

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3799324号

(P3799324)

(45) 発行日 平成18年7月19日(2006.7.19)

(24) 登録日 平成18年4月28日(2006.4.28)

(51) Int. Cl.

F I

H05B 6/12 (2006.01)

H05B 6/12 324

H02M 7/48 (2006.01)

H05B 6/12 327

H05B 6/06 (2006.01)

H05B 6/12 331

H05B 6/12 332

H05B 6/12 333

請求項の数 4 (全 13 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2002-350011 (P2002-350011)

(73) 特許権者 000003078

(22) 出願日 平成14年12月2日(2002.12.2)

株式会社東芝

(65) 公開番号 特開2004-185909 (P2004-185909A)

東京都港区芝浦一丁目1番1号

(43) 公開日 平成16年7月2日(2004.7.2)

(74) 代理人 100071135

審査請求日 平成15年3月19日(2003.3.19)

弁理士 佐藤 強

(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

(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

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】

商用交流電源に基づいて高周波電流を生成するインバータ回路と、前記高周波電流を加熱手段に供給することで被加熱物を加熱する誘導加熱調理器において、

前記誘導加熱調理器の出力を周波数可変とすることにより制御するインバータ出力制御回路を、RISCマイコン若しくはDSPによって構成し、

前記インバータ出力制御回路は、前記インバータ回路の出力電圧と出力電流との位相差に基づいて当該インバータ回路を制御し、前記位相差を、商用交流電源周期の半周期の間に検出された値の平均値で評価することを特徴とする誘導加熱調理器。

【請求項2】

インバータ出力制御回路は、インバータ回路の出力電圧と出力電流との位相差検出を、商用交流電源波形のゼロクロス点付近では禁止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】

インバータ出力制御回路は、商用交流電源波形のゼロクロス点付近においてPWM制御の搬送波周波数を可変することを特徴とする請求項1又は2記載の誘導加熱調理器。

【請求項4】

インバータ出力制御回路は、搬送波周波数を可変するタイミングを、商用交流電源周期の半周期若しくはその半周期の倍数とすることを特徴とする請求項3記載の誘導加熱調理器。

10

20

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、商用交流電源に基づいて高周波電流を生成するインバータ回路と、前記高周波電流を加熱手段に供給することで被加熱物を加熱する誘導加熱調理器に関する。

【0002】

【従来の技術】

例えば、インバータ回路の出力電圧と出力電流との位相差に基づいて前記インバータ回路を制御する誘導加熱調理器は周波数可変型であり、加熱出力が低いレベルから高いレベルまで滑らかに変化させることができるという利点がある。斯様なタイプの加熱調理器の従来技術として、特許文献1に開示されているものがある。この従来技術では、上記出力電圧と出力電流との位相を比較し、それらの位相差が入力電流設定に応じた一定値になるようにフィードバック制御している。その場合、上記位相差に基づく信号が電圧制御発振器(VCO)に与えられ、電圧制御発振器が出力する発振信号によってインバータ回路を構成するIGBTが交互にオンオフされる。

10

【0003】

また、特許文献2には、インバータ回路を制御する場合に、三相モータ駆動用のPWM機能を内蔵したDSPを用いて行なう技術が開示されている。

【0004】

【特許文献1】

特許第2856788号公報

20

【0005】

【特許文献2】

特開2002-260835号公報

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

特許文献1に開示されている技術では電圧制御発振器を用いているが、電圧制御発振器を内蔵したICはアナログ回路で構成されているため、インバータ回路が発生するスイッチングノイズの影響を受け易いという問題がある。また、前記ICは現在廃品化が進んでいるため高価になってきており、使用し難い状況下にある。

30

【0007】

また、出力電圧や出力電流を検出する場合は、時定数の大きな回路によってアナログ信号をサンプリングしているため、瞬時に発生した変動が検出し難く、制御応答に遅れが出てしまうという問題がある。

【0008】

更に、周波数可変制御をアナログICとして構成される電圧制御発振器を用いて行う場合には、以下のような問題もある。即ち、インバータ回路のスイッチング周波数を高い方から低い方に変化させて行くと、負荷の特性は誘導性から容量性へと変化する。そして、周波数が共振点から大きく外れると、インバータ回路のスイッチングが電圧振幅の大きい期間に行われてスイッチング損失が増大し、スイッチング素子が破壊に至るおそれもある。

40

【0009】

そのような事態を回避するためには、スイッチング周波数の下限を厳格に設定して制御する必要があるが、アナログICは上述のようにノイズの影響を受け易く、周波数が下限付近に近付いた際にノイズが印加されると、下限を超えてしまうことも想定される。

【0010】

特許文献2は、安価で高性能なインバータ回路を提供することを目的として、三相モータ駆動用のPWM機能を内蔵したDSPを用いているが、インバータ回路の出力電圧と出力電流との位相差に基づいて制御するものとは前提構成が異なっている。

【0011】

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、インバータ回路を、周波数

50

可変で制御する場合に、安価で且つ高性能に構成できる誘導加熱調理器を提供することに有る。

【 0 0 1 2 】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するため、請求項1記載の誘導加熱調理器は、商用交流電源に基づいて高周波電流を生成するインバータ回路と、前記高周波電流が加熱手段に供給されることで被加熱物を加熱するものにおいて、

前記誘導加熱調理器の出力を周波数可変とすることにより制御するインバータ出力制御回路を、RISC (Reduced Instruction Set Computer)マイコン若しくはDSP (Digital Signal Processor)によって構成する。

10

【 0 0 1 3 】

即ち、RISCマイコン若しくはDSPは極めて高速な演算が可能であるから、電圧制御発振器に代わる高速の制御信号を出力してインバータ回路を制御することができる。また、A/D変換も高速に行うことができるので、入力信号の瞬時における変化も捉えることが可能であり、制御周期が短い場合でも制御を確実に行うことができ、制御応答速度を向上させることもできる。そして、発振信号の出力をデジタル制御できるので、耐ノイズ性が向上し、周波数が低い領域においてインバータ回路のスイッチング損失が増大することを容易に防止することもできる。

また、インバータ出力制御回路を、インバータ回路の出力電圧と出力電流との位相差に基づいてインバータ回路を制御し、前記位相差を、商用交流電源周期の半周期の間に検出された値の平均値で評価するように構成するので、前記位相差に応じて周波数可変制御する構成において、入力信号レベルの大小により検出精度に差が生じる場合でも、それらを平均化して評価することができる。

20

【 0 0 1 4 】

この場合、請求項2に記載したように、インバータ出力制御回路を、インバータ回路の出力電圧と出力電流との位相差検出を、商用交流電源波形のゼロクロス点付近では禁止するように構成すると良い。斯様に構成すれば、検出精度が劣化する期間にデータをサンプリングすることを回避できる。

【 0 0 1 7 】

また、請求項3に記載したように、インバータ出力制御回路を、商用交流電源波形のゼロクロス点付近においてPWM制御の搬送波周波数を可変するように構成すると良い。斯様に構成すれば、入力設定の変化に応じてPWM制御の搬送波周波数を変化させる場合に電流レベルが低い期間に行うことで、インバータ回路に対する入力電流が急激に変化することを抑制できる。

30

【 0 0 1 8 】

また、この場合、請求項4に記載したように、インバータ出力制御回路を、搬送波周波数を可変するタイミングを、商用交流電源周期の半周期若しくはその半周期の倍数とるように構成しても良い。斯様に構成すれば、制御の切替えをより短い間隔で行うことができる。

【 0 0 2 2 】

【発明の実施の形態】

(第1実施例)

以下、本発明を誘導加熱調理器(IHクッキングヒータ)に適用した場合の第1実施例について図1乃至図6を参照して説明する。電気的構成を示す図1において、交流電源1は直流電源回路3と接続されている。この直流電源回路3は直流電源を整流するためのブリッジ回路5と、整流された脈流を平滑化するためのコンデンサ7とから構成されている。

【 0 0 2 3 】

ハーフブリッジ型のインバータ回路9は2つのIGBT(スイッチング素子)11,13と、各IGBT11,13のコレクターエミッタ間に接続されたダイオード15,17と、インバータ回路9の出力端子とグラウンドの間に接続された直列共振回路、即ち加熱コイル

50

(加熱手段) 19及び共振用のコンデンサ21とから構成されている。

【0024】

インバータ電圧位相検知回路20は第1の信号としてインバータ電圧 V_{IN} を検出し、この検出したインバータ電圧 V_{IN} を位相比較回路23へ出力する。またコンデンサ電圧位相検知回路22はコンデンサ21を流れるインバータ電流と位相的に相関する第2の信号としてコンデンサ21の両端の電圧 V_{C1} を検出し、この検出した電圧 V_{C1} を位相比較回路23へ出力する。

【0025】

位相比較回路23は入力した第1の信号と第2の信号の双方の信号の位相を比較して比較の結果すなわち双方の信号の位相差に係る信号 V_{P1} を差分比較回路25へ出力する。位相差設定回路27は前述した第1の信号と第2の信号の位相差 V_{SET} を可変設定する。この可変設定された位相差 V_{SET} に応じて入力電力が調整されるようになっている。

10

【0026】

差分比較回路25は、位相比較回路23より出力される位相差信号 V_{P1} と、位相差設定回路27において可変設定された位相差信号 V_{SET} との大小を比較して、その比較結果 V_{P2} を電圧制御発振器(以下VCOと称する)29に出力する。即ち、 $V_{P1} > V_{SET}$ であれば $V_{P2} = H$ を出力し、 $V_{P1} < V_{SET}$ であれば $V_{P2} = L$ を出力する。VCO29は、前記位相差設定回路27によって可変設定された位相差となるようにインバータ回路9の発振周波数を制御するための周波数制御手段であり、差分比較回路25からの出力信号に応じて発振周波数を変化させる。

20

【0027】

尚、一般的なアナログ回路としてのVCOは、入力電圧に応じて発振周波数が変化するものであるが、ここでのVCO29は、後述するように回路動作をデジタル的にシミュレートしたものであるから、差分比較回路25より与えられる比較結果に応じて発振周波数を変化させる構成である。

【0028】

駆動回路31はVCO29からの信号に基づいてIGBT11,13を交互にオンオフ動作させる。この駆動回路31からの信号に基づいてIGBT11,13を交互にオンオフ動作すると、加熱コイル19とコンデンサ21が直列共振状態に設定され、これにより加熱コイル19が高周波電力を発生して図示しないトッププレートの上に載置された鍋などの被加熱物を誘導加熱する。

30

【0029】

初期回路33はインバータ回路9の出力電圧と位相的に相関する第1の信号と、共振用のコンデンサ21を流れる電流と位相的に相関する第2の信号との双方の信号の位相差を初期設定するための初期設定手段であり、電源が投入されると初期信号を位相差設定回路27へ出力する。位相差設定回路27はこの初期回路33から初期信号を入力すると、第1の信号と第2の信号との位相差を基準の位相差例えば 120° に設定する。これにより例えばトッププレートの上に載置された被加熱物が鉄製の鍋である場合には入力電力が100ワットに設定される。

【0030】

カレントトランスCT(1)は交流電源1から供給される電源電流 I_{IN} を検出し、この検出した電源電流 I_{IN} と相応する信号を入力電流検知回路43へ出力する。この入力電流検知回路43はカレントトランスCT(1)からの検出信号に基づいて電源電流すなわち入力電流 I_{IN} を検知する。

40

【0031】

負荷状態検知回路35は入力電流検知回路43からの情報に基づいてトッププレートの上に載置された負荷の状態が適正な負荷であるかどうかを検出する。尚、以上の構成がなす基本的な作用は、特許文献1(特許第2856788号)に開示されているものと同様である。なお、差分比較回路25は、特許文献1におけるローパスフィルタ(LPF)に対応する構成だが、これは、位相差信号の比較をアナログ処理するか、デジタル処理するか

50

の相違に基づく機能名称の相違であり、本質的な機能は同じである。

【 0 0 3 2 】

また、I G B T 1 1 のエミッタと加熱コイル 1 9 とが接続されている部分にもカレントトランス C T (2) が介挿されており、そのカレントトランス C T (2) の出力信号は、インバータ電流検知回路 5 1 を介して負荷状態検知回路 3 5 に与えられている。また、周期フラグ発生部 5 2 は、入力電流検知回路 4 3 によって検知される入力電流 I_{IN} に基づいて交流電源の半周期毎に所定の期間を示す周期フラグ (図 5 (b) 参照) を発生させるようになっている。

【 0 0 3 3 】

加えて、A / D 変換部 5 3 の入力ポートは、ブリッジ回路 5 の正側出力端子と、インバータ回路 9 の出力端子及び入力電流検知回路 4 3 の出力端子に夫々接続されている。そして、A / D 変換部 5 3 は、インバータ回路 9 の入力電圧、出力電圧及び出力電流をマルチプレックスして A / D 変換するようになっている。尚、インバータ回路 9 の出力電圧検出については、必要に応じて分圧抵抗 (図示せず) を設けるようにする。

10

【 0 0 3 4 】

そして、本実施例においては、位相比較回路 2 3 , 差分比較回路 2 5 , V C O 2 9 , 負荷状態検知回路 3 5 , 初期回路 3 3 , 位相差設定回路 2 7 及び A / D 変換部 5 3 が制御回路 (インバータ出力制御回路) 5 4 を構成しているが、制御回路 5 4 は、R I S C アーキテクチャの C P U コアを有するマイクロコンピュータ (R I S C マイコン) によって構成されている。ここで、R I S C アーキテクチャの C P U は以下のような特徴を備えている。

20

・全てのデコードがワイヤードロジックで実現され、

同一時間で実行可能である単純な命令セット

・命令実行処理のパイプライン制御

・多数の内部レジスタ

・大容量のキャッシュ

そして、上記のアーキテクチャによりプログラムを効率的に実行するため、実行形式のプログラムはコンパイラによって最適化されている。

斯様な構成の R I S C 型マイコンによれば、トータルでの処理性能が C I S C (Complex Instruction Set Computer) 型マイコンに比較して向上する。特に、積演算等の実行速度に関しては極めて高速化されている。例えば、本実施例の制御回路 5 4 は、少なくとも 1 命令の実行速度が 1 μ 秒以下であるものとする。

30

【 0 0 3 5 】

ここで、図 2 は、制御回路 5 4 が V C O 2 9 としての機能を実現して P W M 信号 1 , 2 を出力するための処理プログラムのフローチャートであり、図 3 は、その処理に対応したタイミングチャートである。尚、初期状態として、P W M 信号 1 = H , P W M 信号 2 = L であるとする。また、設定値 T M 1 , T M 3 には、適当な初期値が設定されている。

【 0 0 3 6 】

制御回路 5 4 は、まず、図示しない搬送波発生用タイマのカウント値が「 0 」である場合は (ステップ S 1 , 「 Y E S 」) タイマにアップカウント動作を開始させる (ステップ S 2) 。それから、差分比較回路 2 5 からの比較結果 V_{P2} に応じて、設定値 T M 1 ~ T M 3 を設定する (ステップ S 3 ~ S 5) 。即ち、 $V_{P2} = H$ であれば (ステップ S 3 , 「 Y E S 」) 設定値 T M 1 , T M 3 を減少させて周波数を高くし (ステップ S 4) 、 $V_{P2} = L$ であれば (ステップ S 3 , 「 N O 」) 設定値 T M 1 , T M 3 を増加させて周波数を低くする (ステップ S 5) 。

40

【 0 0 3 7 】

そして、タイマのカウント値が設定値 T M 1 に達するまで待機し (ステップ S 6) 、達すると (「 Y E S 」) P W M 信号 1 のレベルをロウに変更する (ステップ S 7) 。即ち、スタートからここまでが P W M 信号 1 のレベルがハイとなり、インバータ回路 9 の上アーム I G B T 1 1 が O N する期間となる。

【 0 0 3 8 】

50

次に、制御回路54は、タイマのカウント値が設定値TM2に達するまで待機し(ステップS8)、達すると(「YES」)PWM信号2のレベルをハイに変更する(ステップS9)。即ち、ステップS7~S9の期間は、PWM信号1,2のレベルが何れもロウとなり、インバータ回路9の上下アームIGBT11,13が何れもOFFするデッドタイム期間となる。尚、デッドタイム期間を例えば1μ秒とすると、設定値TM1に対して1μ秒相当のカウント値を加えたものが設定値TM2となる。

【0039】

次に、制御回路54は、タイマのカウント値が設定値TM3に達するまで待機し(ステップS10)、達すると(「YES」)PWM信号2のタイマをダウンカウント動作に切り替える(ステップS11)。そして、更に、タイマのカウント値が設定値TM1に達するまで待機し(ステップS12)、達すると(「YES」)PWM信号2のレベルをロウに変更する(ステップS13)。即ち、ステップS9~S13の期間は、PWM信号1,2のレベルが夫々ロウ,ハイとなり、インバータ回路9の上アームIGBT11がOFF,下アームIGBT13がONする期間となる。

10

【0040】

それから、制御回路54は、タイマのカウント値が設定値TM4に達するまで待機し(ステップS14)、達すると(「YES」)内部的に割り込みを発生させて各種の測定・検出を行なうための検出ルーチンを起動させ(ステップS14a)、PWM信号1のレベルをハイに変更する(ステップS15)。即ち、ステップS13~S15の期間は、PWM信号1,2のレベルが何れもロウとなり、インバータ回路9の上下アームIGBT11,13が何れもOFFするデッドタイム期間となる。従って、設定値TM4は、設定値TM1よりデッドタイム1μ秒に相当するカウント値を減じたものとなる。

20

【0041】

ステップS15の実行後はステップS1に戻る。そして、PWM信号1のレベルはステップS15~S7の期間においてハイとなるので、当該期間は、インバータ回路9の上アームIGBT11がON,下アームIGBT13がOFFする期間となる。

【0042】

尚、以上の処理について、PWM制御の搬送波周波数を例えば20kHz~100kHzの範囲で可変することを前提とすると、デッドタイムを挿入することを考慮すると、タイマの分解能(カウント周期)としては0.1μ秒以上が必要である。

30

【0043】

また、位相差の検出を搬送波周期に同期させて行う場合は、PWM信号によって上アームIGBT11がONした時点からインバータ回路9の出力電流のゼロクロス点までの時間を測定する必要がある。この場合も、搬送波周波数が100kHzである場合、その周期は10μ秒であるから、位相差測定にもやはり0.1μ秒以上の分解能が必要である。

【0044】

図4は、制御回路54が実行する検出処理ルーチンのフローチャートであり、図5は、その検出に関連したタイミングを示すタイミングチャートである。このルーチンでは、制御回路54は、測定開始タイミングが発生するまで待機している(ステップA0)。

【0045】

測定開始タイミングは、図5(b)に示す周期フラグによって与えられる。周期フラグは、上述したように周期フラグ発生部52が発生させるフラグであり、図5(a)に示す商用交流電源の半周期毎に、電流のゼロクロス点付近を除く所定期間を示すフラグである。

40

【0046】

制御回路54は、周期フラグの立ち上がりによって測定開始タイミングの発生を認識すると(ステップA0,「YES」)、続いて、割り込みの発生を待つ(ステップA1)。ここでの割り込みは、前述した図2のステップS14aにおいて発生する内部的な割り込みであり、PWM搬送波周期で発生する。そして、その割り込みが発生すると(「YES」)、制御回路54は、A/D変換部53によって入力電圧を読み込む(ステップA2)。

【0047】

50

この時読み込んだ入力電圧が、前回の値に対して急激に上昇したり低下したりした場合には(ステップA3,「YES」)、雷サージの発生や商用交流電源に停電が発生したことが想定されるため、VCO29に停止信号を出力してインバータ回路9の制御を停止させてから(ステップA4)ステップA0に戻る。一方、読み込んだ入力電圧が、前回の値に対して通常時に想定される所定範囲内で変化した場合には(ステップA3,「NO」)、ステップA5に移行する。

【0048】

ステップA5, A6において、制御回路54は、インバータ回路9の出力電圧, 出力電流を夫々読み込む。尚、これらの出力電圧, 出力電流をA/D変換して読み込む場合の波形は、実際にはPWM搬送波が重畳された波形となっているが、PWM制御周期に合わせて検出を行うことで、搬送波が重畳された波形をそのまま扱うことが可能となっている。

10

【0049】

それから、それら制御回路54は、出力電圧・出力電流間の位相差を検出する(ステップA7)。ここで、図6には、位相差検出のタイミングチャートを示す。位相差検出は、先ず、インバータ電圧位相検知回路20の出力信号(図6(a))の立ち上がりから、コンデンサ電圧位相検知回路22の出力信号(図6(c))の立ち上がりまでの時間を測定する。但し、検知回路22の出力信号は、本来加熱コイル19に流れている電流(図6(b))に対して位相が90度遅れているため、その分を後程差し引くようにする。即ち、検知回路22の出力信号は位相180度に相当するので、その1/2を差し引く。

【0050】

20

以上のように、ステップA5~A7において夫々の読み込み及び検出を行なうと、制御回路54は、それらのデータをメモリに記憶させる(ステップA8)。それから、測定終了タイミングが発生したか否かを判断する(ステップA9)。測定終了タイミングは、図5(b)に示す周期フラグの立下りとなる。測定終了タイミングでなければ(「NO」)ステップA1に戻り、測定終了タイミングであれば(「YES」)ステップA10に移行する。

【0051】

ステップA10では、位相差の平均化処理を行なう。即ち、商用交流電源半周期内において周期フラグがセットされている期間に測定した複数の位相差データについてそれらの平均値を求める。そして、得られた平均値を V_{P1} として差分比較回路25に出力する(ステップA11)。この信号 V_{P1} は差分比較回路25に出力され、位相差設定回路27より与えられる設定信号 V_{SET} と比較される。

30

【0052】

それから、制御回路54は、ステップA5, A6において得られたインバータ回路9の出力電圧, 出力電流について、実効値を演算する(ステップA11)。実効値は、周知のように、例えばn個のデータ $data_1, data_2, \dots, data_n$ について求めた2乗平均値の平方根で得られる。これらの値は、IHクッキングヒータの加熱制御に使用される。それから、ステップA0に戻る。

【0053】

尚、図4は、商用交流電源の半周期について行なう検出だが、ステップA12で演算した実効値については、更に複数周期について平均値を求めて評価する。また、図5に示すように、商用交流電源の半周期を単位として電圧・電流などの検出を行なっているので、ユーザの操作により入力電流設定が変化した場合は、電流波形のゼロクロス点付近でPWM制御周期の変更が行われるようになっている。即ち、搬送波周波数の変化は、電源電流レベルが比較的低い期間に行われることになる。

40

【0054】

以上のように本実施例によれば、誘導加熱調理器のインバータ回路9の出力電圧と出力電流との位相差に基づいて、インバータ回路9を構成するIGBT11, 13を周波数可変でPWM制御する制御回路54を、RISCマイコンによって構成した。即ち、RISCマイコンは極めて高速な演算が可能であるから、従来用いられていたアナログICとして構成されるVCOに代わる高速のPWM信号を出力してインバータ回路9を制御すること

50

ができる。また、A/D変換部53におけるA/D変換も高速に行うことができるので、入力信号の瞬時ににおける変化も捉えることが可能であり、制御周期が短い場合でも位相差の検出を確実に行うことができ、制御応答速度を向上させることもできる。

【0055】

そして、可変周波数制御する場合、その制御範囲は、前述した一例の20kHz~100kHzのように広い範囲となるため、周波数が高い領域で位相差を検出しようとする処理を高速に行なう必要があり、制御回路54をRISCマイコン(若しくはDSP)で構成することは極めて有効である。加えて、RISCマイコン等が備えているキャプチャ機能(フリーランカウンタのカウント値を、例えばトリガ信号の立上がりエッジ毎にラッチしてそれらの差によって時間を計測する)を用いることで、位相差を容易に検出することも可能となる。

10

【0056】

更に、制御回路54は、VCO29による発振信号の出力をデジタル制御できるので、耐ノイズ性が向上し、周波数が低い領域においてインバータ回路9のIGBT11,13におけるスイッチング損失が増大することを容易に防止することもできる。

【0057】

また、制御回路54は、インバータ回路9の入力電流と出力電流とを、PWM制御の搬送波周期に応じて読み込むので、入力信号波形をサンプリングする前の段階で、時定数の大きな回路により濾波する必要がなくなり、制御応答速度を更に向上させることができる。また、制御回路54は、電流データを実効値演算するので、電流データを時定数の大きな回路により平均化処理した上で読み込む必要がなく、制御応答速度を向上させることができる。更に、商用交流電源波形のゼロクロス点付近においてPWM制御の搬送波周波数を可変するので、インバータ回路9に対する入力電流が急激に変化することを抑制できる。そして、制御の切替えをより短い間隔で行うことができる。

20

【0058】

また、制御回路54は、インバータ回路9の出力電圧と出力電流との位相差を、商用交流電源周期の半周期の間に検出された値の平均値で評価するので、入力信号レベルの大小によって検出精度に差が生じる場合でも、それらを平均化して評価することができる。そして、位相差検出を、商用交流電源波形のゼロクロス点付近では禁止するので、検出精度が劣化する期間にデータをサンプリングすることを回避できる。

30

【0059】

加えて、制御回路54は、商用交流電源電圧を検出して、その上昇度合いが異常な値であると判断した場合にインバータ回路9の制御を停止するので、例えば、商用交流電源の停電や電源線に雷サージが印加された場合などに、その事象を検出してインバータ回路9を保護することができる。

【0060】

(第2実施例)

図7及び図8は本発明の第2実施例を示すものであり、第1実施例と同一部分には同一符号を付して説明を省略し、以下異なる部分についてのみ説明する。第2実施例では、入力電流及びインバータ出力電流について電流センサCTにより検出した信号に、図示しない積分回路を介すことでPWM搬送波周波数成分を除去し、50若しくは60Hzの商用交流電源波形の包絡線を有する波形にする。即ち、図7に示す略そのままの波形とする。

40

【0061】

そして、この場合の電圧・電流等の検出周期は、例えば、100μ秒毎に発生する割り込み信号に応じて行なうようにする。即ち、図4に示すフローチャートのステップA1において(「YES」と判定する周期が100μ秒毎になる。

【0062】

また、図8には、ステップA3における入力電圧の異常検出処理をより具体的に示す。図8(a)は停電検出の場合であり、異常判定レベルは0V付近のL1に設定されている。そして、制御回路54は、判定レベルL1を下回る電圧を2回続けて検出した場合は、V

50

C O 2 9 による発振動作を停止させる。この場合、極めて短い時間の停電、所謂瞬停が発生することもあるので、V C O 2 9 の発振を停止させた時点から例えば3秒程度の時間が経過した後、その発振動作を再開させるようにする。

【0063】

尚、判定レベルL1は、以下のように設定する。例えば電源周波数が60Hzであるとしたら電源半周期は約8.3m秒となり、検出周期100μ秒は、位相約2.17度に対応する。従って、少なくとも、電流のゼロ点から位相1.08度以内の振幅に対応する値に判定レベルL1を設定する。

【0064】

また、図8(b)は雷サージが印加された場合であり、異常判定レベルは最大振幅値よりも高いL2に設定されている。そして、制御回路54は、判定レベルL2を上回る電圧を2回続けて検出した場合は、V C O 2 9 による発振動作を停止させる。この場合も、V C O 2 9 の発振を停止させた時点から例えば3秒程度の時間が経過した後、発振動作を再開させるようにする。

10

【0065】

以上のように構成した第2実施例によれば、制御回路54によって読み込まれるインバータ回路9の入力電流及び出力電流の波形を、商用交流電源周期に基づく包絡線波形とするので、サンプリングレートのある程度低下させることができ、処理時間に余裕を持たせることができる。

【0066】

本発明は上記しかつ図面に記載した実施例にのみ限定されるものではなく、以下のような変形または拡張が可能である。

20

R I S C マイコンに代えて、D S P と C I S C マイコンとを用いて構成しても良い。搬送波周波数を可変するタイミングは、必ずしも商用交流電源周期の半周期に限らず、半周期の倍数としても良い。

入力電力値に応じて周波数をステップ状に変化させて、周波数可変制御を行うようにしても良い。

尚、本発明でいう「位相差」の概念には、2つの信号波形における基準位相間の時間差も含むものとする。

【0067】

30

【発明の効果】

本発明の誘導加熱調理器によれば、インバータ回路の出力を周波数可変制御するインバータ出力制御回路を、R I S C マイコン若しくはD S P によって構成した。即ち、R I S C マイコン若しくはD S P は極めて高速な演算が可能であるから、従来のアナログI C として構成される電圧制御発振器に代わる高速の制御信号を出力してインバータ回路を制御することができる。また、A / D 変換も高速に行うことができるので、入力信号の瞬時ににおける変化も捉えることが可能であり、制御周期が短い場合でも制御を確実に行うことができ、制御応答速度を向上させることもできる。

そして、インバータ出力制御回路を、インバータ回路の出力電圧と出力電流との位相差に基づいてインバータ回路を制御し、前記位相差を、商用交流電源周期の半周期の間に検出された値の平均値で評価するように構成するので、前記位相差に応じて周波数可変制御する構成において、入力信号レベルの大小により検出精度に差が生じる場合でも、それらを平均化して評価することができる。

40

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の第1実施例であり、誘導加熱調理器の電気的構成を示す図

【図2】 制御回路がV C O に相当する機能を実現してP W M 信号1, 2を出力するための処理プログラムのフローチャート

【図3】 図2の処理に対応するタイミングチャート

【図4】 制御回路が実行する検出処理ルーチンのフローチャート

【図5】 (a)はインバータ回路の入力電流及び出力電流に相当する波形を示し、(b)

50

)は商用交流電源の半周期毎に出力される周期フラグを示す図

【図6】 位相差検出のタイミングチャート

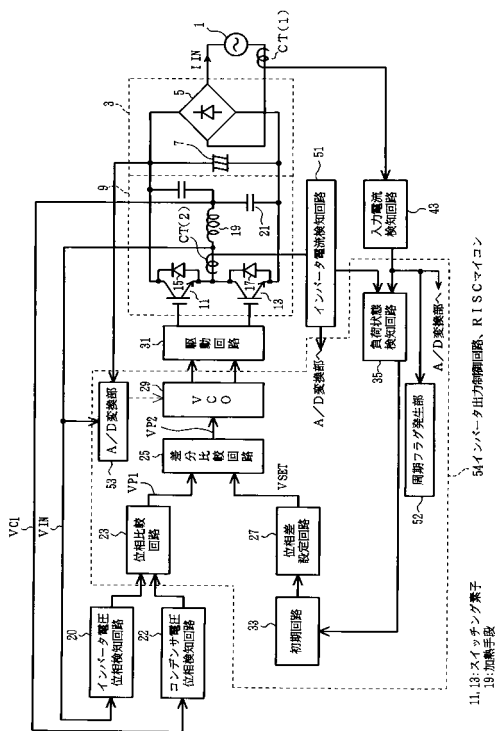
【図7】 本発明の第2実施例を示す図5相当図

【図8】 図4のステップA3における入力電圧の異常検出処理をより具体的に示す波形図

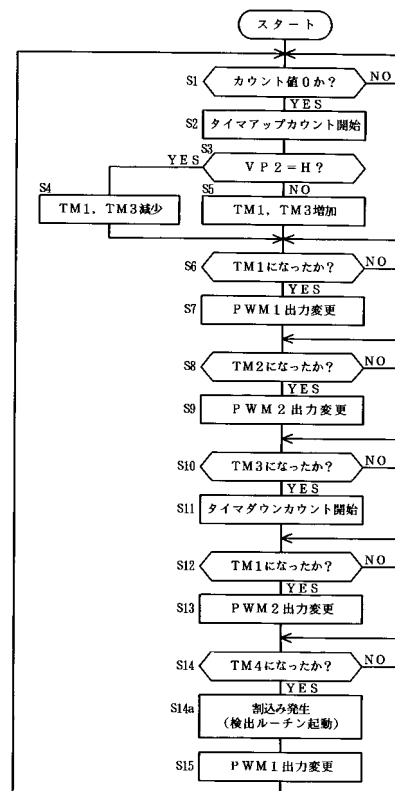
【符号の説明】

9はインバータ回路、11,13はIGBT(スイッチング素子)、19は加熱コイル(加熱手段)、54は制御回路(インバータ出力制御回路,RISCマイコン)を示す。

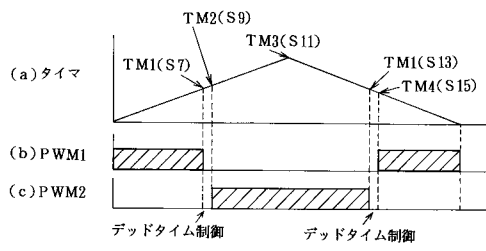
【図1】



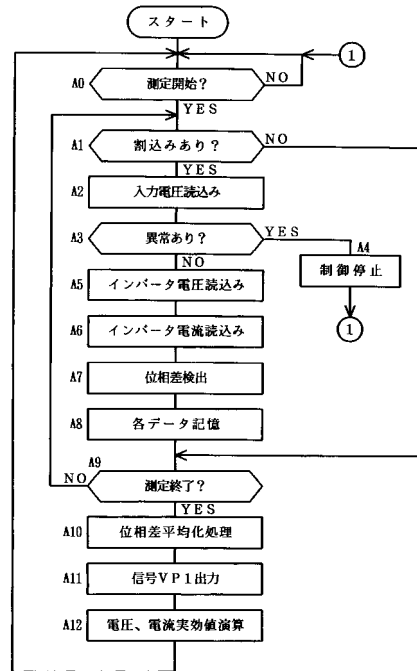
【図2】



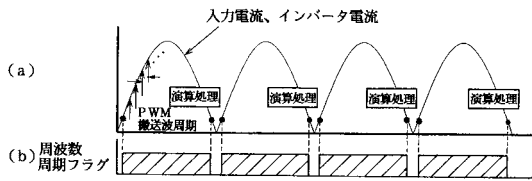
【 図 3 】



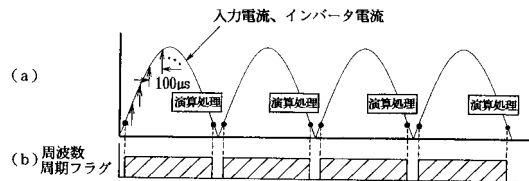
【 図 4 】



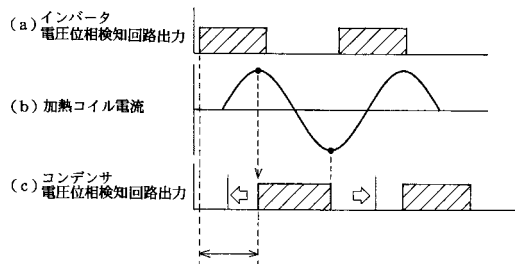
【 図 5 】



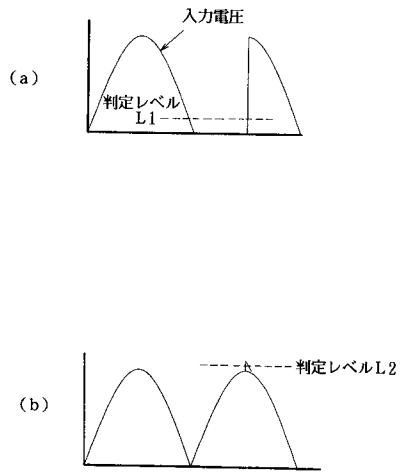
【 図 7 】



【 図 6 】



【 図 8 】



フロントページの続き

(51) Int.Cl. F I
H 0 2 M 7/48 A
H 0 2 M 7/48 F
H 0 2 M 7/48 J
H 0 5 B 6/06 3 6 6
H 0 5 B 6/06 3 8 1
H 0 5 B 6/06 3 8 3

(72)発明者 丸谷 裕樹
愛知県瀬戸市穴田町991番地 株式会社東芝 愛知工場内

審査官 結城 健太郎

(56)参考文献 特開2002-260835(JP,A)
特開平04-208076(JP,A)
特開2000-100550(JP,A)
特開平03-145091(JP,A)
特開平7-65943(JP,A)
特開平6-165391(JP,A)
特開平9-37568(JP,A)
特開2001-276650(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H05B 6/12
H02M 7/48
H05B 6/06