

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4280722号
(P4280722)

(45) 発行日 平成21年6月17日 (2009. 6. 17)

(24) 登録日 平成21年3月19日 (2009. 3. 19)

(51) Int. Cl.

F I

H05B 6/12 (2006.01)

H02M 7/48 (2007.01)

H05B 6/12 324

H05B 6/12 315

H05B 6/12 323

H05B 6/12 327

H05B 6/12 328

請求項の数 11 (全 15 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2005-99751 (P2005-99751)
 (22) 出願日 平成17年3月30日 (2005. 3. 30)
 (65) 公開番号 特開2006-278284 (P2006-278284A)
 (43) 公開日 平成18年10月12日 (2006. 10. 12)
 審査請求日 平成17年3月30日 (2005. 3. 30)

(73) 特許権者 504338461
 クッカー・エレクトロニクス・カンパニー
 ・リミテッド
 CUCKOO ELECTRONICS
 Co., Ltd.
 大韓民国、キョンサンナムド、ヤンサン
 ーシ、キョードン 91

(74) 代理人 100078662

弁理士 津国 肇

(74) 代理人 100075225

弁理士 篠田 文雄

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】

交流電源入力端から供給される商用交流電流を直流電流に整流及び平滑化する整流及び平滑部と、前記整流及び平滑部から供給される直流電流から高周波電力信号を発生させるインバータ部と、前記インバータ部を制御するための制御信号を出力するインバータ制御部と、誘導加熱調理器の全ての動作を制御するマイクロコンピュータと、を含む誘導加熱調理器であって、

前記インバータ制御部が、

前記インバータ部の発振周波数を制御するために前記マイクロコンピュータから入力されるデジタル制御信号をアナログ信号に変換するアナログ変換部と、

前記インバータ部のオン・オフ動作を制御するために前記マイクロコンピュータからの制御信号を受けて出力制御部に出力するオン・オフスイッチ部と、

自励発振のための抵抗及びキャパシタを含み、前記アナログ変換部から受けたアナログ信号に基づき前記自励発振のための抵抗値を調節し、発振周波数を変更・設定して自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路の抵抗端子 R T に出力し、前記オン・オフスイッチ部からの信号に基づきロー (LOW) またはハイ (HIGH) 信号を自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路のキャパシタ端子 C T に出力する出力制御部と、

前記出力制御部と連結されて前記キャパシタ端子 C T からの信号に基づきオン・オフされ、前記抵抗端子 R T からの発振周波数に基づき前記インバータ部の電力スイッチング素子を駆動するためのパルス信号を出力する自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路と、

10

20

を含み、

前記オン・オフスイッチ部が、前記マイクロコンピュータの出力端子のうち、ローアクティブ（LOW ACTIVE）状態で制御信号を出力する端子P1とベースが連結されエミッタが接地される第1トランジスタと、前記第1トランジスタのコレクタにカソード側が連結された第1ダイオードと、前記第1ダイオードのアノード側にベース端子が相互並列で連結された二つのプッシュプル・トランジスタと、前記2つのプッシュプル・トランジスタのエミッタとカソード側で連結され、前記キャパシタ端子CTとの間にアノード側で連結された第2ダイオードと、を含むことを特徴とする誘導加熱調理器。

【請求項2】

交流電源入力端から供給される商用交流電流を直流電流に整流及び平滑化する整流及び平滑部と、前記整流及び平滑部から供給される直流電流から高周波電力信号を発生させるインバータ部と、前記インバータ部を制御するための制御信号を出力するインバータ制御部と、誘導加熱調理器の全ての動作を制御するマイクロコンピュータと、を含む誘導加熱調理器であって、

前記インバータ制御部が、

前記インバータ部の発振周波数を制御するために前記マイクロコンピュータから入力されるデジタル制御信号をアナログ信号に変換するアナログ変換部と、

前記インバータ部のオン・オフ動作を制御するために前記マイクロコンピュータからの制御信号を受けて出力制御部に出力するオン・オフスイッチ部と、

自励発振のための抵抗及びキャパシタを含み、前記アナログ変換部から受けたアナログ信号に基づき前記自励発振のための抵抗値を調節し、発振周波数を変更・設定して自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路の抵抗端子RTに出力し、前記オン・オフスイッチ部からの信号に基づきロー（LOW）またはハイ（HIGH）信号を自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路のキャパシタ端子CTに出力する出力制御部と、

前記出力制御部と連結されて前記キャパシタ端子CTからの信号に基づきオン・オフされ、前記抵抗端子RTからの発振周波数に基づき前記インバータ部の電力スイッチング素子を駆動するためのパルス信号を出力する自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路と、

を含み、

前記誘導加熱調理器が、電源電圧異常状態（過電流または過共振）の発生時、前記インバータ部を保護するために、前記インバータ部の過電流状態または過共振状態が発生したか又は発生しなかったかを感知するため、前記インバータ部の直流部パターンの電位差を増幅して出力する過電流感知部と、前記過電流感知部からの過電流信号と別途印加された基準電圧とを比較してその値を出力する異常状態ホールド部と、をさらに含み、

前記異常状態ホールド部が、前記過電流感知部から出力される過電流信号を第1ダイオードを介して受けて、前記インバータ部からの過共振状態発生信号を第2ダイオードを介して受けた後、基準電圧と比較してそれより高いと、ハイ（HIGH）状態を出力する比較器と、瞬間的に現れて消える異常信号に対しても持続的なハイ（HIGH）出力を保持するために前記比較器の出力を再び比較器の非反転入力端に戻すための正帰還ダイオードと、前記比較器出力端に配置するプルアップ（PULL UP）用の第1抵抗と、前記ダイオード等の電流通路用第2抵抗と、を含むことを特徴とする誘導加熱調理器。

【請求項3】

前記誘導加熱調理器が、電源電圧異常状態（過電流または過共振）の発生時、前記インバータ部を保護するために、前記インバータ部の過電流状態または過共振状態が発生したか又は発生しなかったかを感知するため、前記インバータ部の直流部パターンの電位差を増幅して出力する過電流感知部と、前記過電流感知部からの過電流信号と別途印加された基準電圧とを比較してその値を出力する異常状態ホールド部と、をさらに含み、前記オン・オフスイッチ部が、前記異常状態ホールド部の出力値が入力されると、前記出力制御部に出力し、

前記オン・オフスイッチ部が、前記異常状態ホールド部の出力を前記第1トランジスタのコレクタに伝達する第3ダイオードと、前記異常状態ホールド部の出力がベースに連結

10

20

30

40

50

された第2トランジスタと、前記第2トランジスタのコレクタに連結された抵抗と、を含み、前記第1ダイオードが、前記第1トランジスタと前記第2トランジスタのコレクタとの間を連結することを特徴とする請求項1に記載の誘導加熱調理器。

【請求項4】

前記異常状態ホールド部の出力が、ハイ(HIGH)状態の出力値を有することを特徴とする請求項2または請求項3に記載の誘導加熱調理器。

【請求項5】

前記過電流感知部が、前記インバータ直流部パターンの電位差を増幅して前記過電流信号を前記異常状態ホールド部に出力するOPアンプと、前記インバータ直流部パターンの電位差を前記OPアンプの(+)端に入力する非反転入力端抵抗と、前記OPアンプの(-)端と接続された反転入力端抵抗と、前記OPアンプの出力端からの出力信号を再び前記OPアンプの(-)端に入力することによって利得を決める負帰還抵抗と、を含むことを特徴とする請求項2から請求項4の何れか1項に記載の誘導加熱調理器。

10

【請求項6】

前記アナログ変換部が、前記マイクロコンピュータの出力端子から数ビットバイナリまたは1ビットPWM信号を受けて積分過程でアナログ信号に変換した後、前記出力制御部に出力することを特徴とする請求項1から請求項5の何れか1項に記載の誘導加熱調理器。

【請求項7】

前記出力制御部が、前記アナログ変換部で出力するアナログ信号を第1抵抗を介してゲートに送ることにより、ドレーン-ソース間の抵抗値が変化する電界効果トランジスタと、一側が前記抵抗端子RTに連結し、他側が前記電界効果トランジスタのドレーンに連結する第2抵抗と、一側が前記抵抗端子RT及び第2抵抗に連結して、他側が前記電界効果トランジスタのソース及び前記キャパシタ端子CTに連結する第3抵抗と、前記電界効果トランジスタのソースに一側が連結されたキャパシタと、を含むことを特徴とする請求項1から請求項6の何れか1項に記載の誘導加熱調理器。

20

【請求項8】

前記誘導加熱調理器が、消費電流の感知及び前記商用交流電流の入力電圧を補償するために前記消費電流及び入力電圧を測定して、これを重畳した値を出力して前記マイクロコンピュータに送る電流感知及び電圧補償部を、さらに含むことを特徴とする請求項1から請求項7の何れか1項に記載の誘導加熱調理器。

30

【請求項9】

前記電流感知及び電圧補償部が、前記商用交流電流を脈動電流に変換する整流ダイオード部と、前記交流電源入力端と前記整流及び平滑部との間に直列で連結して前記誘導加熱調理器の消費電流を感知するためのカレント・トランスフォーマーと、相互2つずつ直列で連結した2対のダイオードが並列で連結され、それぞれの一对の中間地点に前記カレント・トランスフォーマーの終端が各々連結され、入力端が前記整流ダイオード部に連結されて脈動電流を受け、出力端がマイクロコンピュータの端子に連結されるブリッジ型ダイオードと、前記ブリッジ型ダイオードで変換された脈動電流を直流に変換する前記ブリッジ型ダイオードの出力端に連結された第1充電キャパシタと、前記ブリッジ型ダイオードの入力端及び前記整流ダイオード部に連結された分圧抵抗と、前記分圧抵抗に連結された第2充電キャパシタと、を含むことを特徴とする請求項8に記載の誘導加熱調理器。

40

【請求項10】

前記マイクロコンピュータが調理容器の有無を判別するように、前記電流感知及び電圧補償部が、ベースが前記マイクロコンピュータの端子(P4)に連結され、コレクタが前記第2充電キャパシタに連結されて、エミッタが接地されたトランジスタをさらに含むことを特徴とする請求項9に記載の誘導加熱調理器。

【請求項11】

前記集積回路は、前記抵抗端子RTとキャパシタ端子CTを介して前記出力制御部の抵抗及びキャパシタと結合することによって自励発振のための相補信号を出力する発振回路

50

部と、前記相補信号を受けて前記インバータ部の電力スイッチング素子を駆動させるためのパルス信号を発生するパルス信号発生部と、を含むことを特徴とする請求項 1 から請求項 10 の何れか 1 項に記載の誘導加熱調理器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、誘導加熱調理器に関するものであり、特に、誘導加熱調理器でインバータ電力素子を駆動させるための駆動回路を集積化した誘導加熱調理器に関するものである。

【背景技術】

【0002】

10

誘導加熱調理器の一般的な構成は、商用交流電源が印加されて整流及び平滑部で直流に変換された後、インバータ部での半導体高速スイッチング動作により、誘導加熱コイルに高周波電流が流れるようになっている。

【0003】

誘導加熱コイルに高周波電流が流れると、コイルを中心に高周波の強磁界が形成されて、誘導加熱コイルに近接した磁性体調理容器の表面が加熱されて所望の熱が得られる。

【0004】

図 1 は、従来発明による誘導加熱調理器の内部回路の構成を示すブロック図である。図 1 に示すように、従来の誘導加熱調理器は、発振及びハーフブリッジドライバ 30 がいくつかの受動素子群からなっており、またこれがインバータ PCB (Printed Circuit Board) の約 1/2 以上の面積を占めるようになるので、製造コスト

20

が高つくという問題点がある。

【0005】

また、従来の誘導加熱調理器は、電源電圧が上昇すると、消費電力を下げる一方、下降した場合には消費電力を上げて一定の出力を保持する定出力制御に対する考慮がなく、電源電圧の変動によって調理時間が変わるか、調理した料理の味が均一でないといった問題点がある。

【0006】

また、従来の誘導加熱調理器は、落雷のような電源電圧のトラブルが発生した場合に、これに対する保護対策に不備があり、インバータ部の電子素子 (IGBT) が破損するという問題点がある。(例えば、特許文献 1 参照。)

30

【特許文献 1】韓国特許公開公報第 10 - 1999 - 0050505 号

【0007】

次に、図 1 を参照して従来の誘導加熱調理器 1 の構成に関して説明する。交流電源入力端 10 から入力された商用交流電流は、ブリッジダイオードで構成された整流及び平滑部 11 で直流に変換された後、インバータ部 12 に供給される。インバータ部 12 は一対の電力素子 (IGBT) と共振部 (図示せず) を含んで構成され、発振及びハーフブリッジドライバ 30 によって発振周波数及びオン・オフ動作が制御される。インバータ部 12 は、誘導加熱コイル 13 に高周波共振電流を供給して調理容器 2 を加熱する。

【0008】

40

まず、発振及びハーフブリッジドライバ 30 の内部ブロック別の機能について説明する。マイクロコンピュータ 14 がデジタル制御信号をアナログ変換部 22 に送ると、アナログ変換部 22 は、これをアナログ信号に変えて電圧 / 周波数変換部 31 に比較信号として供給する。電流感知部 21 は、誘導加熱調理器の入力電流を感知して電圧 / 周波数変換部 31 にモニター値として戻す。電圧 / 周波数の変換部 31 はこれら両信号間の差が最小化するように発振周波数を制御する。より詳しくは、アナログ変換部 22 の出力値がインバータ出力の目標値であり、この時の電流感知部 21 の出力は、インバータ出力が目標値に到達したか否かを判断する参照信号に該当する。

【0009】

電圧 / 周波数変換部 31 は、電流感知部 21 の出力値がアナログ変換部 22 の出力値よ

50

り低い場合、発振周波数を下げ、その反対の場合は発振周波数を上げる。このように電圧／周波数変換部 3 1 を備え、両信号間の差によって発振周波数を変更するようにしたのは、誘導加熱調理器の出力を調節するためであるが、誘導加熱調理器の共振部の特性により、印加する周波数を高くすると、誘導磁界の強度が弱くなり消費電流が少なくなり、印加する周波数を下げると、共振部の電流が増加することにより、誘導磁界が強くなり消費電流が増加する。

【 0 0 1 0 】

一方、タイミング分配部 3 2 は、電圧／周波数変換部 3 1 から受けた 1 つの連続発振信号を、インバータ部 2 0 内の 2 つの電力素子 (I G B T) (図示せず) の動作に必要な 2 つの独立した交番パルス列に変えて、各々、上側パルス駆動部 3 6 と下側パルス駆動部 3 3 とに印加する。これらの信号は、上側パルス駆動部 3 6 と下側パルス駆動部 3 3 とにより十分な電力に増幅され、それぞれ上側パルス・トランスフォーマー 3 7 と下側パルス・トランスフォーマー 3 4 とを介して、上側 I G B T 駆動部 3 8 と下側 I G B T 駆動部 3 5 とに供給される。

【 0 0 1 1 】

以上のように、従来の誘導加熱調理器は、発振及びハーフブリッジドライブシステムが非常に複雑であるため、信頼性が低下する、かつ製造コストが高くなるという不都合な点がある。

【 0 0 1 2 】

また、従来の誘導加熱調理器は、電源電圧が上昇または下降すると、消費電力が変動するという問題点がある。

【 0 0 1 3 】

また、従来の誘導加熱調理器は落雷のような電源電圧の攪乱状態が発生した場合、インバータ部の電力素子 (I G B T) が破損するという問題点もある。

【 発明の開示 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 1 4 】

このような問題点を解決するために、本発明は、誘導加熱調理器の各機能別要素のうち、I G B T 駆動部分の回路の構成を単純化するために、自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路を適用する誘導加熱調理器を提供することを目的とする。

【 0 0 1 5 】

また、本発明は、集積回路を適用してコスト低減を実現する誘導加熱調理器を提供することを目的とする。

【 0 0 1 6 】

また、本発明は、電源電圧が上昇または下降した時、消費電力が変動しないように電圧補償対策を取り、一定した出力を保持する誘導加熱調理器を提供することを目的とする。

【 0 0 1 7 】

また、本発明は、電源電圧のトラブルにより発生しやすい異常状態 (過共振または過電流現象) の際、速かに回路動作を停止させる安全装置を具備して、製品の信頼性と寿命を向上させる誘導加熱調理器を提供することを目的とする。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 1 8 】

上記の目的を達成するため、本発明の誘導加熱調理器は、交流電源入力端から供給される商用交流電流を直流電流に整流及び平滑化する整流及び平滑部と、前記整流及び平滑部から直流電圧が供給されて高周波電力信号を発生させるインバータ部と、前記インバータ部を制御するための制御信号を出力するインバータ制御部と、誘導加熱調理器の全ての動作を制御するマイクロコンピュータと、を含む誘導加熱調理器であって、前記インバータ制御部が、前記インバータ部の発振周波数を制御するために前記マイクロコンピュータから出力されるデジタル制御信号をアナログ信号に変換するアナログ変換部と、前記インバータ部のオン・オフ動作を制御するために前記マイクロコンピュータからの制御信号を受

10

20

30

40

50

け取って出力制御部に送出するオン・オフスイッチ部と、自励発振のための抵抗及びキャパシタを含み、前記アナログ変換部からのアナログ信号に基づき前記自励発振のための抵抗値を調節して、発振周波数を変更・設定して自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路の抵抗端子 R T に出力して、前記オン・オフスイッチ部からの信号に基づきロー (L O W) またはハイ (H I G H) 信号を自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路のキャパシタ端子 C T に出力する出力制御部と、前記出力制御部と連結されて、前記キャパシタ端子 C T からの信号によりオン・オフされ、前記抵抗端子 R T からの発振周波数によって前記インバータ部の電力スイッチング素子を駆動するためのパルス信号を出力する自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路と、を含む。

【 0 0 1 9 】

10

ここで、前記誘導加熱調理器は、電源電圧の異常状態 (過電流または過共振) が発生した際、前記インバータ部を保護するために、前記インバータ部の過電流状態または過共振状態が発生したか又はしなかったかを感知するために、前記インバータ部の直流部パターンの電位差を増幅して出力する過電流感知部と、前記過電流感知部からの過電流信号を別途に印加された基準電圧と比較してその値を出力する異常状態ホールド部と、をさらに含み、前記オン・オフスイッチ部は、前記異常状態ホールド部から出力値を入力されて前記出力制御部に出力することが好ましい。

【 0 0 2 0 】

また、前記オン・オフスイッチ部は、前記マイクロコンピュータの出力端子のうち、ローアクティブ (L O W A C T I V E) 状態で制御信号を出力する端子 P 1 とベースが連結され、エミッタが接地される第 1 トランジスタと、前記第 1 トランジスタのコレクタにカソード側が連結された第 1 ダイオードと、前記第 1 ダイオードのアノード側にベース端子が相互並列に連結された 2 つのプッシュプル・トランジスタと、前記 2 つのプッシュプル・トランジスタのエミッタとカソード側で連結され、前記キャパシタ端子 C T の間にアノード側で連結された第 2 ダイオードと、を含むことが好ましい。

20

【 0 0 2 1 】

また、前記オン・オフスイッチ部は、前記異常状態ホールド部の出力を前記第 1 トランジスタのコレクタに連結される第 3 ダイオードと、前記異常状態ホールド部の出力がベースに連結された第 2 トランジスタと、前記第 2 トランジスタのコレクタに連結された抵抗とを含み、前記第 1 ダイオードが、前記第 1 トランジスタと前記第 2 トランジスタのコレクタとを連結することが好ましい。

30

【 0 0 2 2 】

また、前記異常状態ホールド部は、ハイ (H I G H) 状態の出力値を有することが好ましい。

【 0 0 2 3 】

また、前記過電流感知部は、前記インバータ直流部のパターンの電位差を増幅して前記過電流信号を前記異常状態ホールド部に出力する O P アンプと、前記インバータ直流部パターンの電位差を前記 O P アンプの (+) 端に入力する非反転入力端抵抗と、反転入力端抵抗と、前記 O P アンプの出力端からの出力信号をまた前記 O P アンプの (-) 端に入力することによって利得を決める負帰還抵抗と、を含むことが好ましい。

40

【 0 0 2 4 】

また、前記異常状態ホールド部は、前記過電流感知部から出力される過電流信号が第 1 ダイオードを介して受けて、前記インバータ部から過共振状態発生信号を第 2 ダイオードを介して受けた後、基準電圧と比較してそれより高いとハイ (H I G H) 状態を出力する比較器と、瞬間的に現れて消える異常信号に対しても持続的なハイ (H I G H) 出力を保持するために、前記比較器の出力を再び比較器の非反転入力端に戻すための正帰還ダイオードと、前記比較器の出力端に配置されたプルアップ (P U L L U P) 用の第 1 抵抗と、前記ダイオード等の電流通路用の第 2 抵抗と、を含むことが好ましい。

【 0 0 2 5 】

また、前記アナログ変換部は、前記マイクロコンピュータの出力端子から数ビットバイ

50

ナリまたは1ビットPWM信号を受けて積分過程でアナログ信号に変換した後、前記出力制御部に出力することが好ましい。

【0026】

また、前記出力制御部は、前記アナログ変換部から出力するアナログ信号を第1抵抗を介してゲートで受けることによってドレーン・ソース間の抵抗値が変化する電界効果トランジスタと、その一側が前記抵抗端子RTに連結され、他側が前記電界効果トランジスタのドレーンに連結される第2抵抗と、その一側が前記抵抗端子RT及び第2抵抗に連結され、他側が前記電界効果トランジスタのソースと前記キャパシタ端子CTとに連結される第3抵抗と、前記電界効果トランジスタのソースにその一側が連結されたキャパシタと、を含むことが好ましい。

10

【0027】

また、前記誘導加熱調理器は、消費電流の感知及び前記商用交流電圧の入力電圧を補償するために、前記消費電流及び入力電圧を測定して、これを重畳した値を出力して前記マイクロコンピュータに送る電流感知及び電圧補償部をさらに含むことが好ましい。

【0028】

また、前記電流感知及び電圧補償部は、前記商用交流電流を脈動電流に変換する整流ダイオード部と、前記交流電源入力端と前記整流及び平滑部との間で直列に連結されて前記誘導加熱調理器の消費電流を感知するためのカレント・トランスフォーマーと、相互二つずつ直列連結された2対のダイオードが並列で連結され、各1対の中間地点に前記カレント・トランスフォーマーの終端が各々連結され、入力端が前記整流ダイオード部に連結されて脈動電流が入力され、出力端がマイクロコンピュータの端子に連結されるブリッジ型ダイオードと、前記ブリッジ型ダイオードを介して変換された脈動電流を直流に変換する前記ブリッジ型ダイオードの出力端に連結された第1充電キャパシタと、前記ブリッジ型ダイオードの入力端及び前記整流ダイオード部に連結された分圧抵抗と、前記分圧抵抗に連結された第2充電キャパシタと、を含むことが好ましい。

20

【0029】

また、前記マイクロコンピュータが調理容器の有無を判別するために、前記電流感知及び電圧補償部が、ベースが前記マイクロコンピュータの端子P4に連結されて、コレクタが前記第2充電キャパシタに連結されて、エミッタが接地されたトランジスタをさらに含むことが好ましい。

30

【0030】

また、前記集積回路は、前記抵抗端子RTとキャパシタ端子CTを介して前記出力制御部の抵抗及びキャパシタに結合することによって自励発振のための相補信号を出力する発振回路部と、前記相補信号を受けて前記インバータ部の電力スイッチング素子を駆動させるためのパルス信号を発生するパルス信号発生部と、を含むことが好ましい。

【発明の効果】

【0031】

以上のように本発明は、自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路を適用して、誘導加熱調理器の各機能別要素のうち、IGBT駆動部の回路構成を単純化する効果がある。

【0032】

40

また、本発明は、集積回路を適用してコストの低減を実現する効果がある。また、本発明は、電源電圧が上昇または下降した際、消費電力が変動しないように電圧補償対策を取り、一定の出力を保持する効果がある。

【0033】

更に、本発明は、電源電圧のトラブルにより、異常状態（過共振または過電流現象）が発生した時、速かに回路動作を停止させる安全装置を備えて、製品の信頼性と寿命を向上する効果がある。

【発明を実施するための最良の形態】

【0034】

以下では、本発明について実施例及び添付図面に基づいて詳しく説明する。しかしなが

50

ら、以下の実施例及び図面によって、本発明の範囲が制限されるものではない。

【 0 0 3 5 】

本発明の誘導加熱調理器は、自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路を適用したものであり、図 2 は本発明に係る誘導加熱調理器の内部回路の構成を示すブロック図であり、図 3 は、図 2 の誘導加熱調理器の詳細な回路を示している。

【 0 0 3 6 】

図 2 に示すように、本発明の誘導加熱調理器は、交流電源入力端 1 0 から供給される商用交流電流を直流電流に整流及び平滑化する整流及び平滑部 1 1 と、整流及び平滑部 1 1 から供給された直流電流から高周波電力信号を発生して誘導加熱コイル 1 3 に供給するインバータ部 1 2 と、インバータ部 1 2 を制御するための制御信号をインバータ部 1 2 に出力するインバータ制御部 4 0 と、誘導加熱調理器の全ての動作を制御するマイクロコンピュータ 1 4 と、を含む。

【 0 0 3 7 】

より詳しく説明すると、インバータ制御部 4 0 は、
(a) インバータ部 1 2 の発振周波数を制御するため、マイクロコンピュータ 1 4 からのデジタル制御信号をアナログ信号に変換するアナログ変換部 4 1 と、
(b) インバータ部 1 2 のオン・オフ動作を制御するため、マイクロコンピュータ 1 4 から制御信号を受けて出力制御部 4 3 に出力するオン・オフスイッチ部 4 2 と、
(c) 自励発振のための抵抗及びキャパシタ (図 3 をご参照) とを含み、アナログ変換部 4 1 から受けたアナログ信号に基づき、自励発振のための抵抗値を調節してそれにもなう発振周波数を変更・設定して、自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路 4 4 の抵抗端子 R T (図 3 参照) に出力し、オン・オフスイッチ部 4 2 からの信号に基づき、ロー (L O W) またはハイ (H I G H) 信号を自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路 4 4 のキャパシタ端子 C T (図 3 参照) に出力する出力制御部 4 3 と、
(d) 抵抗端子 R T とキャパシタ端子 C T とを介して出力制御部 4 3 と連結され、キャパシタ端子 C T からの信号に基づきオン・オフされ、抵抗端子 R T からの発振周波数に基づきインバータ部 1 2 の電力スイッチング素子 (図 3 参照) を駆動するためのパルス信号を出力する自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路 4 4 と、
を含む。

【 0 0 3 8 】

また、本発明に係る誘導加熱調理器は、更に、
(e) 電源電圧異常状態 (過電流または過共振) が発生した時、インバータ部 1 2 を保護するために、インバータ部 1 2 の過電流状態または過共振状態が発生したか又はしなかったかを感知するため、インバータ部 1 2 の直流部パターンの電位差を増幅して出力する過電流感知部 4 5 と、
(f) 過電流感知部 4 5 からの過電流信号と別途に印加された基準電圧とを比較して、その値を出力する異常状態ホールド部 4 6 と、
を含む。ここで、オン・オフスイッチ部 4 2 は、異常状態ホールド部 4 6 の出力値を受けて出力制御部 4 3 に出力する。

【 0 0 3 9 】

また、本発明による誘導加熱調理器は、消費電流の感知及び商用交流電圧の入力電圧を補償するため、消費電流及び入力電圧を測定して、これを重畳した値を出力してマイクロコンピュータ 1 4 に送る電流感知及び電圧補償部 5 0 を含む。

【 0 0 4 0 】

以下では、図 3 を参照して、本発明に係る誘導加熱調理器の構成及び動作原理に関して説明する。まず、整流及び平滑部 1 1 は、ブリッジダイオード B D で直流に変換された後、リアクタ L を経て平滑キャパシタ C 1 に蓄積される。このリアクタ L と平滑キャパシタ C 1 の役割は、システム内部で発生したノイズが外部に放出されることを抑制する。

【 0 0 4 1 】

次に、インバータ部 1 2 は、同図に示すように、共振キャパシタ C 4 、 C 5 からなる共

10

20

30

40

50

振部と、一对のインバータ電力素子（ＩＧＢＴ１、ＩＧＢＴ２）とを含む。以下では、インバータ部１２の動作について、自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路４４に関連して説明する。

【００４２】

次に、アナログ変換部４１は、マイクロコンピュータ１４の出力端子から数ビットバイナリまたは１ビットＰＷＭ信号を受けて、積分過程でアナログ信号に変換した後、出力御部４３に出力する。

【００４３】

また、オン・オフスイッチ部４２は、マイクロコンピュータ１４の出力端子のうち、ローアクティブ（ＬＯＷ ＡＣＴＩＶＥ）状態で制御信号を出力する端子Ｐ１がベースに連結されて、エミッタが接地されるトランジスタＴＲ１と、トランジスタＴＲ１のコレクタにカソード側が連結されたダイオードＤ１と、ダイオードＤ１のアノード側にベース端子が相互並列で連結された２つのプッシュプル・トランジスタＴＲ２、ＴＲ３と、２つのプッシュプル・トランジスタＴＲ２、ＴＲ３のエミッタとカソード側で連結され、キャパシタ端子ＣＴの間にアノード側で連結されたダイオードＤ２と、を含む。

【００４４】

また、オン・オフスイッチ部４２は、異常状態ホールド部４６の出力をトランジスタＴＲ１のコレクタに連結するダイオードＤ３と、異常状態ホールド部４６の出力がベースに連結されたトランジスタＴＲ４と、トランジスタＴＲ４のコレクタに連結された抵抗Ｒ１と、を含み、ダイオードＤ１は、トランジスタＴＲ１とトランジスタＴＲ４のコレクタとの間を連結する。

【００４５】

また、出力制御部４３は、アナログ変換部４１からのアナログ信号を抵抗Ｒ２を介してゲートで受けることによってドレーン・ソース間の抵抗値を変化させる電界効果トランジスタ（ＦＥＴ）と、その一側が抵抗端子ＲＴに連結され、他側が電界効果トランジスタ（ＦＥＴ）のドレーンに連結される抵抗Ｒ３と、一側が抵抗端子ＲＴ及び抵抗Ｒ３に連結され、他側が電界効果トランジスタ（ＦＥＴ）のソース及びキャパシタ端子ＣＴに連結された抵抗Ｒ４と、電界効果トランジスタ（ＦＥＴ）のソースに一側が連結されたキャパシタＣ２とから構成される。

【００４６】

また、自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路４４は、出力制御部４３の抵抗（後述する）と、キャパシタＣ２と結合することによって自励発振のための相補信号を出力する発振回路部（図示せず）と、相補信号を受けてインバータ部１２の電力スイッチング素子ＩＧＢＴ１、ＩＧＢＴ２を駆動させるためのパルス信号を発生するパルス信号発生部（図示せず）とを含む。

【００４７】

自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路４４の構造を示す実施例を、図４に示す。同図に示す自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路４４の内部構成図を参照して、集積回路４４の機能について簡単に説明する。この集積回路４４の内部の構成は、発振回路部とパルス信号発生部とに区分されている。発振回路部は、外部に抵抗端子ＲＴとキャパシタ端子ＣＴを取り付けると自ら発振するが、このような発振方式を‘自励発振’という。このパルス信号発生部は、発振回路部で生成された相補出力信号Ｑ、／Ｑが、‘ＤＥＡＤ ＴＩＭＥ’ブロック、１つの‘ＰＵＬＳＥ ＧＥＮ’ブロック、及び‘ＤＥＬＡＹ’ブロックを経て、‘むだ時間（ＤＥＡＤ ＴＩＭＥ）’が含まれた相補信号になり、集積回路４４の終端部の上、下プッシュプルドライブに各々送られる。同図に示すように、プッシュプルドライブは、上側部と下側部が各々独立的に構成されており、端子ＬＯでは下側電力素子（ＩＧＢＴ２）駆動用パルス信号を、端子ＨＯでは上側電力素子（ＩＧＢＴ１）駆動用パルス信号を出力する。このような集積回路４４は、集積化することによって回路の構成が極めて単純になり、結果的にコストを低減するという目的が達成される。参考までに、発振及びハーフブリッジドライブの構成に必要な部品数は、従来の誘導加熱調理器の場合、約

10

20

30

40

50

47点が必要だったのに対して、本発明による集積回路44を適用する場合は僅か4点が必要になり、それが占める面積も1/10以下になる。

【0048】

また、過電流感知部45は、インバータ直流部パターンの電位差を増幅して過電流信号を異常状態ホールド部46に出力するOPアンプOP1と、インバータ直流部パターンの電位差をOPアンプOP1の(+)端に入力する非反転入力端抵抗R5と、ブリッジダイオードBDの(-)端と接続されOPアンプOP1の(-)端に接続された反転入力端抵抗R6と、OPアンプOP1の出力端からの出力信号を再びOPアンプOP1の(-)端に入力することによって利得を決める負帰還抵抗R7と、を含む。

【0049】

また、異常状態ホールド部46は、過電流感知部45から出力される過電流信号をダイオードD4を介して受け、インバータ部12から過共振状態の発生信号をダイオードD5を介して受けた後、基準電圧RVと比較してそれより高いと、ハイ(HIGH)状態を出力する比較器OP2と、瞬間的に現れて消える異常信号に対しても持続的なハイ(HIGH)出力を保持するために比較器OP2の出力をまた比較器OP2の非反転入力端に戻すための正帰還ダイオードD6と、比較器OP2出力端に配置したプルアップ(PULLUP)用抵抗R8と、ダイオードD4、D5、D6の電流通路用抵抗R9と、を含む。

【0050】

また、電流感知及び電圧補償部50は、商用交流電圧を脈動電流に変換する整流ダイオード部D11、D12と、商用交流電圧及び整流及び平滑部11の間に直列で連結されて誘導加熱調理器の消費電流を感知するためのカレント・トランスフォーマーCTと、相互2つつ直列連結された2対のダイオードが並列で連結されて各対の中間地点にカレント・トランスフォーマーCTの終端が各々連結されて、入力端Aが整流ダイオード部D11、D12に連結されて脈動電流を受け、出力端Bがマイクロコンピュータ14の端子P3に連結されるブリッジ型ダイオードD7、D8、D9、D10と、ブリッジ型ダイオードD7、D8、D9、D10で変換された脈動電流を直流に変換する出力端Bに連結された充電キャパシタC6と、入力端A及び整流ダイオード部D11、D12に連結された分圧抵抗R12、R13と、分圧抵抗R12、R13に連結された充電キャパシタC7と、マイクロコンピュータ14が調理容器の有無を判別するようにベースがマイクロコンピュータ14の端子P4に連結され、コレクタが充電キャパシタC7に連結されて、エミッタが接地されたトランジスタTR5と、を含む。

【0051】

以下では、まず本発明に係る誘導加熱調理装置におけるオン・オフ動作と出力調節部分について詳しく説明する。マイクロコンピュータ14の端子P1は、誘導加熱調理器をオン・オフさせるための命令を出力するものであり、ローアクティブ(LOW ACTIVE)状態を有する。端子P1が一旦ハイ(HIGH)になると、オン・オフスイッチ部42のトランジスタTR1がターンオンされて、プッシュプル(PUSH-PULL)トランジスタTR2、TR3の接続部がロー(LOW)になり、結局、自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路44のキャパシタ端子CTが、ダイオードD2を通じてロー(LOW)になり、自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路44の動作が停止する。また、端子P1がロー(LOW)になると、論理ステートの反対作用により、自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路44の動作が開始される。

【0052】

マイクロコンピュータ14の端子P1は、オン・オフスイッチ部42でインバータの作動をオン・オフさせるほか、異常状態ホールド部46のホールド機能を解除する役割も行う。異常状態ホールド部46の出力は、ハイ(HIGH)状態を有する。異常状態ホールド部46は、比較器OP2による過電流状態の発生時には、ダイオードD4から、また過共振状態の発生時には、ダイオードD5から異常信号を受けて基準電圧RVと比較し、それより高いと判断される場合にはハイ(HIGH)状態を出力する。しかしながら、瞬間的に現れて消える異常信号に対しても持続的なハイ(HIGH)出力を保持するために、

10

20

30

40

50

出力を正帰還ダイオード D 6 を介して比較器 O P 2 の非反転入力端に戻す。抵抗 R 8 は、比較器 O P 2 出力のプルアップ (P U L L U P) 用として、抵抗 R 9 は、ダイオード D 4、D 5、D 6 の電流通路として作用する。

【 0 0 5 3 】

図 5 は、異常状態の発生時に、異常状態ホールド部 4 6 を含む関連構成要素等の状態を示すグラフであり、ここでは過電流現象の発生時を例として挙げているが、過共振現象の発生時にも同じ状態になる。例えば、異常現象が発生して、異常状態ホールド部 4 6 の出力がハイ (H I G H) になると、オン・オフスイッチ部 4 2 は、2 つの状態のうち、1 つを選ぶようになる。まず端子 P 1 がハイ (H I G H) である場合 (インバータの動作停止) は、トランジスタ T R 1 がターンオンされているために、ダイオード D 3 により無視されるが、逆に端子 P 1 がロー (L O W) である場合 (インバータの動作中) は、トランジスタ T R 4 のターンオンによりプッシュプル・トランジスタ T R 2、T R 3 の接続部がロー (L O W) になり、インバータの動作が直ちに停止してインバータ部 1 2 の電力素子 (I G B T 1、I G B T 2) が保護される。

【 0 0 5 4 】

また、このような異常状態の発生によりインバータ 1 2 が停止した場合の解除は、マイクロコンピュータ 1 4 により、端子 P 1 を暫くの間ハイ (H I G H) にしてまたロー (L O W) にするのが良いが、これは端子 P 1 がハイ (H I G H) である場合、トランジスタ T R 1 がターンオンされ、ダイオード D 3 を通じて比較器 O P 2 の出力がロー (L O W) になり、比較器 O P 2 の非反転入力端の電圧が反転入力端の基準電圧 R V より低くなるためである。

【 0 0 5 5 】

アナログ変換部 4 1 はマイクロコンピュータ 1 4 の端子 P 2 から数ビットバイナリ (B i n a r y) または 1 ビット PWM (P u l s e W i d t h M o d u l a t i o n) 信号を受けて、積分過程を経てアナログ信号に変換されて出力制御部 4 3 に供給する。

【 0 0 5 6 】

このアナログ変換部 4 1 で生成されたアナログ信号は、出力制御部 4 3 の抵抗 R 2 を介して電界効果トランジスタ (F E T) のゲートに送られて、電界効果トランジスタ (F E T) のドレーン - ソース間の抵抗値を変化させて、結局、自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路 4 4 の発振周波数を変更させる。このような過程を経て、自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路 4 4 の発振周波数を変更するのは、上述したように、誘導加熱調理器の出力を調節するためである。

【 0 0 5 7 】

自励発振ハーフブリッジドライバ 8 0 の発振周波数は、下記の数式 1 のように求められる。

【 0 0 5 8 】

$$F o (H z) = 1 / \{ 1 . 4 * (R T + 7 5 * C T) \}$$

ここで、C T は、キャパシタ C 2 の容量 (F) であり、ドレーン - ソース間 (F E T) の抵抗を R D s () とすると、R T () = { (R 3 + R D s) × R 4 } / { (R 3 + R D s) + R 4 } となる。

【 0 0 5 9 】

したがって、本発明による誘導加熱調理器での発振周波数の変更は、上記式から分かるように、電界効果トランジスタ (F E T) のドレーン - ソース間の抵抗値を変化させることにより、結局抵抗端子 R T の値が変わることによって変更されるようになっている。

【 0 0 6 0 】

インバータ部 1 2 内の一対の I G B T、すなわち、上側 I G B T (I G B T 1) と下側 I G B T (I G B T 2) は、自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路 4 4 からゲート駆動信号を受けて、負荷である誘導加熱コイル 1 3 に高周波スイッチング電流を供給する。誘導加熱コイル 1 3 は、共振部の共振キャパシタ C 4、C 5 と等価的に直列共振状態で動作する。誘導加熱コイル 1 3 に高周波共振電流が流れると、コイル上に位置する磁性体調理容

10

20

30

40

50

器 2 の底面に渦電流が誘起されて、渦電流はまた調理容器 2 そのものの金属抵抗と作用して、所望の熱に変換される。自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路 4 4 に接続されているキャパシタ C 3 は、上側 I G B T (I G B T 1) のゲート駆動信号を生成するための内部駆動電源蓄積用として作用する。共振部に接続されている抵抗 R 1 2 と抵抗 R 1 1 とは、共振電圧を減圧して異常状態ホールド部 4 6 の判断入力に送る役割をする。

【 0 0 6 1 】

次に、過電流感知部 4 5 は、誘導加熱調理装置の直流部パターン上の微細な電位差を O P アンプ O P 1 で一定の大きさに増幅して、異常状態ホールド部 4 6 に送る。ある異常状態によって機器の電流の流れが正常状態より高くなると、過電流の感知部 4 5 の O P アンプ O P 1 の出力 Y 2 が異常状態ホールド部 4 6 の基準電圧 R V より高くなり、結局、異常状態ホールド部 4 6 の出力がハイ (H I G H) となり、インバータ 1 2 の動作を停止させる。反転入力端抵抗 R 6 と負帰還抵抗 R 7 は、O P アンプ O P 1 の増幅度を決定する用途のものであり、非反転入力端抵抗 R 5 は、O P アンプ O P 1 のインプットドラフトを減少させる。従来の過電流感知手段は、通常カレント・トランスフォーマーを用いて目的とする個所の電流を電圧に換算するが、カレント・トランスフォーマーを使用する場合、O P アンプのような半導体に比べて価格が高く、多くの空間を占めるという問題がある。したがって、本発明は、このような問題点を改善するために、O P アンプによる過電流の検出法を適用しており、これは非常に独特の手段である。

【 0 0 6 2 】

電流感知及び電圧補償部 5 0 は、一つのブロック内で二つの役割をするが、第一は誘導加熱調理器機の消費電流を感知することであり、第二は入力電圧を感知することである。ここで、機器の消費電流は、カレント・トランスフォーマー (C T) を介して読み取られ、ブリッジ型ダイオード D 7、D 8、D 9、D 1 0 を通じて脈動電流に変換された後、充電キャパシタ C 6 で直流に変換される。商用交流電源は、整流ダイオード部 D 1 1、D 1 2 を通じて脈動電流に変換された後、分圧抵抗 R 1 2、R 1 3 により電圧が低くなり、充電キャパシタ C 7 で直流に変換され、電圧 V 1 0 に表現される。したがって、マイクロコンピュータ 1 4 の電流モニター端子 P 3 には、結局、機器の消費電流量に電源電圧 (V 1 0) 分が重畳して印加されることにより、マイクロコンピュータ 1 4 は、電源電圧が上昇して大きくなった電圧 V 1 2 も消費電流が増加したと認識することにより、出力を下げる動作を行い、電源電圧の上昇または下降に関わらず定出力を保持するようにする。トランジスタ T R 5 は、マイクロコンピュータ 1 4 が調理容器 2 の有無を判別する際、ターンオンされるようになっており、入力電圧の重畳分をなくすように作用する。マイクロコンピュータ 1 4 は、調理容器 2 の有無を識別する時、インバータの消費電流だけを必要とするので、ここで入力電圧分が重畳されていると、調理容器の識別に支障を与える。したがってマイクロコンピュータ 1 4 は、調理容器 2 の識別動作を行う際、端子 P 4 をハイ (H I G H) にしてトランジスタ T R 5 をターンオンさせることが好ましい。

【 0 0 6 3 】

図 6 は、電源電圧の変動によるマイクロコンピュータ 1 4 のモニター電圧 V 1 2 の追従を示す。図 6 の一番目のグラフは、図 3 の電流感知及び電圧補償部 5 0 において、V 1 1 ノードの電流値、二番目のグラフは、V 1 2 を平滑なものに電圧補償する前の電流値、三番目のグラフは、V 1 0 ノードの入力電圧値、四番目のグラフは、V 1 2 ノードに V 1 1 値を加えた、すなわち電圧補償後の電流値を示すグラフである。

【 0 0 6 4 】

図 6 から分かるように、入力電圧 V 1 0 ノードの電圧が定格電圧より高くなると、それに比例した電圧値を電流感知値に加えて、すなわち、電流が増加したと同一効果を有するにすると、マイクロコンピュータ 1 4 は電流が増加したと認知して出力を低減する作動を行う。

【 0 0 6 5 】

なお、本発明に係る誘導加熱調理器は、上記の実施形態に限られることなく、その他のあらゆる実施形態が本発明の含まれる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 6 6 】

【図 1】従来の誘導加熱調理器の内部回路構成を示すブロック図である。

【図 2】本発明の誘導加熱調理器の内部回路構成を示すブロック図である。

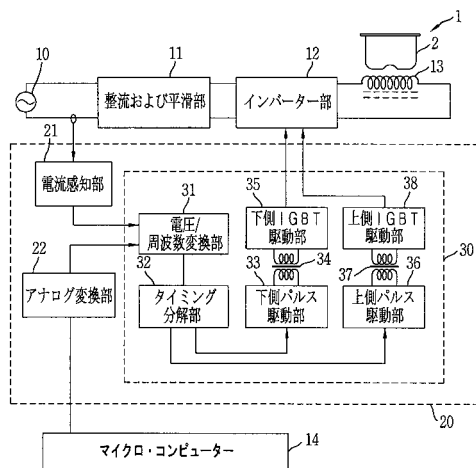
【図 3】本発明の誘導加熱調理器の内部構成を示す詳細回路図である。

【図 4】本発明に適用した誘導加熱調理器の自励発振ハーフブリッジ駆動集積回路の内部構成図である。

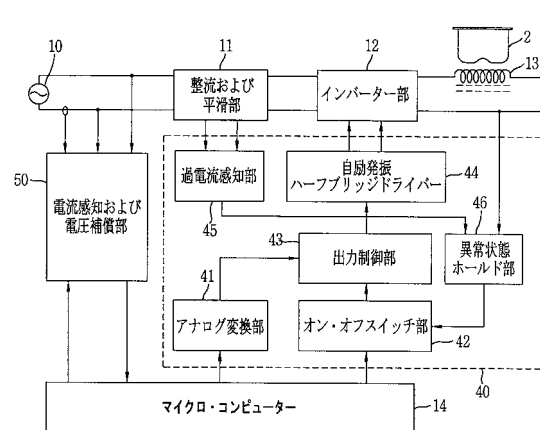
【図 5】異常状態発生時の安全モード進入過程を示すグラフである。

【図 6】入力電圧変動による出力補償のための信号の合成過程を示すグラフである。

【図 1】



【図 2】



フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
H 0 2 M 7/48 A

(72)発明者 ソン・チャン - ダイ
大韓民国、キョンサンナム - ド 6 2 6 - 0 5 0、ヤンサン - シ、ジョンボウ - ドン 6 9 6 - 1
、デドンアパートメント 1 1 9 - 8 0 2

審査官 結城 健太郎

(56)参考文献 特開平 0 7 - 1 3 7 1 4 0 (J P , A)
特開平 0 5 - 0 4 7 4 6 4 (J P , A)
特開 2 0 0 2 - 0 5 6 9 6 6 (J P , A)
特開 2 0 0 2 - 0 7 5 6 2 9 (J P , A)
特開 2 0 0 4 - 2 5 3 3 1 3 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
H 0 5 B 6 / 1 2
H 0 2 M 7 / 4 8