(22)出願日 平成14年2月28日(2002.2.28)
(65)公開番号 特開2003-257604(P2003-257604A)
(43)公開日 平成15年9月12日(2003.9.12)
審査請求日 平成15年3月19日(2003.3.19)

(73)特許権者 000003078
株式会社東芝
東京都港区芝浦一丁目1番1号
(74)代理人 100071135
弁理士 佐藤 強
(72)発明者 田中 照也
愛知県瀬戸市穴田町991番地 株式会社東芝 愛知工場内
(72)発明者 滝本 等
愛知県瀬戸市穴田町991番地 株式会社東芝 愛知工場内
(72)発明者 林 秀竹
愛知県瀬戸市穴田町991番地 株式会社東芝 愛知工場内

最終頁に続く

(54)【発明の名称】インバータ調理器

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

加熱コイルまたは高周波トランスと共振用コンデンサと複数のスイッチング素子とを有しこのスイッチング素子を交互にスイッチング駆動することに基づいて高周波電力を発生するブリッジ型インバータ回路と、

前記スイッチング素子の少なくとも一方に設けたスナバ回路と、

前記スイッチング素子の駆動周波数を制御する駆動周波数制御手段と、

前記スイッチング素子の駆動パルス幅を制御する駆動パルス幅制御手段と、

入力電力を検出する入力検出手段と

を備え、

前記駆動周波数制御手段により、高入力領域と低入力領域との入力調整を行い、且つ、前記駆動パルス幅制御手段は、低入力領域のみで動作し、

該低入力領域では、前記入力検出手段により検出した入力電力が低くなるにつれ、駆動パルス幅を小さくしながら駆動周波数を順次上げることを特徴とするインバータ調理器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、ブリッジ型インバータ回路を備えたインバータ調理器に関する。

【0002】

【発明が解決しようとする課題】

図２５には、インバータ調理器である電磁調理器が示されている。同図において、直流電源回路１は、例えば１００Vの商用交流電源２を平滑・整流して直流電源を発生するものであり、整流のためのダイオードブリッジ３と、平滑のためのリアクタ４及びコンデンサ５とを備えて構成されている。前記リアクタ４にはノイズを抑える機能もある。

【０００３】

インバータ回路６は、加熱コイル７と共振用コンデンサ８とスイッチング素子９、１０とを有して構成され、各スイッチング素子９、１０には、フリーホイールダイオード１１、１２が逆並列接続されている。上記スイッチング素子９、１０は駆動部１３によりオンオフされるものであり、例えば図２６に示すように、デッドタイムを置いて交互にオンオフさせることにより、加熱コイル７に高周波電流を流し、鍋１４を誘導加熱する。

【０００４】

上述した電磁調理器では、通常は、上記インバータ回路６のスイッチング素子９、１０の駆動周波数（オンオフ周波数）を変えることにより、入力電力４００W～３kWの間で連続的に入力調整が行われる構成である。なお、入力電力４００w未満とする場合には、インバータ回路６を断続的に運転するようにしているが、加熱が断続となってしまう不具合があり、入力を高入力から低入力まで連続して調整したいという要望がある。

【０００５】

ここで、駆動周波数変更による連続調整により入力電力を４００W以下に調整するには、スイッチング素子９、１０の駆動周波数が高くなり過ぎてしまい、これでは、スイッチング損失が増え、冷却装置が大型化して、実用的ではない。

【０００６】

そこで、オンデューティー比を一義的に小さくして（駆動パルス幅を相対的に小さくする）スイッチング素子９、１０の駆動周波数を高入力から低入力まで変える方式とすると、入力電力が５０W程度でも、駆動周波数を１００kHzといった高周波数にせずに済む。

【０００７】

しかしこの場合、逆に高入力領域では、下アームのスイッチング素子１０がオンするとき、上アームのフリーホイールダイオード１１の逆回復時間の間（フリーホイールダイオードが逆導通している間）上下短絡が発生し、上アームのスイッチング素子９がオンするとき、下アームのフリーホイールダイオード１２の逆回復時間の間上下短絡が発生する。このため、インバータ損失が増大して、短絡電流によりノイズが発生する。

【０００８】

図２７は、上記ノイズ防止のためにスナバコンデンサ１５aを備えたスナバ回路１５を設ける構成が考えられるが、この場合も、一定デューティー比での駆動周波数の連続調整では、上述と同様に短絡電流が発生する。図２８には各スイッチング素子９、１０のスイッチングの様子とインバータ回路６に流れる電流の様子とをモード（a）～（j）に分けて示している。また、図２９には、各スイッチング素子９、１０のオンオフの様子（ベース電圧VGE1、VGE2）と、電流IL、電流Ic１と、スイッチング素子１０のコレクタ・エミッタ間電圧VCE2との関係を示している。なお、この図２９のタイミングa～jは上記各モード（a）～（j）のタイミングに合致している。

【０００９】

入力（入力電流IL）が大きくなると、モード（i）からモード（j）に移行するときに、スナバコンデンサ１５aに充電電流が流れ、電圧が低下している途中でスイッチング素子９がオンするため大きな短絡電流が流れ、このスイッチング素子９を破壊するおそれがある。

【００１０】

また、モード（d）からモード（e）に移行するときに、スナバコンデンサ１５aに充電電流が流れ、電圧が上昇している途中にスイッチング素子１０がオンするため大きな短絡電流が流れ、このスイッチング素子１０を破壊するおそれがある。また、駆動周波数を変えずに駆動パルス幅のみを変える方式もあるが、この場合には高入力から低入力までカバーすることができないものである。

【００１１】
なお、駆動周波数の変更制御の場合、その回路の特性上、インバータ回路６の発振周波数が設定値を超えてしまうことがあり、インバータ回路６における共振回路が誘導性から容量性に変化して回路の損失が増えることがあった。
【００１２】
本発明は上記事情に鑑みてなされたものであり、その目的は、駆動周波数が過度に高くなったり短絡電流が流れたりすることなく、高入力から低入力まで連続可変できるインバータ調理器を提供するにある。
【００１３】
【課題を解決するための手段】
請求項１の発明は、加熱コイルまたは高周波トランスと共振用コンデンサと複数のスイッチング素子とを有しこのスイッチング素子を交互にスイッチング駆動することに基づいて高周波電力を発生するブリッジ型インバータ回路と、
前記スイッチング素子の少なくとも一方に設けたスナバ回路と、
前記スイッチング素子の駆動周波数を制御する駆動周波数制御手段と、
前記スイッチング素子の駆動パルス幅を制御する駆動パルス幅制御手段と、
入力電力を検出する入力検出手段と
を備え、
前記駆動周波数制御手段により、高入力領域と低入力領域との入力調整を行い、且つ、前記駆動パルス幅制御手段は、低入力領域のみで動作し、
該低入力領域では、前記入力検出手段により検出した入力電力が低くなるにつれ、駆動パルス幅を小さくしながら駆動周波数を順次上げるところに特徴を有する。
【００１４】
入力電力は、入力設定により変更されたり、あるいは、負荷によって変化したりする。この場合、一定デューティー比での駆動周波数の調整のみで入力を変更しようとすると、周波数が高くなり過ぎたり、短絡電流が流れたりする。しかるに、この請求項１の発明においては、動周波数制御手段により、高入力領域と低入力領域との入力調整を行い、且つ、前記駆動パルス幅制御手段は、低入力領域のみで動作し、該低入力領域では、入力検出手段により検出した入力電力が低くなるにつれ、駆動パルス幅を小さくしながら駆動周波数を順次上げるから、周波数が過度に高くならずに且つ短絡電流が発生することなく入力を低領域から高領域まで連続的に変更することが可能となる。
【００２８】
【発明の実施の形態】
以下、本発明を例えば２口のクッキングヒータに適用した場合の第１の実施例につき図１ないし図４を参照して説明する。図２には、ビルトインタイプのクッキングヒータ２０の外観を示している。この図２において、トッププレート２１の上面には、３か所に鍋載置部２２a、２２ｂ、２２cが印刷により表示されている。このうち、左右の鍋載置部２２a、２２ｂの下方には、それぞれ加熱コイル２３、２３（図１参照）が配設されており、中央の鍋載置部２２ｃの下方には図示しないニクロム線ヒータが配設されている。
【００２９】
クッキングヒータ２０の前面部には、左側にロースタ２４が配設され、右側には操作パネル２５が配設されている。この操作パネル２５には、各種のスイッチやダイヤルなどの操作部２６が設けられており、この操作部２６には加熱コイル２３、２３のいわゆる火力コントロールのための入力設定手段たる入力設定器２６aが設けられている。なお前記鍋載置部２２a、２２bには負荷である鍋２７、２７が載置されるものである。
【００３０】
次に、図1を参照して電気的構成について説明する。なお、この図１では、一方の加熱コイル２３を駆動させる構成のみを示しているが、実際には、２個の加熱コイル２３、２３及びニクロム線ヒータを駆動させるための回路が構成されたものである。直流電源回路２８は、全波整流回路２９の交流入力端子を商用交流電源３０に接続し、直流接続端子をリ

アクタ３１を介して平滑コンデンサ３２の両端子間に接続した構成となっている。

【００３１】

平滑コンデンサ３２の両端子間には直流母線３３a、３３ｂを介してインバータ回路３４が接続されている。このインバータ回路３４は、スイッチング素子たるＩＧＢＴ３５a、３５bと、共振コンデンサ３６と、前述の加熱コイル２３と、フリーホイールダイオード３７a、３７bとを図示のように接続して構成されている。すなわち、前記直流母線３３a、３３ｂ間には、正側及び負側のスイッチング素子たるＩＧＢＴ３５a及び３５bからなるアームが接続されており、各ＩＧＢＴ３５a、３５bにはフリーホイールダイオード３７a、３７bがそれぞれ並列に接続されている。このインバータ回路３４の出力端子には、加熱コイル２３の一端が接続され、その加熱コイル２３の他端には、共振コンデンサ３６を介して直流母線３３bに接続され、加熱コイル２３及び共振コンデンサ３６により、共振回路３８が構成されている。インバータ回路３４の各ＩＧＢＴ３５a、３５bは、駆動部３９からゲートに駆動信号が与えられるようになっている。

【００３２】

インバータ回路３４を駆動制御する主体としてのマイクロコンピュータ４０は、内部にＲＯＭ、ＲＡＭなどを備えた構成とされており、入力電力に応じてＩＧＢＴ３５a、３５bを駆動制御するものであり、駆動周波数制御手段４１、駆動パルス幅制御手段４２としての機能を備えている。また、このマイクロコンピュータ４０は切替え手段４３としての機能も備えている。前記駆動周波数制御手段４１はＩＧＢＴ３５a、３５bの駆動周波数を変更するためのものであり、駆動パルス幅制御手段４２はＩＧＢＴ３５a、３５bの駆動パルス幅を変更するためのものである。

【００３３】

切替え回路４４は、駆動周波数制御手段４１の出力と駆動パルス幅制御手段４２の出力とを切替えて駆動部３９に与えるものである。

前記入力設定器２６aは、火力たる入力電力を設定するためのものであり、例えば、図３に示すように、３kW～５０Wの間で任意に入力電力を設定するようになっている。この入力設定器２６aによる入力設定値は前記切替え手段４３、駆動周波数制御手段４１及び駆動パルス幅制御手段４２に与えられるようになっている。

【００３４】

さて、前記マイクロコンピュータ４０における駆動周波数制御手段４１、駆動パルス幅制御手段４２及び切替え手段４３の動作を図３及び図４を参照しながら説明する。

駆動周波数制御手段４１は、入力設定器２６aによる入力設定値が８００W以上で３kW以下のときにはつまり高入力領域の場合には、入力設定値が高くなるにつれ、オンデューティー比一定のまま、駆動周波数を上げる（周期を短くする）ように制御する（図４（a）、（b）参照）。

【００３５】

駆動パルス幅制御手段４２は、入力設定器２６aによる入力設定値が８００W未満で３kW以上のときにはつまり低入力領域の場合には、入力設定値が低くなるにつれ、駆動周波数一定のまま、駆動パルス幅を小さくする（デッドタイムを大きくする）ように制御する（図４（c）、（d）参照）。

【００３６】

切替え手段４３は、入力設定器２６aによる入力設定値が８００W以上のとき（高入力領域）には、選択信号Saを出力して、切替え回路４４を、駆動周波数制御手段４１からの制御信号aを受け付けるように動作させる。駆動周波数制御手段４１は、８００W以上の入力設定値に応じて駆動周波数を制御して制御信号aを出力する

また、切替え手段４３は、８００W未満のときには、選択信号Sbを出力して、切替え回路４４を、駆動パルス幅制御手段４２からの制御信号ｂを受け付けるように動作させる。駆動パルス幅制御手段４２は８００W未満の入力設定値に応じて駆動パルス幅を制御して制御信号bを出力する。

【００３７】

このような実施例によれば、入力電力この場合入力設定器２６aにより設定される入力電力に応じて駆動周波数制御手段４１及び駆動パルス幅制御手段４２を切り替えるから、つまり、駆動周波数制御手段４１及び駆動パルス幅制御手段４２により入力調整を行うから、周波数が過度に高くならずに且つ短絡電流が発生することなく入力を低領域から高領域まで連続的に変更することができる。

【００３８】

また、本実施例によれば、高入力領域における入力調整を、駆動周波数制御手段４１による駆動周波数制御により行い、低入力領域における入力調整を駆動パルス幅制御手段４２による駆動パルス幅制御により行うようにしている。これにおいては、駆動周波数制御は高入力領域を受け持つことになるから、高入力領域から低入力領域まで受け持つ場合とは異なり、短絡電流を発生させることなく高入力領域での入力を良好に連続的に変更できる。また、低入力領域は駆動パルス幅制御により受け持つので、適正な駆動パルス幅から順次小さくしてゆくことにより、入力を連続的に下げてゆくことができ、この場合、駆動周波数を高くせずに済む。

【００３９】

図５は第２の実施例を示しており、この実施例においては、ＩＧＢＴ３５aに対してスナバコンデンサ４５aを備えたスナバ回路４５を接続すると共に、ＩＧＢＴ３５bに対してスナバコンデンサ４６aを備えたスナバ回路４６を接続している点が第１の実施例と異なる。

この実施例によれば、スナバ回路４５、４６によりそれぞれＩＧＢＴ３５a、３５bの電圧の立ち上がりを緩和してノイズの発生及びスイッチング損失を抑えることができて、効率向上に寄与できる。そして、このようなスナバ回路４５、４６を備えた構成においても、高入力領域を駆動周波数制御にて受け持ち、低入力領域を駆動パルス幅制御にて受け持つから、高入力領域から低入力領域にかけて連続して良好な入力調整を図ることができる。なお、スナバ回路としてはスナバコンデンサと抵抗とから構成してもよい。さらに、複数（２つ）のＩＧＢＴに対してひとつのスナバ回路でも良い。

【００４０】

図６は第３の実施例を示しており、この実施例においては、第２の実施例における切替え手段４３に代えて、入力検出手段５１を設けた点が異なる。この入力検出手段には、入力設定器２６aからの設定入力の他に、図示しないが電流検出手段による入力電流検出信号や、インバータ電流検出信号、あるいは図示しない電圧検出手段による共振コンデンサ３６の電圧検出信号などを受けて入力電力を検出し、その検出入力電力が、第１の実施例における図３に示したと同様の値となったときに第１の実施例と同様の制御を行う。

【００４１】

すなわち、上記検出入力電力が８００W以上のときには、選択信号Saを出力して切替え回路４４を駆動周波数制御手段４１の制御信号a受付へと動作させる。このとき、駆動周波数制御手段４１は検出入力電力が高くなるにつれ、オンデューティー比一定のまま、駆動周波数を上げる（周期を短くする）ように制御する（図４（a）、（b）参照）。さらに、上記検出入力電力が８００W未満のときには、選択信号Sbを出力して切替え回路４４を駆動パルス幅制御手段４２の制御信号b受付へと動作させる。このとき、駆動パルス幅制御手段４２は入力設定値が低くなるにつれ、駆動周波数一定のまま、駆動パルス幅を小さくするように制御する（図４（c）、（d）参照）。

【００４２】

図７ないし図９は第４の実施例を示しており、次の点が第３の実施例と異なる。すなわち、低入力領域を制御する制御手段として駆動周波数制御手段と駆動パルス幅制御手段とから１ユニットとして構成された駆動周波数制御・駆動パルス幅制御手段５２を設けている。

【００４３】

検出入力電力が８００W未満のときには、選択信号Sbを出力して切替え回路４４を駆動周波数制御・駆動パルス幅制御手段５２の制御信号b受付へと動作させる。このとき駆動

周波数制御・駆動パルス幅制御手段５２は、検出入力電力が低くなるにつれ、駆動パルス幅を小さくしながら、駆動周波数も順次上げるように制御する（図９（c）、（d）参照）。

【００４４】

この実施例によれば、低入力領域での入力調整を、駆動パルス幅制御のみならず駆動周波数制御も行うので、駆動パルス幅に合わせて駆動周波数を設定すれば、周波数を高くすることなくきめの細かい制御が可能となる。

なお、駆動周波数制御手段と駆動パルス幅制御手段とを備えた１ユニットの駆動周波数制御・駆動パルス幅制御手段５２に代えて、駆動周波数制御手段４１と駆動パルス幅制御手段４２とを用いて、駆動周波数制御と駆動パルス幅制御とを同時に行うようにしても良い。要するに、駆動周波数制御手段と駆動パルス幅制御手段との機能を、１ユニットで備えるか、単独ユニットで備えるかはいずれでも良い。

【００４５】

図１０ないし図１２は第５の実施例を示しており、次の点が第３の実施例と異なる。すなわち、高入力領域を制御する制御手段として駆動周波数制御手段と駆動パルス幅制御手段とから１ユニットとして構成された駆動周波数制御・駆動パルス幅制御手段５３を設けている。

【００４６】

検出入力電力が８００Ｗ以上のときには、駆動周波数制御・駆動パルス幅制御手段５３らかの制御信号aが切替え回路４４により受け付けられる。このとき、駆動周波数制御・駆動パルス幅制御手段５３は、検出入力電力が高くなるにつれ、駆動周波数を上げ、さらに駆動パルス幅を同じオンデューティー比の場合に比して小さくする。（図１２（a）、（b）参照）。

【００４７】

この実施例によれば、高入力領域における入力調整を、駆動周波数制御のみならず駆動パルス幅制御にて行うから、高入力領域において短絡電流を発生することなく、さらにきめの細かい入力調整制御を行うことが可能となる。なお、上述の駆動パルス幅は同じオンデューティー比の場合に比して大きくしても良い。

【００４８】

図１３ないし図１５は第６の実施例を示している。この実施例においては、高入力領域での入力調整を駆動周波数制御・駆動パルス幅制御手段５４にて受け持ち、低入力領域での入力調整を駆動周波数制御手段５５にて受け持つようにしたところが第３の実施例と異なる。すなわち、検出入力電力が８００Ｗ以上のときには、検出入力が上がるにつれて、駆動パルス幅を大きくしながら、駆動周波数も小さく変更する。（図１５（a）、（b）参照）。検出入力電力が８００Ｗ未満のときには、一定のデューティー比とし、検出入力電力が低くなるにつれ、駆動周波数を順次上げるように制御する（図１５（c）、（d）参照）。

【００４９】

この実施例によれば、高入力領域における入力調整を、駆動パルス幅制御により受け持ち、これに加えて駆動周波数制御も行うから、高入力領域において短絡電流を発生することなく、さらにきめの細かい入力調整制御を行うことが可能となる。そして、低入力領域における入力調整を駆動周波数制御により受け持つから、駆動パルス幅を大きくならないデューティー比に設定して駆動周波数を上げてゆくことにより、周波数を高くすることなく入力を連続的に下げてゆくことができる。

【００５０】

図１６ないし図１８は第７の実施例を示しており、高入力領域での入力調整を駆動パルス幅制御手段５６にて受け持つようにしたところが第６の実施例と異なる。すなわち、検出入力電力が８００Ｗ以上のときには、検出入力が上がるにつれて、周波数一定で、駆動パルス幅を大きくするように変更する。（図１８（a）、（b）参照）。

【００５１】

この実施例によれば、高入力領域における入力調整を、駆動パルス幅制御により受け持つので、高入力領域から低入力領域までを駆動パルス幅制御で行う場合と異なり、無理のないパルス幅による高入力領域での入力調整を行うことができる。

【００５２】

図１９ないし図２１は第８の実施例を示しており、この実施例においては、低入力領域を駆動周波数・駆動パルス幅制御手段５７により受け持つようにしたところが上記第７の実施例と異なる。すなわち、検出入力電力が８００W未満のときには、検出入力が低くなるにつれて、駆動周波数を高くする他に、駆動パルス幅を小さく変更する。（図２１（c）、（d）参照）。

【００５３】

図２２は第９の実施例を示している。この実施例においては、インバータ停止手段５８を設けた点が第３の実施例と異なる。すなわち、インバータ停止手段５８は、検出入力電力の上昇あるいは下降がしきい値８００Wを通過するところを検出して、駆動部３９に一時的にインバータ停止信号を出力して、インバータ動作を停止させるようになっている。従って、駆動周波数制御手段４１の駆動周波数制御と駆動パルス幅制御手段４２の駆動パルス幅制御との切替えを、インバータ回路の動作を停止させてから行うようになっている。この実施例によれば、駆動周波数制御と駆動パルス幅制御とを切替えインバータ回路３４の動作を停止させてから行うので、インバータ回路３４の動作を急変させることがなく、ＩＧＢＴ３５a、３５bの破損のおそれがなくなる。

【００５４】

なお、インバータ回路３４の短絡電流を検出する短絡電流検出手段を設け、この短絡電流検出手段により短絡電流が検出されたときには、駆動周波数制御手段４１の駆動周波数制御と駆動パルス幅制御手段４２の駆動パルス幅制御との切替えを行うようにしても良い。このようにすると、短絡電流が発生したところの制御形態から別の制御形態に切替えるから、短絡電流の発生を防止できる。また、この切替え前にインバータ回路３４の動作を停止させるようにしても良い。

【００５５】

図２３は第１０の実施例を示しており、この実施例においては、インバータ調理器として電子レンジを示した点が第１の実施例と異なる。すなわち、加熱コイルの代わりに、マグネトロン５９を駆動するための高周波トランス６０を設けている。この実施例においても第1の実施例と同様の効果を得ることができる。

【００５６】

図２４は第１１の実施例を示しており、次の点が第３の実施例（図６）と異なる。すなわち、スナバ回路４６はＩＧＢＴ３５ｂに対して設けられ、共振コンデンサ３６の電圧位相を検出する共振コンデンサ電圧位相検出手段６１が設けられている。マイクロコンピュータ４０には、位相差設定手段６２、位相差検出手段６３、比較演算手段６４、駆動周波数制御手段６５、駆動パルス幅制御手段６６としての機能が備えられている。

【００５７】

位相差設定手段６２は、入力検出手段５１からの検出入力により位相差を設定する。位相差検出手段６３には、インバータ回路３４の出力電圧が相関する第1の信号Ｓ１が与えられると共に、共振コンデンサ電圧位相検出手段６１から出力される、インバータ回路３４の出力電流に位相が相関する第２の信号Ｓ２が与えられ、それらの位相差を検出する。この位相差検出手段６３の位相差検出値と、前記位相差設定手段６２の位相差設定値とが比較演算手段６４に与えられて、この比較演算手段６４により両値を比較して等しくなるように駆動周波数制御手段６５に指令を出す。

【００５８】

駆動周波数制御手段６５は比較演算手段６４からの指令に応じた駆動周波数制御信号を出力して駆動パルス幅制御手段６６に与える。このとき、駆動パルス幅制御手段６６は、前記入力検出手段５１の検出入力に応じて駆動パルス幅を調整する。

【００５９】

この第１１の実施例によれば、比較演算手段６４による比較結果から直接適切な周波数に変更するので、共振回路３８のインピーダンスが容量性となる周波数条件で駆動されることを防止でき、常に共振周波数あるいは誘導性のインピーダンスとなる周波数で駆動することができるようになり、損失の派生を極力抑制できる。そして、その周波数としながら、入力に応じてパルス幅を調整するので、高入力領域から低入力領域まで幅広い入力調整ができるものである。

【００６０】

なお、本発明は上記した各実施例に限定されず、次のように変更しても良い。駆動周波数制御手段の駆動周波数制御による入力調整を、インバータ回路の共振周波数以上となる周波数で行うようにしても良い。このようにすると、誘導性の状況でインバータ回路を動作できてフリーホイールダイオードの逆回復特性による短絡電流発生がない。また、スナバ回路としては、コンデンサと抵抗とから構成しても良い。さらに、高入力領域と低入力領域とのしきい値８００Wは適宜変更しても良い。さらにまた、しきい値を複数設けて、各入力領域において、駆動周波数制御、駆動パルス幅制御、その両方による制御を適宜行うようにしても良い。

【００６１】

【発明の効果】

本発明は以上の説明から明らかなように、駆動周波数が過度に高くなったり短絡電流が流れたりすることなく、高入力から低入力まで連続可変できる。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の第１の実施例を示す電気的構成図

【図２】外観斜視図

【図３】入力と駆動制御形態との関係を示す図

【図４】図３における各入力におけるLA、LB、LC、LDに応じたＩＧＢＴのオンオフの様子を示す図

【図５】本発明の第２の実施例を示す図１相当図

【図６】本発明の第３の実施例を示す図１相当図

【図７】本発明の第４の実施例を示す図１相当図

【図８】図３相当図

【図９】図４相当図

【図１０】本発明の第５の実施例を示す図１相当図

【図１１】図３相当図

【図１２】図４相当図

【図１３】本発明の第６の実施例を示す図１相当図

【図１４】図３相当図

【図１５】図４相当図

【図１６】本発明の第７の実施例を示す図１相当図

【図１７】図３相当図

【図１８】図４相当図

【図１９】本発明の第８の実施例を示す図１相当図

【図２０】図３相当図

【図２１】図４相当図

【図２２】本発明の第９の実施例を示す図１相当図

【図２３】本発明の第１０の実施例を示す図１相当図

【図２４】本発明の第１１の実施例を示す図６相当図

【図２５】従来例を示す図１相当図

【図２６】スイッチング素子のオンオフの様子を示す図

【図２７】インバータ回路における各部の電流、電圧を示すための回路図

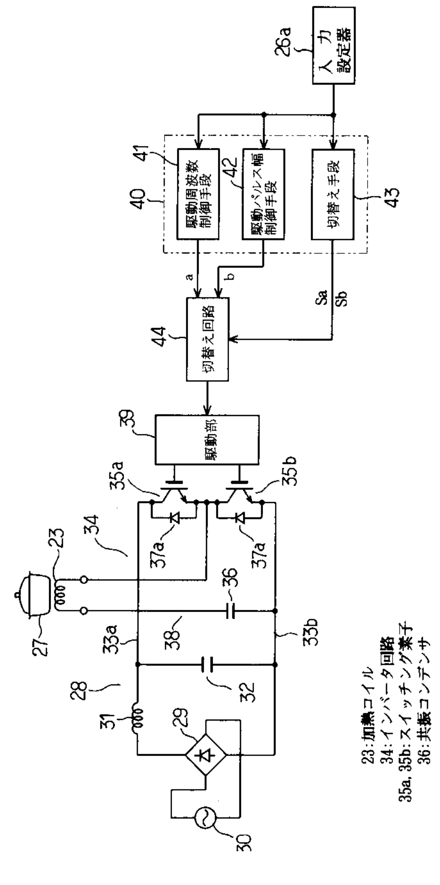
【図２８】スイッチング時におけるインバータ回路の電流の様子を示す図

【図２９】スイッチング、電流、電圧の変化の様子を示す波形図

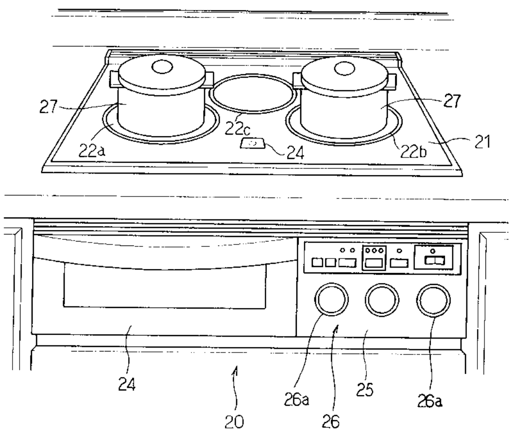
【符号の説明】

２３は加熱コイル、２６aは入力設定器、２８は直流電源回路、３４はインバータ回路、３５a、３５bはＩＧＢＴ（スイッチング素子）、３６は共振コンデンサ、３７a、３７bはフリーホイールダイオード、４０はマイクロコンピュータ、４１は駆動周波数制御手段、４２は駆動パルス幅制御手段、４３は切替え手段、４５a、４６aはスナバコンデンサ、４５、４６はスナバ回路、５１は入力検出手段、５２、５３、５４、５７は駆動周波数制御・駆動パルス幅制御手段（駆動周波数制御手段、駆動パルス幅制御手段）、５５は駆動周波数制御手段、５６は駆動パルス幅制御手段、５８はインバータ停止手段、６１は共振コンデンサ電圧位相検出手段、６２は位相差設定手段、６３は位相差検出手段、６４は比較演算手段を示す。

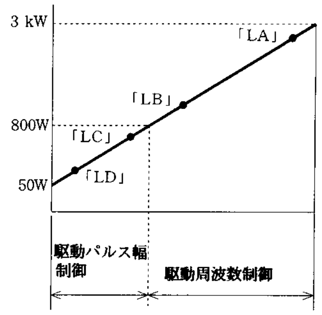
【図１】



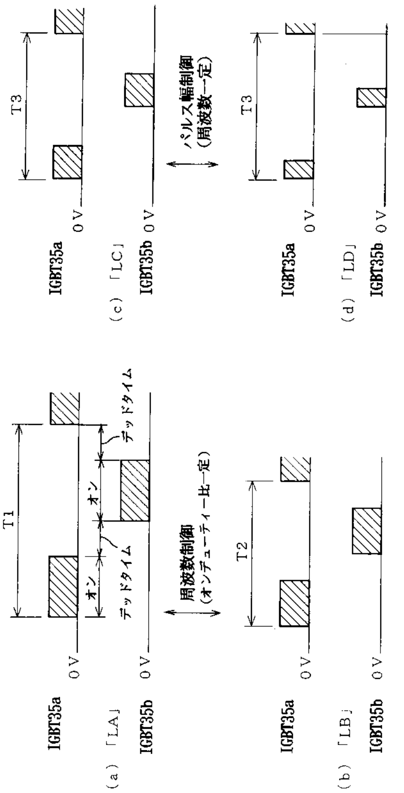
【図２】



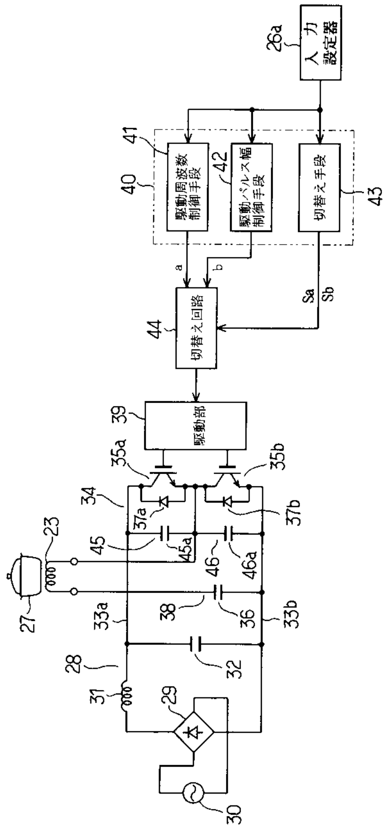
【図３】


3 kW
800W
50W
「LA」
「LB」
「LC」
「LD」
駆動パルス幅制御
駆動周波数制御

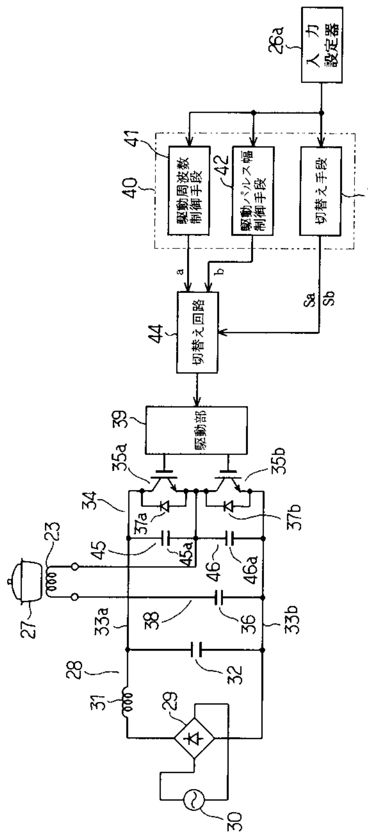
【図４】


(a) 「LA」
IGBT35a
IGBT35b
0V
T1
オン
デッドタイム
周波数制御
(オンデューティー比一定)
(b) 「LB」
T2
(c) 「LC」
T3
パルス幅制御
(周波数一定)
(d) 「LD」

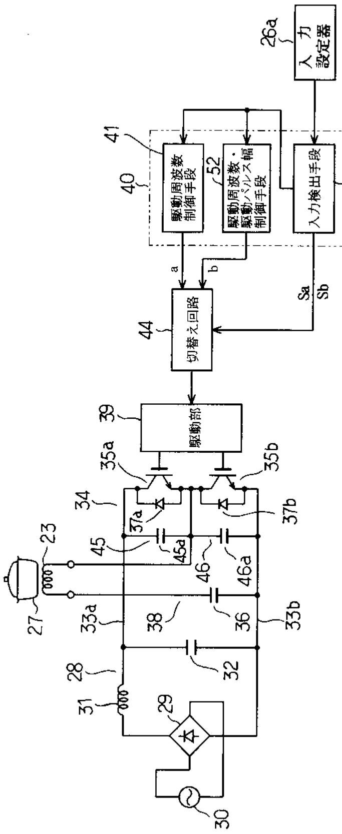
【図５】


入力設定器
26a
40
41
駆動周波数制御手段
42
駆動パルス幅制御手段
切替え手段
43
a
b
Sa
Sb
44
切替え回路
39
駆動部
35a
35b
34
37a
37b
23
45
45a
46
46a
27
33a
38
36
33b
28
32
31
29
30

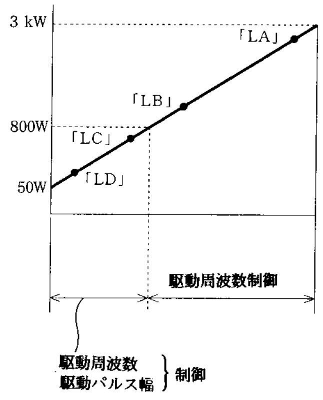
【図６】


入力設定器
26a
40
41
駆動周波数制御手段
42
駆動パルス幅制御手段
切替え手段
51
a
b
Sa
Sb
44
切替え回路
39
駆動部
35a
35b
34
37a
37b
23
45
45a
46
46a
27
33a
38
36
33b
28
32
31
29
30

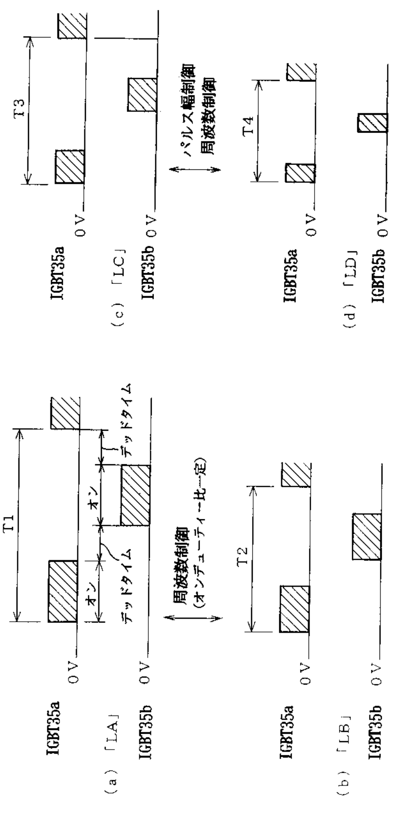
【図７】


26a
入　力
設定器
41
駆動周波数
制御手段
52
駆動周波数・
駆動パルス幅
制御手段
入力検出手段
40
51
a
b
Sa
Sb
44
切替え回路
39
駆動部
35a
35b
34
37a
37b
23
45
45a
46
46a
27
33a
38
36
33b
28
32
31
29
30

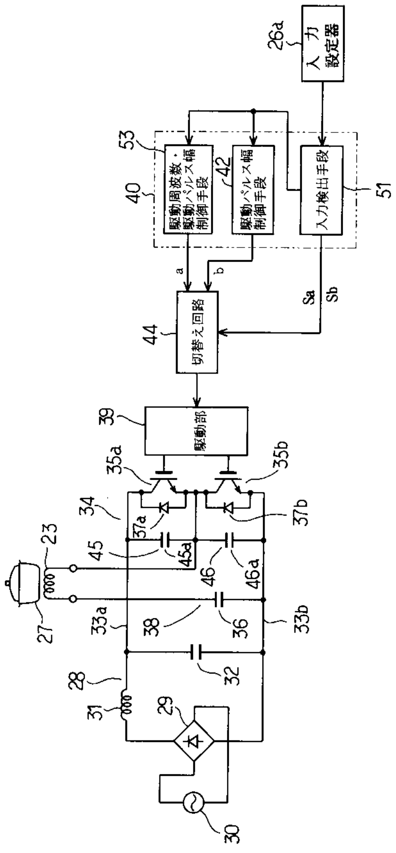
【図８】


3 kW
「LA」
「LB」
800W
「LC」
50W
「LD」
駆動周波数制御
駆動周波数
駆動パルス幅
制御

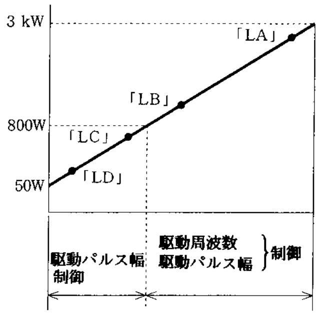
【図９】


IGBT35a
（a）「LA」
IGBT35b
0 V
T1
オン
デッドタイム
周波数制御
（オンデューティー比一定）
IGBT35a
（b）「LB」
IGBT35b
T2
IGBT35a
（c）「LC」
IGBT35b
T3
パルス幅制御
周波数制御
IGBT35a
（d）「LD」
IGBT35b
T4

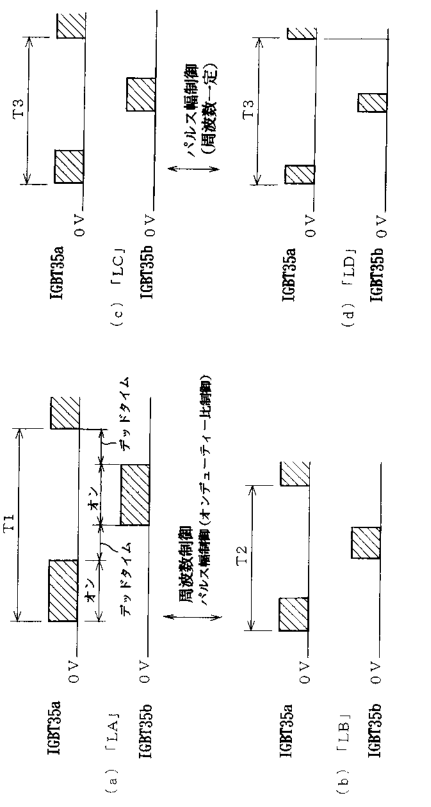
【図１０】


26a
入　力
設定器
53
駆動周波数・
駆動パルス幅
制御手段
42
駆動パルス幅
制御手段
入力検出手段
40
51
a
b
Sa
Sb
44
切替え回路
39
駆動部
35a
35b
34
37a
37b
23
45
45a
46
46a
27
33a
38
36
33b
28
32
31
29
30

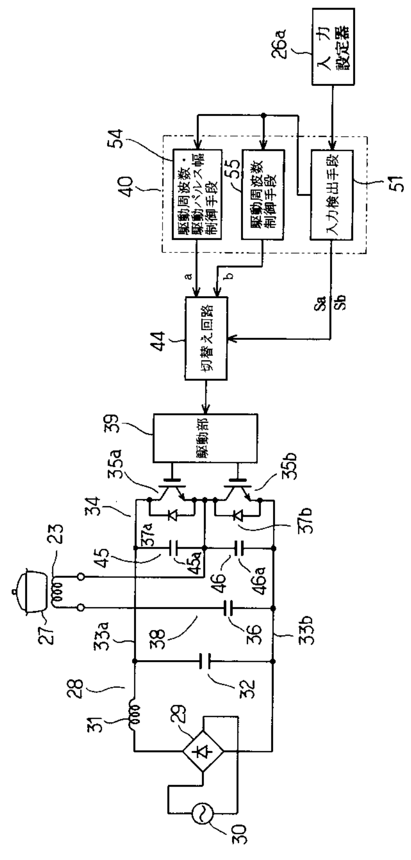
【図１１】



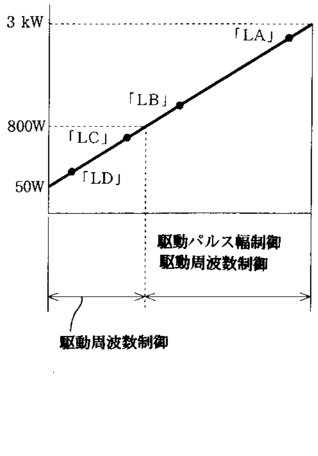
【図１２】



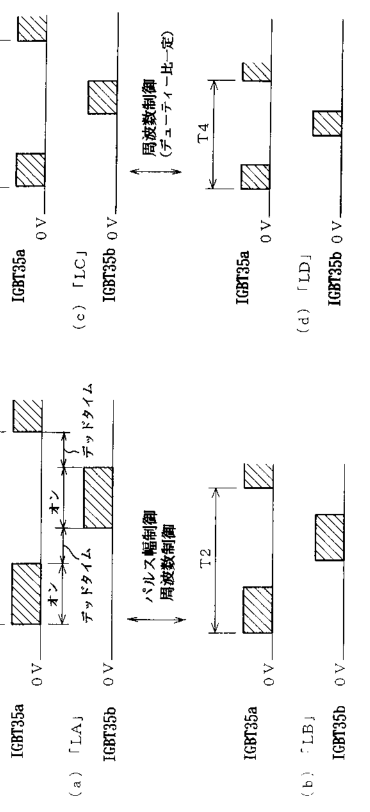
【図１３】



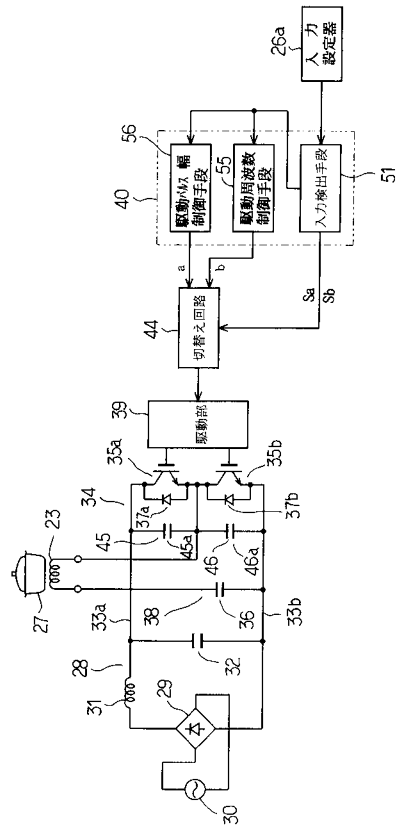
【図１４】



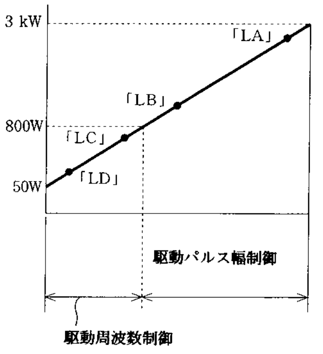
【図１５】



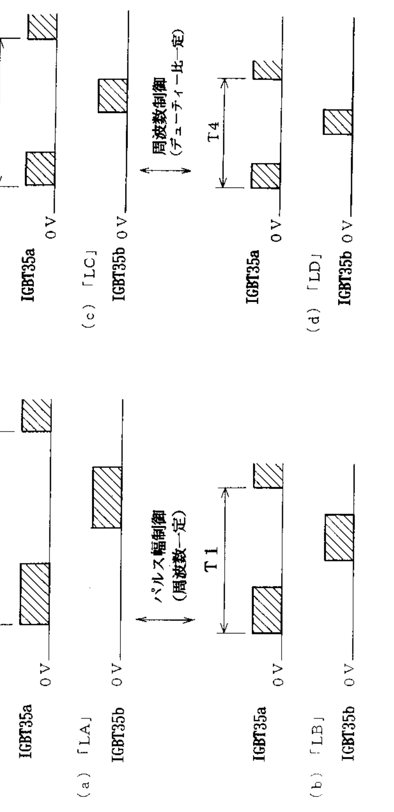
【図１６】



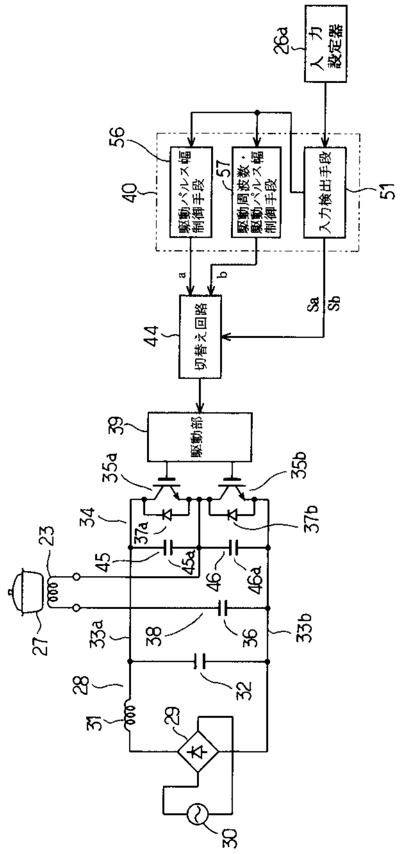
【図１７】



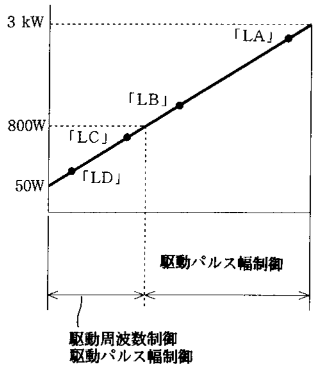
【図１８】



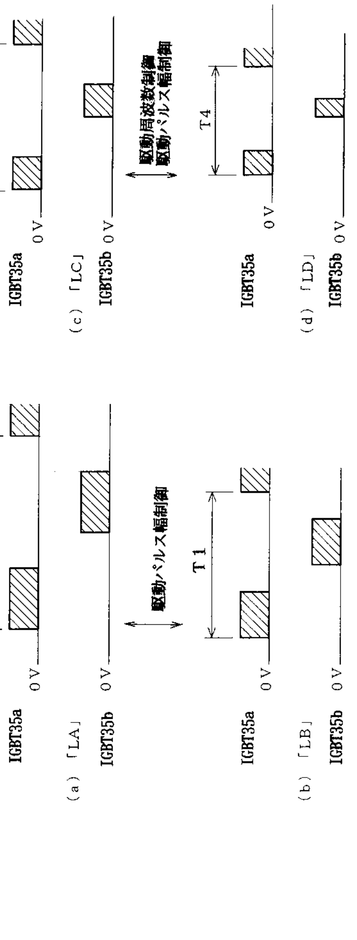
【図１９】



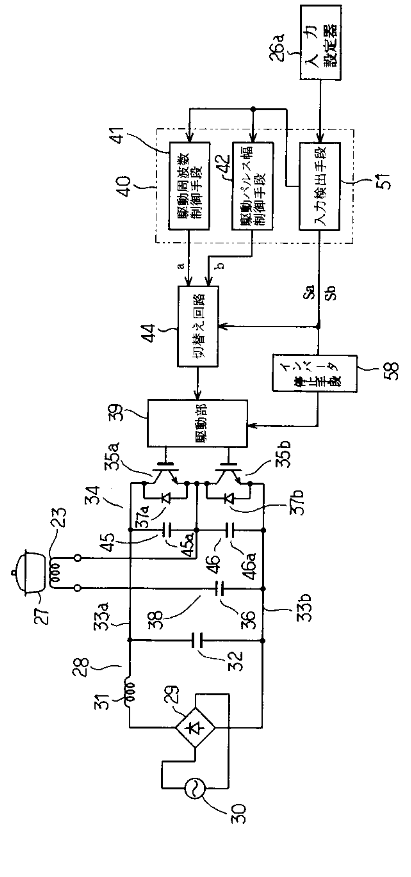
【図２０】



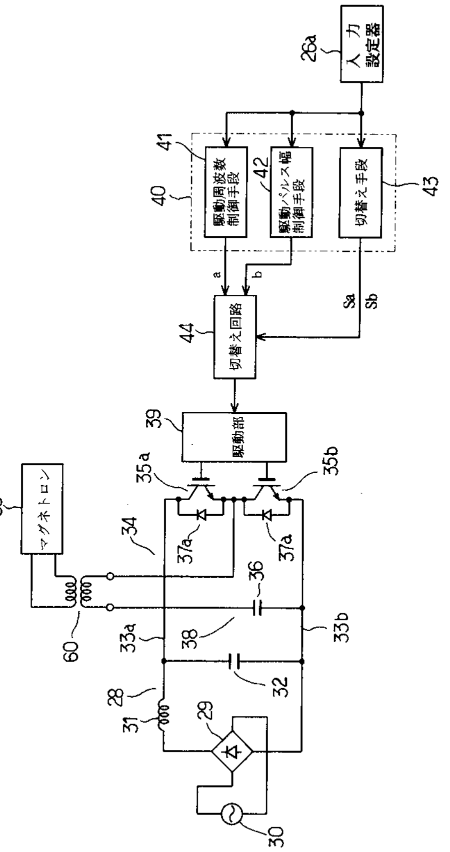
【図２１】



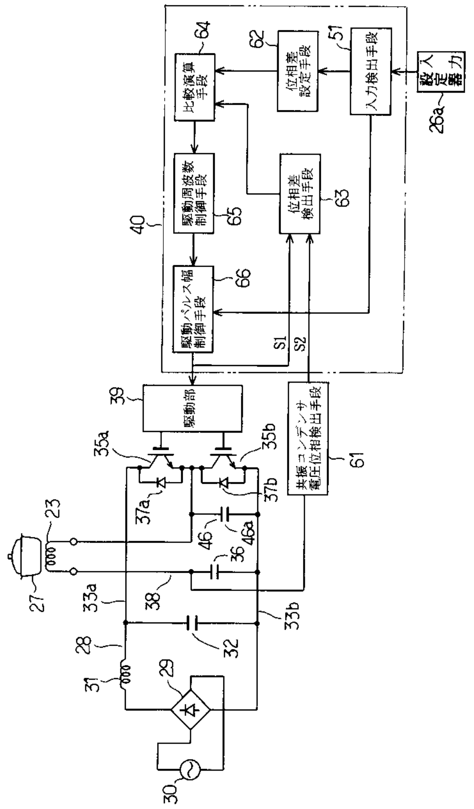
【図２２】



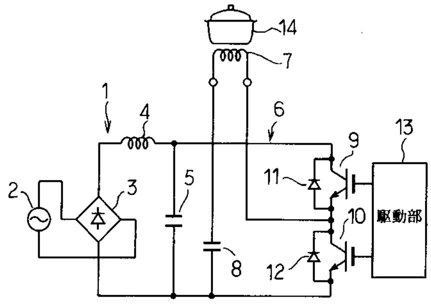
【図２３】



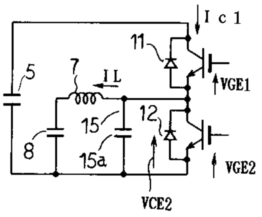
【図２４】



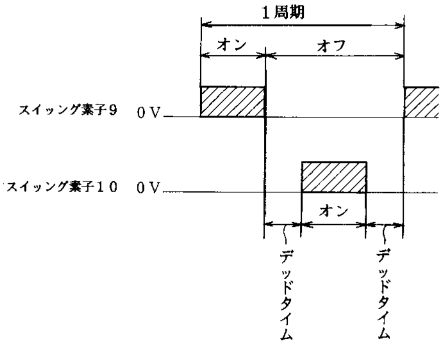
【図２５】



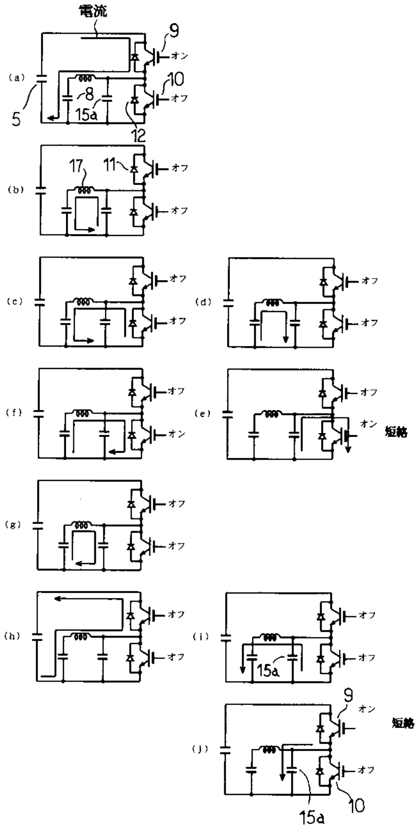
【図２７】



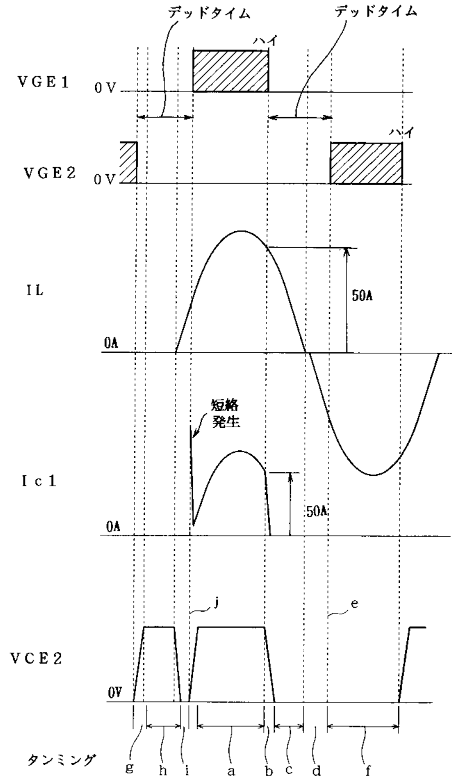
【図２６】



【図２８】


電流
9
オン
(a)
8
10
オフ
15a
5
12
(b)
17
11
オフ
オフ
(c)
オフ
オフ
(d)
オフ
オフ
(f)
オフ
オン
(e)
オフ
オン
短絡
(g)
オフ
オフ
(h)
オフ
オフ
(i)
オフ
オフ
15a
(j)
9
オン
短絡
オフ
15a
10

【図２９】


デッドタイム
デッドタイム
ハイ
VGE1
0V
VGE2
0V
ハイ
IL
0A
50A
短絡
発生
Ic1
0A
50A
j
e
VCE2
0V
タンミング
g
h
i
a
b
c
d
f

フロントページの続き

審査官　結城　健太郎

(56)参考文献　特開２００１－１２８４６２（ＪＰ，Ａ）
特開平０１－３１５９８０（ＪＰ，Ａ）
特開２０００－０４８９４５（ＪＰ，Ａ）
特開２００１－３１３１５９（ＪＰ，Ａ）
特開２００３－１５１７４８（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
H05B　6/12
H02M　7/48
H05B　6/68