(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第4570580号
(P4570580)
(45)発行日　平成22年10月27日(2010.10.27)　(24)登録日　平成22年8月20日(2010.8.20)

(51)Int.Cl.　F I
H05B 6/12 (2006.01)　H05B 6/12 331

請求項の数 5 (全 14 頁)

(21)出願番号　特願2006-74056(P2006-74056)
(22)出願日　平成18年3月17日(2006.3.17)
(65)公開番号　特開2007-250409(P2007-250409A)
(43)公開日　平成19年9月27日(2007.9.27)
審査請求日　平成20年2月7日(2008.2.7)

(73)特許権者　000006013
三菱電機株式会社
東京都千代田区丸の内二丁目７番３号
(73)特許権者　000176866
三菱電機ホーム機器株式会社
埼玉県深谷市小前田１７２８－１
(74)代理人　100085198
弁理士　小林　久夫
(74)代理人　100098604
弁理士　安島　清
(74)代理人　100061273
弁理士　佐々木　宗治
(74)代理人　100070563
弁理士　大村　昇

最終頁に続く

(54)【発明の名称】誘導加熱調理器

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
交流電源を整流して直流に変換する直流電源回路と、該直流電源回路の正負母線間に直列に接続された第１および第２スイッチング素子を交互にオンオフして高周波電圧を発生するインバータ回路と、該インバータ回路の出力に接続された加熱コイル及び共振コンデンサからなる負荷回路と、前記インバータ回路を構成する第１または第２スイッチング素子の何れか一方の両端に並列に接続されたスナバコンデンサと第３スイッチング素子によるスナバ回路と、前記インバータ回路の第１、第２スイッチング素子およびスナバ回路の第３スイッチング素子に駆動信号を出力する制御手段とを備え、
前記制御手段は前記インバータ回路の第１および第２スイッチング素子に対する駆動信号の周波数及び導通比の少なくとも一方を変化させて加熱出力を制御するとともに、前記スナバ回路が並列に接続された前記第１または第２スイッチング素子が導通している状態において前記第３スイッチング素子の導通・非導通の切り換えを行うことを特徴とする誘導加熱調理器。
【請求項２】
前記負荷回路に流れる電流を検出する負荷電流検出手段を設け、
前記制御手段は、前記スナバコンデンサが接続されているときに前記負荷電流検出手段により検出された電流が閾値より小さい場合に前記スナバコンデンサの切り離しを行うと決定し、
また、前記スナバコンデンサが切り離されてるときに前記負荷電流検出手段により検出

された電流が閾値より大きい場合に前記スナバコンデンサを接続すると決定し、
前記制御手段は、この決定に基づく前記スナバコンデンサの接続または切り離しを、前記スナバ回路が並列に接続された前記第１または第２スイッチング素子が導通している状態において実行することを特徴とする請求項１記載の誘導加熱調理器。
【請求項３】
前記制御手段は、第１および第２スイッチング素子の少なくとも一方のスイッチング素子の通電率が閾値より小さい場合に前記スナバコンデンサの切り離しを行うと決定し、
また、第１および第２スイッチング素子のいずれのスイッチング素子の通電率も閾値より大きい場合に前記スナバコンデンサを接続すると決定し、
前記制御手段は、この決定に基づく前記スナバコンデンサの接続または切り離しを、前記スナバ回路が並列に接続された前記第１または第２スイッチング素子が導通している状態において実行することを特徴とする請求項１記載の誘導加熱調理器。
【請求項４】
前記負荷回路に流れる電流を検出する負荷電流検出手段を設け、
前記制御手段は、
第１および第２スイッチング素子のターンオンから所定時間経過後のタイミングと、前記負荷電流検出手段で検出する電流の転流タイミングとを比較し、少なくとも一方のスイッチング素子のターンオンから所定時間経過後のタイミングより転流タイミングの方が早い場合に、前記スナバコンデンサの切り離しを行うと決定し、
また、いずれのスイッチング素子のターンオンから所定時間経過後のタイミングより転流タイミングの方が遅い場合に、前記スナバコンデンサを接続すると決定し、
前記制御手段は、この決定に基づく前記スナバコンデンサの接続または切り離しを、前記スナバ回路が並列に接続された前記第１または第２スイッチング素子が導通している状態において実行することを特徴とする請求項１記載の誘導加熱調理器。
【請求項５】
スナバ回路電圧変動検出手段を設け、
前記制御手段は、
前記スナバ回路電圧変動検出手段の出力によりスナバ電圧の変動速度が所定値より大きいと判断し、且つそのスナバ電圧変動のピークが生じるタイミングが、第１および第２スイッチング素子のうち、いずれか一方のスイッチング素子のターンオンするタイミングより後の場合に、前記スナバコンデンサの切り離しを行うと決定し、
また、前記スナバ回路電圧変動検出手段の出力によりスナバ電圧の変動速度が所定値より大きいと判断し、且つそのスナバ電圧変動のピークが生じるタイミングが、第１および第２スイッチング素子のうち、いずれか一方のスイッチング素子のターンオンするタイミングより前の場合に、前記スナバコンデンサを接続すると決定し、
前記制御手段は、この決定に基づく前記スナバコンデンサの接続または切り離しを、前記スナバ回路が並列に接続された前記第１または第２スイッチング素子が導通している状態において実行することを特徴とする請求項１記載の誘導加熱調理器。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
この発明は、一般家庭において使用される誘導加熱調理器に関するものである。
【背景技術】
【０００２】
従来の誘導加熱調理器においては、入力の大きさや負荷の種類、フライホイールダイオードに流れる電流の有無によってスナバコンデンサの容量を切り換え、高入力時等の場合にはスナバコンデンサの容量を大きくしてスイッチング素子のターンオフ損失を低減するとともに、低入力時等にはスナバコンデンサの容量を小さくしてスイッチング素子のターンオン時にスナバコンデンサを経由してスイッチング素子に短絡電流の流れるのを防止し、スイッチング素子の損失を大幅に低減している（例えば、特許文献１参照）。

【０００３】
【特許文献１】特開平５－９４８６８号公報
【発明の開示】
【発明が解決しようとする課題】
【０００４】
従来の誘導加熱調理器では、入力検出部や負荷検出部の出力によって、あるいは、フライホイールダイオード電流を検出するダイオード電流検出回路の出力によって、接続するスナバコンデンサの容量を切り替えてスイッチング損失を低減するため、使用者により加熱火力が変更された場合等には、加熱動作途中すなわちインバータ回路動作中にスナバコンデンサを切り離したり、あるいは接続したりすることになる。
【０００５】
特に、インバータ回路動作中にスナバコンデンサを接続する場合には、スナバコンデンサに印加されている電圧と、接続するスナバコンデンサに充電されている電圧に差が生じる可能性が高く、スナバコンデンサを接続した際にスナバコンデンサを経由して、インバータ回路のスイッチング素子に大きな短絡電流が流れ、大きなスイッチング損失を発生させる問題点がある。そのため、スナバコンデンサの容量を切り換える際には、インバータ回路の動作を一旦停止する必要があり、スムースに火力出力の制御ができない問題点があった。
【０００６】
この発明は、上記問題点を解決するためになされたもので、加熱出力制御中にもスナバコンデンサの接続・切り離しを可能として、低出力から高出力まで、スムースな火力調整を可能とした誘導加熱調理器を得ることを目的としている。
【課題を解決するための手段】
【０００７】
この発明に係る誘導加熱調理器は、交流電源を整流して直流に変換する直流電源回路と、直流電源回路の正負母線間に直列に接続された第１および第２スイッチング素子を交互にオンオフして高周波電圧を発生するインバータ回路と、インバータ回路の出力に接続された加熱コイル及び共振コンデンサからなる負荷回路と、インバータ回路を構成する第１または第２スイッチング素子の何れか一方の両端に並列に接続されたスナバコンデンサと第３スイッチング素子によるスナバ回路と、インバータ回路の第１、第２スイッチング素子およびスナバ回路の第３スイッチング素子に駆動信号を出力する制御手段とを備え、
制御手段はインバータ回路の第１および第２スイッチング素子に対する駆動信号の周波数及び導通比の少なくとも一方を変化させて加熱出力を制御するとともに、スナバ回路が並列に接続された第１または第２スイッチング素子が導通している状態において第３スイッチング素子の導通・非導通の切り換えを行うものである。
【発明の効果】
【０００８】
この発明は、インバータ制御手段が、スナバコンデンサと並列に接続されているインバータ回路のスイッチング素子が導通中に、スナバコンデンサの接続・切り離し状態を切り換えるようにしたので、スナバコンデンサに充電された電荷が無く、また、スナバコンデンサに印加される電圧も無いため、スナバコンデンサに充電電流あるいは放電電流が流れない状態でのスナバコンデンサの接続状態切り換えを可能としたものであり、その結果、インバータ回路動作中にスナバコンデンサの接続・切り離しを行っても、スナバコンデンサを経由した短絡電流がスイッチング素子に流れず、低火力から高火力までスムースに火力調整することができる誘導加熱調理器を得ることができる。
【発明を実施するための最良の形態】
【０００９】
実施の形態１.
図１は、この発明を実施するための実施の形態１における誘導加熱調理器の回路構成を示す図である。図において、１は交流電源、２は直流電源回路であり、交流電源１を整流

する整流ダイオードブリッジ３とリアクトル４および平滑コンデンサ５からなる。６は直流電源回路２への入力電流を検出する入力電流検出手段であり、７は整流ダイオードブリッジ３の出力端子に接続された入力電圧検出手段である。８は直流電源回路２の出力に接続されたインバータ回路であり、正負直流母線間に直列に接続された第１および第２スイッチング素子９・１０と、そのスイッチング素子とそれぞれ逆並列に接続されたフライホイールダイオード１１・１２から構成されている。

【００１０】

このインバータ回路８は、第１および第２スイッチング素子９・１０が交互にオンオフされることにより直流電圧を高周波電圧に変換して出力している。このインバータ回路８の出力には、加熱コイル１３と共振コンデンサ１４が直列に接続された負荷回路が接続されており、１５はその負荷回路に流れる電流を検出する負荷電流検出手段である。また、１６はスナバ回路１６であり、スナバコンデンサ１７とそのスナバコンデンサ１７を切り離し可能とするために直列に、第３スイッチング素子１８およびその逆並列ダイオード１９が接続されている。

【００１１】

２０は誘導加熱調理器全体を制御する制御手段２０で、入力電流や入力電圧、出力電流の検出値から、インバータ回路８の駆動レベル信号やスナバコンデンサ１７の接続・切り離しを切り換えるスナバ制御信号を出力する出力制御手段２１と、その駆動レベル信号から前記インバータ回路８の第１および第２スイッチング素子９・１０への駆動信号を生成するインバータ駆動信号生成手段２２と、第２スイッチング素子１０への駆動信号とスナバ制御信号から第３スイッチング素子１８への駆動信号を生成するスナバ接続切り換え手段２３とを備える。

【００１２】

インバータ駆動信号生成手段２２は、インバータ回路８の第１スイッチング素子９をオンしている間は第２スイッチング素子１０をオフ、第２スイッチング素子１０をオンしているときは第１スイッチング素子９をオフして、第１および第２スイッチング素子９・１０を交互にオン・オフして高周波電圧に変換する。なお、インバータ駆動信号は図２（ａ）に示すように、駆動レベル信号に応じて固定の通電率で駆動周波数を変えるようにしてもよいし、また、図２（ｂ）に示すように固定周波数で通電率を変えるようにしてもよい。

【００１３】

図３はスナバ接続切り換え手段２３の構成の一例を示した図であり、図４はインバータ回路８への駆動信号やスナバ制御信号と、スナバコンデンサ１７の接続・切り離しを切り換える第３スイッチング素子１８への駆動信号のタイミングを示すタイムチャートである。図３において、スナバ制御信号のレベルが切り替わったとき、第２スイッチング素子１０の駆動信号がオンの状態であれば、第３スイッチング素子１８への駆動信号を直ちに切り換え（図４の４－２、４－３の場合）、第２スイッチング素子１０の駆動信号がオフの状態であれば（図４の４－１、４－４の場合）、第２スイッチング素子１０の駆動信号がオン状態となるのを待ち、オン状態となった時点で第３スイッチング素子１８への駆動信号を切り換えている。

【００１４】

これは、スナバ回路１６と並列に接続されている第２スイッチング素子１０がオフの状態では、スナバ回路１６に電圧が印加されている可能性があり、そのような状態で第３スイッチング素子１８をターンオフするとスナバコンデンサ１７に充電電荷が残り、また、第３スイッチング素子１８をターンオンするとスナバ回路１６に印加されていた電圧とスナバコンデンサ１７の充電電荷の電圧との差によって、第１または第２スイッチング素子１０と、第３スイッチング素子１８とに短絡電流が流れ、スイッチング損失が増大する。一方、スナバ回路１６と並列に接続されている第２スイッチング素子１０がオン状態であれば、スナバ回路１６に印加されている電圧は０となり、スナバ回路１６に流れている電流も０であり、スナバコンデンサ１７に充電されている電荷は無い状態である。このよう

な状態でスナバセンサを接続したり、あるいは切り離したりしても、その際にスナバコンデンサ１７に流れる電流は無いため、インバータ回路８の第１および第２スイッチング素子９・１０のスイッチング時にスナバコンデンサ１７を経由した電流は流れず、スイッチング損失が増大することは無い。

【００１５】

次に出力制御手段２１が駆動レベル信号及びスナバ制御信号を制御する出力制御処理について、図５に示すフローチャートを用いて説明する。図５において、入力電流検出手段６および入力電圧検出手段７により検出した入力電流と入力電圧から入力電力を算出し、予め設定された設定電力と比較する（ステップ１）。設定電力より入力電力のほうが小さかった場合には、駆動レベル信号を加熱出力を増やす方向に調整し（ステップ２）、逆に入力電力の方が大きかった場合には、駆動レベル信号を加熱出力を減らす方向に調整する（ステップ３）。この駆動レベル信号はインバータ駆動信号生成手段２２に入力され、インバータ回路８の第１スイッチング素子９および第２スイッチング素子１０の駆動信号に変換される。

【００１６】

次にスナバ制御信号の出力状態を確認し（ステップ４）、スナバ制御信号がオン状態、すなわちスナバコンデンサ１７が接続されている状態では、負荷電流検出手段１５により負荷回路に流れる電流が閾値Ａ１より小さいか否か判断し（ステップ５）、負荷電流が小さい場合にはスナバ制御信号をオフする（ステップ６）。スナバコンデンサ１７が接続されていて負荷回路に流れる電流が小さい場合には、インバータ回路８の一方のスイッチング素子がターンオフしてから他方のスイッチング素子がターンオンするまでのいわゆるデッドタイムの間に、スナバコンデンサ１７の充電あるいは放電が完了せず、他方のスイッチング素子のターンオン時に短絡電流が流れてしまうのを、スナバコンデンサ１７を切り離すことにより防止する。なお、スナバ制御信号がオフになると、スナバ回路１６と並列に接続された第２スイッチング素子１０がオンしている状態でスナバ接続切り換え手段２３が第３スイッチング素子１８をオフして、スナバコンデンサ１７に充電電荷が無い状態で切り離すことができる。

【００１７】

ステップ４でスナバ制御信号がオフ状態、すなわちスナバコンデンサ１７が切り離されている状態では、負荷電流検出手段１５により負荷回路に流れる電流が閾値Ａ２より大きいか否か判断し（ステップ７）、負荷電流が大きい場合にはスナバ制御信号をオンする（ステップ８）。スナバコンデンサ１７が切り離されていて負荷回路に流れる電流が大きい場合には、インバータ回路８の一方のスイッチング素子がターンオフすると、その大きな負荷電流によりスイッチング素子に印加される電圧が急速に変わるため、スイッチング素子のターンオフ時の損失が増大することになる。このターンオフ損失の増大を、スナバコンデンサ１７を接続することにより防止する。なお、スナバ制御信号がオンになると、スナバ回路１６と並列に接続された第２スイッチング素子１０がオンしている状態でスナバ接続切り換え手段２３が第３スイッチング素子１８をオンして、スナバコンデンサ１７に電圧が印加されていない状態で接続することができる。閾値Ａ１、Ａ２の値については、予めいろいろな鍋を使用して動作を確認して設定するものとする。

【００１８】

以上のように、インバータ回路８の第１スイッチング素子９および第２スイッチング素子１０における駆動信号のデッドタイムの間に、負荷回路電流が小さいためにスナバコンデンサ１７の充電あるいは放電が完了せず、スイッチング素子のターンオン時に短絡（突入）電流が流れる場合に、インバータ回路８の駆動を停止させることなくスナバコンデンサ１７を切り離して、スイッチング素子のターンオン損失を抑制することができる。また、インバータ回路８の第１スイッチング素子９および第２スイッチング素子１０のターンオフ時に、負荷回路電流が大きいためにスイッチング素子の印加電圧が急変してスイッチング素子のターンオフ損失が増大する場合に、インバータ回路８の駆動を停止させることなくスナバコンデンサ１７を接続して、スイッチング素子のターンオフ損失を抑制するこ

とができるので、高火力出力から低火力出力まで、スムースに火力調整を行うことができる。

【００１９】

なお、スナバコンデンサ１７の接続、切り離し状態を切り換えるタイミングを、スナバ回路１６と並列に接続されている第２スイッチング素子１０が導通している状態の一部に限定しても同等の効果を奏する。図６はスナバ接続切り換え手段２３の別の構成例を示した図であり、ここでは、Ｄ型フリップフロップで構成した例を示している。また、図７はそのスナバ接続切り換え手段２３におけるインバータ回路８への駆動信号やスナバ制御信号と、スナバコンデンサ１７の接続・切り離しを切り換える第３スイッチング素子１８への駆動信号のタイミングを示すタイムチャートである。図７において、スナバ制御信号のレベルが切り替わった場合（図７の７－１ａ、７－２ａ、７－３ａ、７－４ａ）には、第２スイッチング素子１０の駆動信号がターンオンする際に第３スイッチング素子１８への駆動信号を切り換えている（図７の７－１ｂ、７－２ｂ、７－３ｂ、７－４ｂ）。

【００２０】

実施の形態２．

この発明の実施の形態２における誘導加熱調理器の回路構成は、実施の形態１の図１と同様であり、説明を省略する。図８は、実施の形態２における出力制御手段２１の出力制御処理を示すフローチャートであり、図９は本実施の形態２におけるインバータ駆動信号生成手段２２がインバータ回路８の第１スイッチング素子９及び第２スイッチング素子１０に出力する駆動信号の周波数と第１スイッチング素子９への駆動信号の通電率を示す図である。本実施の形態２では、インバータ駆動信号生成手段２２は、出力制御手段２１からの駆動レベル信号に応じて、図９に示す駆動信号制御ラインに従った駆動信号を出力する。駆動レベル信号のレベルが高いほど、低周波、高通電率（第１スイッチング素子９）の駆動信号を出力し、駆動レベル信号のレベルが低いほど、高周波、低通電率（第１スイッチング素子９）の駆動信号を出力する。なお、第２スイッチング素子１０の通電率は、第１スイッチング素子９の通電率と相補的な関係にあり、第１スイッチング素子９の通電率が小さくなれば、その分第２スイッチング素子１０の通電率が大きくなり、第１スイッチング素子９の通電率が大きくなれば、その分、第２スイッチング素子１０の通電率が小さくなるものとする。

【００２１】

次に図８のフローチャートを用いて、実施の形態２の誘導加熱調理器における出力制御手段２１の加熱出力制御の動作について説明する。ステップ８－１～８－４は、実施の形態１における図５のフローチャートのステップ１～４と同じ処理であるので説明を省略する。ステップ８－４でスナバ制御信号がオン状態、すなわちスナバコンデンサ１７が接続されている状態であった場合には、第１スイッチング素子９の通電率が閾値Ｂ１（図９参照）より小さくなる駆動レベル信号か否か判断し（ステップ８－５）、閾値Ｂ１を下回るのであればスナバ制御信号をオフして（ステップ８－６）スナバコンデンサ１７を切り離し、スイッチング素子ターンオン時のスナバコンデンサ１７への突入電流の増大を防止する。

【００２２】

ステップ８－４でスナバ制御信号がオフ状態、すなわちスナバコンデンサ１７が切り離されている状態であった場合には、第１スイッチング素子９の通電率が閾値Ｂ２（図９参照）より大きくなる駆動レベル信号か否か判断し（ステップ８－７）、閾値Ｂ２を上回るのであればスナバ制御信号をオンして（ステップ８－８）スナバコンデンサ１７を接続し、スイッチング素子ターンオフ時のスイッチング素子電圧変化を遅延させて損失増大を防止する。なお、スナバコンデンサ１７の接続・切り離しの切り換えを行う閾値Ｂ１、Ｂ２は、誘導加熱調理器にいろいろな鍋を載置してインバータ駆動信号に対するインバータ回路出力電圧波形を確認し、スナバコンデンサ１７への突入電流が発生しないようにＢ１を定め、また、Ｂ１≦Ｂ２の範囲でスナバコンデンサ１７を接続するＢ２を定める。

【００２３】

以上のように、本実施の形態２では出力制御手段２１が出力する駆動レベル信号に応じてスナバコンデンサ１７の接続・切り離しを切り換えるので、特別に回路等を付加することなしにインバータ回路８のスイッチング素子の損失増大を防ぐことができる。このスナバコンデンサ１７の接続、切り離しを行う第３スイッチング素子１８のオンオフ切り換えのタイミングは、実施の形態１と同様に、スナバ回路１６と並列に接続された第２スイッチング素子１０がオン状態のときであるので、スナバ回路１６に電圧が印加されておらず、また、スナバ回路１６に電流も流れていない。したがって、誘導加熱中（インバータ回路動作中）においても、低損失でスナバコンデンサ１７の接続・切り離しを切り換えることができる。

【００２４】

実施の形態３．

図１０は、この発明の実施の形態３における誘導加熱調理器の回路構成を示す図である。本実施の形態における回路構成は、実施の形態１の図１とほぼ同一であり、同一あるいは相当する部分には同一の符号を付している。図１と異なる点は、インバータ駆動信号生成手段２２が出力する第１スイッチング素子９への駆動信号が出力制御手段２１に入力されており、出力制御手段２１において第１スイッチング素子９がオン・オフするタイミングがわかることである。

【００２５】

次に、図１１のインバータ回路８の駆動信号と負荷電流波形を示す図と、図１２の出力制御手段２１の出力制御処理を示すフローチャートを用いて動作について説明する。この実施の形態３では、インバータ回路８の第１スイッチング素子９と第２スイッチング素子１０の通電率を調整して加熱出力を制御するものとする。例えば、図１１において（ａ）は高加熱出力の駆動信号であり、（ｂ）は低加熱出力の駆動信号である。

【００２６】

図１２において、ステップ１２－１～１２－４は、実施の形態１における図５のフローチャートのステップ１～４と同じ処理であるので説明を省略する。ステップ１２－４でスナバ制御信号がオン状態でスナバコンデンサ１７が接続されている場合には、インバータ駆動信号生成手段２２から入力される第１スイッチング素子９をターンオンするタイミングと、負荷電流検出手段１５から入力される負荷電流の転流するタイミングの時間差（あるいは位相差）を調べ（ステップ１２－５）、ターンオンから転流までの時間が所定の時間（閾値Ｃ１）より短かったり、あるいは第１スイッチング素子９がターンオンするより先に負荷電流の転流が発生している場合には、スナバ制御信号をオフする（ステップ１２－６）。スナバ制御信号がオフされると、スナバ回路１６と並列に接続された第２スイッチング素子１０がオンしている状態でスナバ接続切り換え手段２３が第３スイッチング素子１８をオフして、スナバコンデンサ１７に充電電荷が無い状態で切り離すことができ、スイッチング素子のターンオン時にスナバコンデンサ１７を介した短絡電流を防ぐことができる。

【００２７】

また、ステップ１２－４でスナバ制御信号がオフ状態でスナバコンデンサ１７が切り離されている場合には、第１スイッチング素子９のターンオンするタイミングと負荷電流の転流タイミングとの時間差（あるいは位相差）を調べ（ステップ１２－７）、ターンオンから転流までの時間が所定の時間（閾値Ｃ２）より長かったり、あるいは負荷電流が第１スイッチング素子９のターンオンより遅れて転流している場合には、スナバ制御信号をオンして（ステップ１２－８）、スナバコンデンサ１７を接続してスイッチング素子のターンオフ時に発生する損失を低減する。

【００２８】

実施の形態４．

図１３は、この発明の実施の形態４における誘導加熱調理器の回路構成を示す図である。図において、実施の形態１の図１、及び実施の形態３の図１０と、同一あるいは相当する部分には同一の符号を付し、説明を省略する。２４はスナバ回路電圧変動検出手段２４

であり、スナバ回路１６と並列に接続されたコンデンサ２５と抵抗２６の直列回路の接続点に発生する電圧変動のピークおよびその発生タイミングを検出する。

【００２９】

図１４は、本実施の形態４におけるインバータ駆動信号生成手段２２がインバータ回路８の第１スイッチング素子９と第２スイッチング素子１０に出力する駆動信号、スナバ回路１６に発生する電圧、及びスナバ回路電圧変動検出手段２４の検出出力を示すタイムチャートであり、図１５は本実施の形態４における出力制御手段２１の出力制御処理を示すフローチャートである。

【００３０】

図１４において、（ａ）はスナバコンデンサ１７の接続が適している場合の例で、第２スイッチング素子１０のターンオフから第１スイッチング素子９がターンオンするデッドタイムの間に、スナバ回路電圧、すなわちインバータ回路８の出力電圧が直流母線電位まで上昇している。この例では、その電圧上昇速度は大きくなく、スナバ回路電圧変動検出手段２４の検出値は大きくならない。

【００３１】

図１４（ｂ）は接続されているスナバコンデンサ１７の容量が不足している例で、第２スイッチング素子１０のターンオフ後、スナバ回路電圧が急激に上昇しているため、ターンオフ損失が大きくなる。この場合、図に示したようにスナバ回路電圧変動検出手段２４の検出値ピークは大きくなり、そのピークが発生するタイミングは第１スイッチング素子９のターンオン前（デッドタイム中）である。

【００３２】

図１４（ｃ）は接続されているスナバコンデンサ１７の容量が大きすぎる場合の例で、第２スイッチング素子１０のターンオフから第１スイッチング素子９がターンオンするデッドタイムの間に、スナバ回路電圧は直流母線電位まで上昇していない。その結果、第１スイッチング素子９のターンオンによってスナバコンデンサ１７を経由した短絡電流が発生して大きなターンオン損失が発生し、また、スナバ回路電圧上昇速度が大きくなっている。そのため、この場合には図に示したように、第１スイッチング素子９のターンオン後（デッドタイム終了後）にスナバ回路電圧変動検出手段２４は大きなピーク値を検出する。

【００３３】

次に図１５のフローチャートを用いて本実施の形態４の動作を説明する。図において、ステップ１５－１～１５－４については、実施の形態１における図５のステップ１～４と同等なので説明を省略する。ステップ１５－４でスナバ制御信号がオンであった場合にはスナバコンデンサ１７が接続された状態であり、スナバ回路電圧変動検出手段２４の出力によりスナバ電圧の変動速度が所定値より大きいか判断する（ステップ１５－５）。大きいと判断した場合には、そのスナバ電圧変動のピークが生じるタイミングが第１スイッチング素子９のターンオンするタイミングより後か否か判断する（ステップ１５－６）。後であれば第１スイッチング素子９のターンオンによりスナバコンデンサ１７を経由した短絡電流が流れる（図１４（ｃ））。この場合にはスナバ制御信号をオフしてスナバコンデンサ１７を切り離す（ステップ１５－７）。

【００３４】

ステップ１５－４でスナバ制御信号がオフであった場合にはスナバコンデンサ１７が切り離された状態であり、この場合もスナバ回路電圧変動検出手段２４の出力により、インバータ回路８の第１及び第２スイッチング素子９・１０に印加される電圧の変動速度が所定値より大きいか判断する（ステップ１５－８）。大きいと判断した場合には、その電圧変動のピークが生じるタイミングが第１スイッチング素子９のターンオンするタイミングより前（第２スイッチング素子１０のターンオフ直後）か否か判断し（ステップ１５－９）、第２スイッチング素子１０のターンオフ直後にピークが発生している場合（例えば図１４（ｂ））にはスイッチング素子のターンオフ損失が大きいので、スナバ制御信号をオンしてスナバコンデンサ１７を接続する（ステップ１５－１０）。なお、本実施の形態４

においても、例えば図３に示したようなスナバ接続切り換え手段２３により、スナバ回路１６と並列に接続された第２スイッチング素子１０がオンしている状態で、スナバコンデンサ１７を接続する第３スイッチング素子１８のオンオフ状態を切り換えるので、インバータ回路動作中においてもスナバコンデンサ１７の接続・切り離しが可能である。

【００３５】

なお、上記実施の形態１～４では、負荷回路に加熱コイル１３と共振コンデンサ１４の直列回路のみを接続したものを用いたが、図１６に示すように共振コンデンサ１４と並列にダイオード２７を接続し、第２スイッチング素子導通時に負荷回路電流が転流しないように構成した負荷回路を用いてもよい。

【図面の簡単な説明】

【００３６】

【図１】この発明の実施の形態１における誘導加熱調理器の回路構成を示す図である。

【図２】この発明の実施の形態１におけるインバータ駆動信号生成手段の入出力の関係を示す図である。

【図３】この発明の実施の形態１におけるスナバ接続切り換え手段の一構成例を示す図である。

【図４】スナバ接続切り換え手段の一構成例におけるインバータ駆動信号とスナバ接続・切り離しのタイミングを説明するタイムチャートである。

【図５】この発明の実施の形態１における出力制御処理を示すフローチャートである。

【図６】この発明の実施の形態１におけるスナバ接続切り換え手段の他の構成例を示す図である。

【図７】スナバ接続切り換え手段の他の構成例におけるインバータ駆動信号とスナバ接続・切り離しのタイミングを説明するタイムチャートである。

【図８】この発明の実施の形態２における出力制御処理を示すフローチャートである。

【図９】この発明の実施の形態２におけるインバータ駆動信号生成手段が出力する駆動信号を説明する図である。

【図１０】この発明の実施の形態３における誘導加熱調理器の回路構成を示す図である。

【図１１】この発明の実施の形態３におけるインバータ回路の駆動信号と負荷電流の転流タイミングを示す図である。

【図１２】この発明の実施の形態３における出力制御処理を示すフローチャートである。

【図１３】この発明の実施の形態４における誘導加熱調理器の回路構成を示す図である。

【図１４】この発明の実施の形態４におけるインバータ回路の駆動信号と負荷電流の転流タイミングを示す図である。

【図１５】この発明の実施の形態４における出力制御処理を示すフローチャートである。

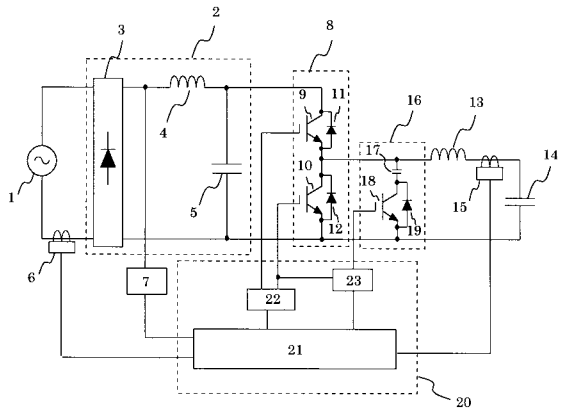
【図１６】この発明の実施における誘導加熱調理器の他の回路構成を示す図である。

【符号の説明】

【００３７】

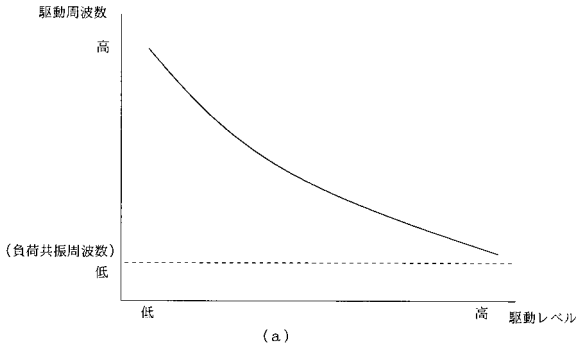
１　交流電源、２　直流電源回路、６　入力電流検出手段、７　入力電圧検出手段、８　インバータ回路、９　第１スイッチング素子、１０　第２スイッチング素子、１３　加熱コイル、１４　共振コンデンサ、１５　負荷電流検出手段、１６　スナバ回路、１７　スナバコンデンサ、１８　第３スイッチング素子、２０　制御手段、２４　スナバ回路電圧変動検出手段。

【図１】

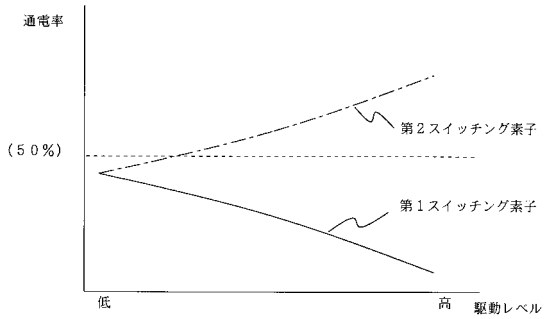


１：交流電源
２：直流電源回路
８：インバータ回路
９：第１スイッチング素子
１０：第２スイッチング素子
１３：加熱コイル
１４：共振コンデンサ
１５：負荷電流検出手段
１６：スナバ回路
１７：スナバコンデンサ
１８：第３スイッチング素子
２０：制御手段

【図２】

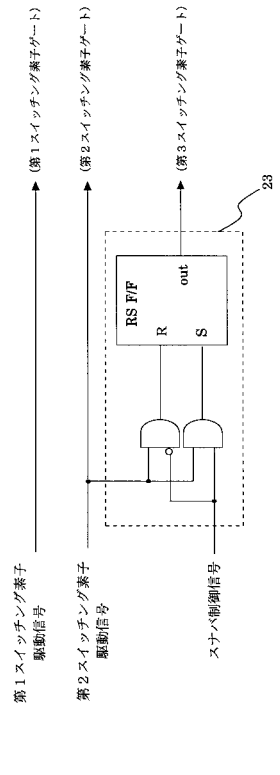


（ａ）

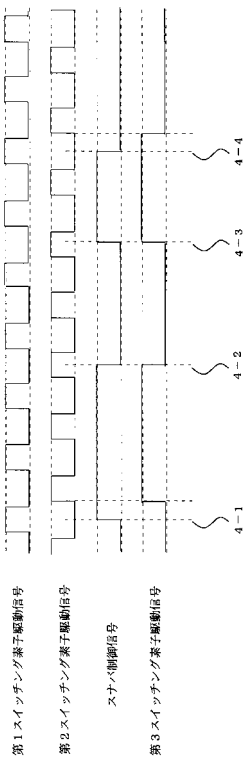


（ｂ）

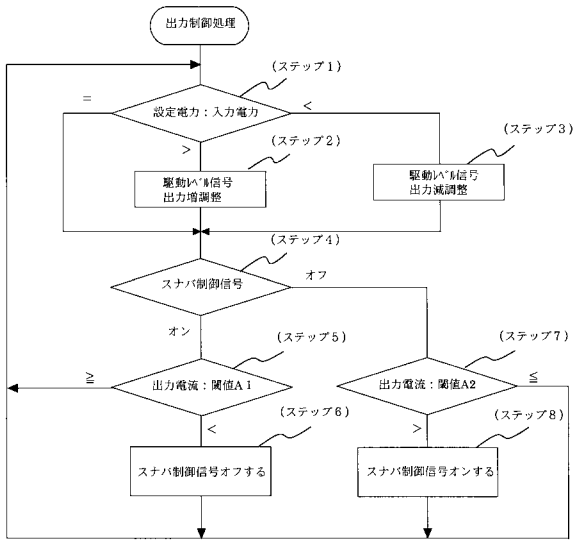
【図３】



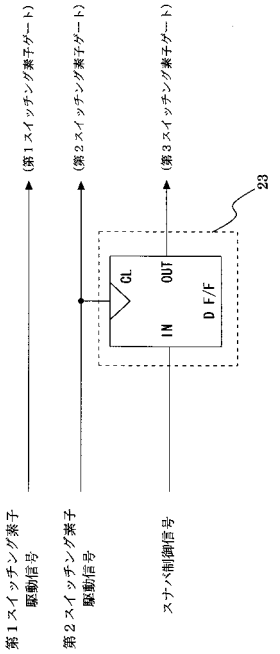
【図４】



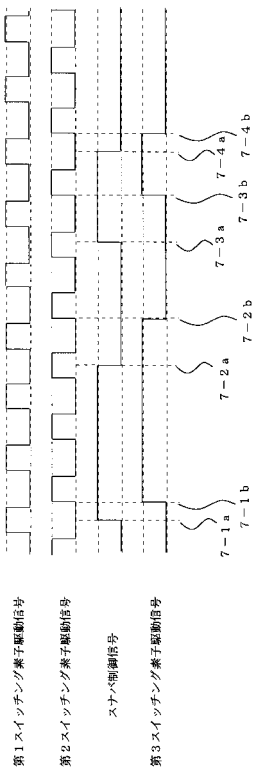
【図５】


出力制御処理
(ステップ１)
設定電力：入力電力
(ステップ２)
駆動ﾚﾍﾞﾙ信号
出力増調整
(ステップ３)
駆動ﾚﾍﾞﾙ信号
出力減調整
(ステップ４)
スナバ制御信号
オフ
オン
(ステップ５)
出力電流：閾値A１
(ステップ７)
出力電流：閾値A2
(ステップ６)
スナバ制御信号オフする
(ステップ８)
スナバ制御信号オンする

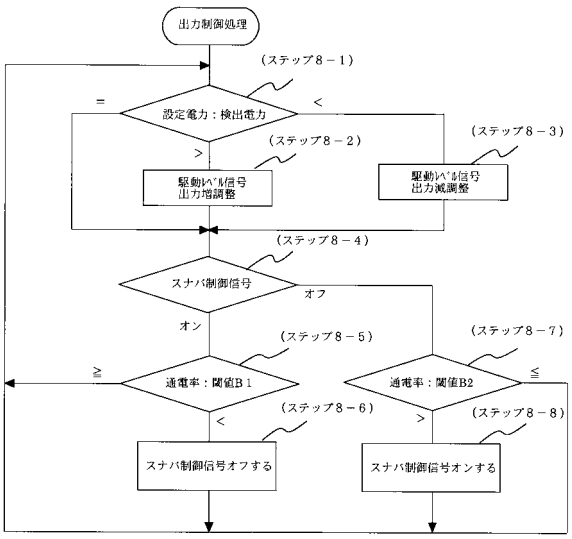
【図６】


(第１スイッチング素子ゲート)
(第２スイッチング素子ゲート)
(第３スイッチング素子ゲート)
23
CL
OUT
IN
D F/F
第１スイッチング素子
駆動信号
第２スイッチング素子
駆動信号
スナバ制御信号

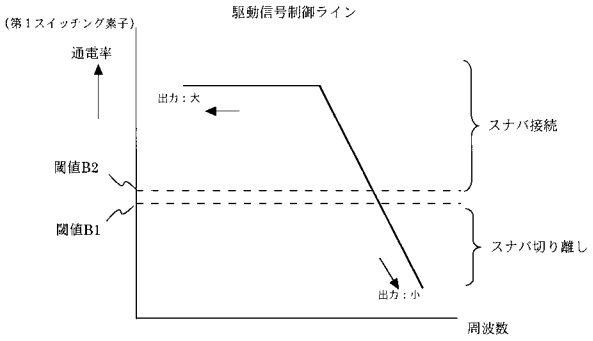
【図７】


7－4ａ
7－4ｂ
7－3ａ
7－3ｂ
7－2ａ
7－2ｂ
7－1ａ
7－1ｂ
第１スイッチング素子駆動信号
第２スイッチング素子駆動信号
スナバ制御信号
第３スイッチング素子駆動信号

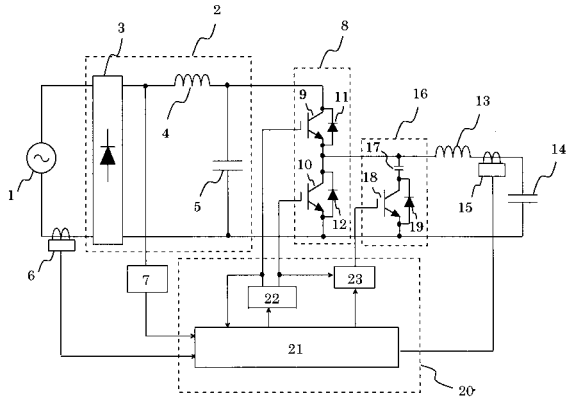
【図８】


出力制御処理
(ステップ８－１)
設定電力：検出電力
(ステップ８－２)
駆動ﾚﾍﾞﾙ信号
出力増調整
(ステップ８－３)
駆動ﾚﾍﾞﾙ信号
出力減調整
(ステップ８－４)
スナバ制御信号
オフ
オン
(ステップ８－５)
通電率：閾値Ｂ１
(ステップ８－７)
通電率：閾値B2
(ステップ８－６)
スナバ制御信号オフする
(ステップ８－８)
スナバ制御信号オンする

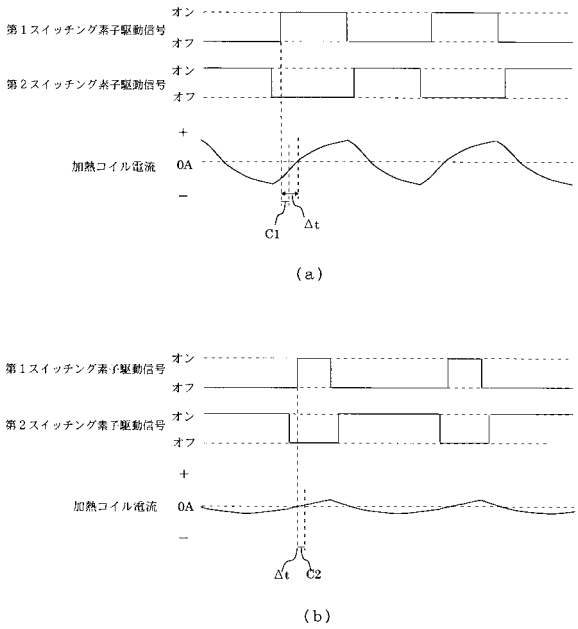
【図９】



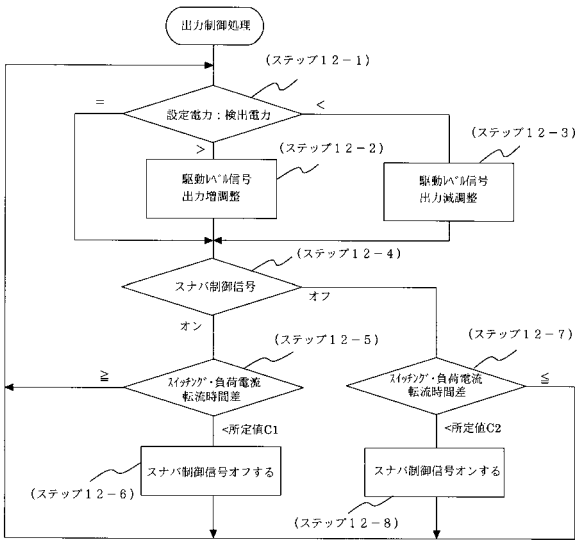
【図１０】



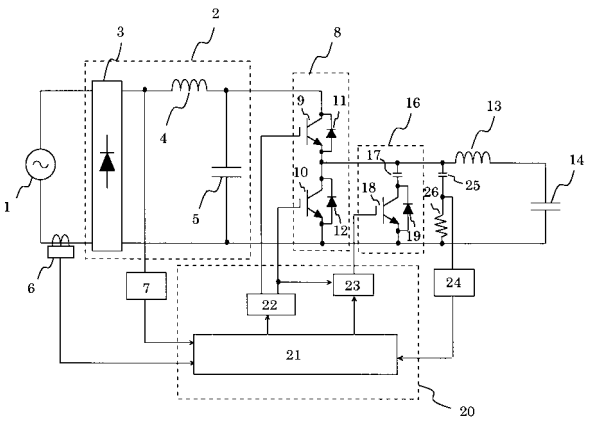
【図１１】



【図１２】

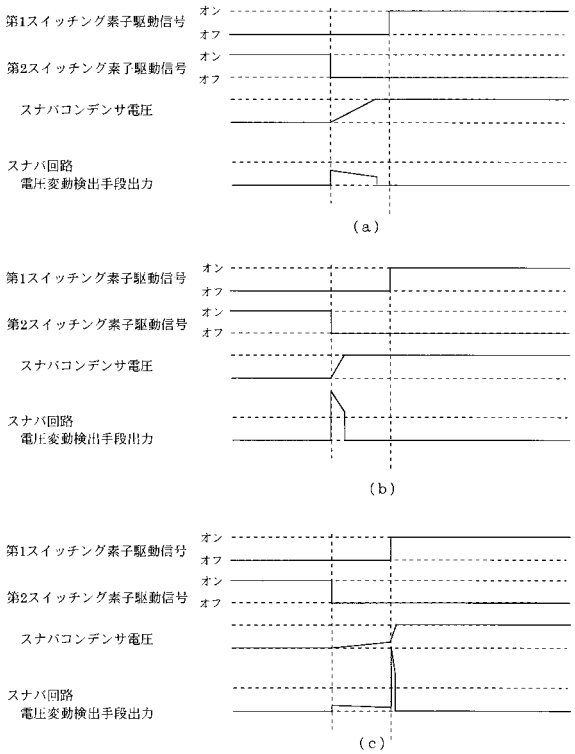


【図１３】

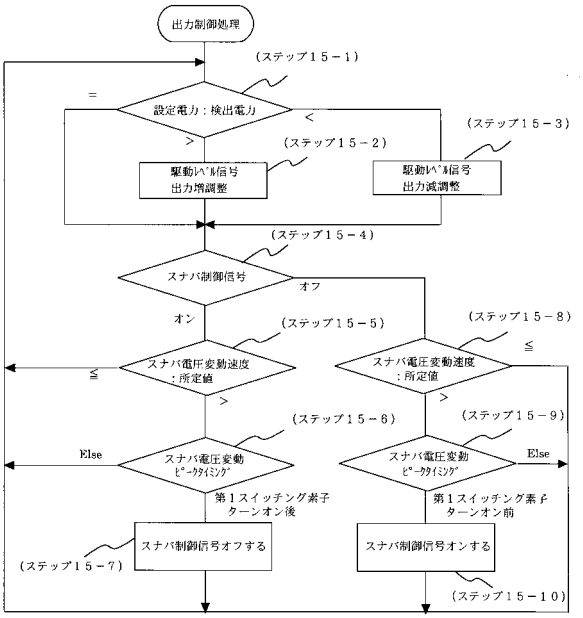


24：スナバ回路電圧変動検出手段

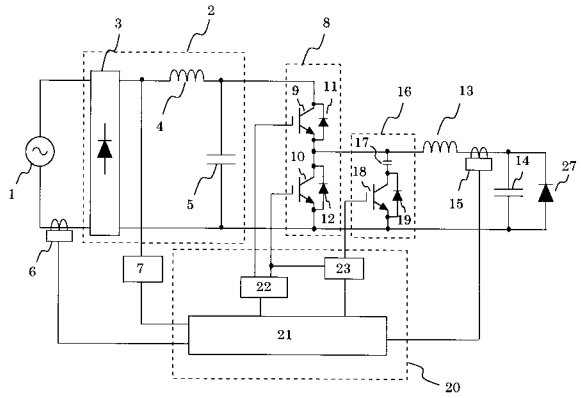
【図１４】


第1スイッチング素子駆動信号
オン
オフ
第2スイッチング素子駆動信号
オン
オフ
スナバコンデンサ電圧
スナバ回路
電圧変動検出手段出力
(a)
第1スイッチング素子駆動信号
オン
オフ
第2スイッチング素子駆動信号
オン
オフ
スナバコンデンサ電圧
スナバ回路
電圧変動検出手段出力
(b)
第1スイッチング素子駆動信号
オン
オフ
第2スイッチング素子駆動信号
オン
オフ
スナバコンデンサ電圧
スナバ回路
電圧変動検出手段出力
(c)

【図１５】


出力制御処理
(ステップ１５－１)
設定電力：検出電力
=
<
>
(ステップ１５－３)
(ステップ１５－２)
駆動ﾚﾍﾞﾙ信号
出力増調整
駆動ﾚﾍﾞﾙ信号
出力減調整
(ステップ１５－４)
スナバ制御信号
オン
オフ
(ステップ１５－５)
スナバ電圧変動速度
：所定値
≦
>
(ステップ１５－８)
スナバ電圧変動速度
：所定値
≦
>
(ステップ１５－６)
スナバ電圧変動
ﾋﾟｰｸﾀｲﾐﾝｸﾞ
Else
第１スイッチング素子
ターンオン後
(ステップ１５－９)
スナバ電圧変動
ﾋﾟｰｸﾀｲﾐﾝｸﾞ
Else
第１スイッチング素子
ターンオン前
スナバ制御信号オフする
(ステップ１５－７)
スナバ制御信号オンする
(ステップ１５－１０)

【図１６】


1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
27

フロントページの続き

(74)代理人 100087620
弁理士 高梨 範夫
(72)発明者 野村 智
埼玉県深谷市小前田１７２８番地１ 三菱電機ホーム機器株式会社内

審査官 結城 健太郎

(56)参考文献 特開平１１－２６５７８３（ＪＰ，Ａ）
特開２０００－０４８９４５（ＪＰ，Ａ）
特開２００４－０１４２１８（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
Ｈ０５Ｂ 6／１２