

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4698769号
(P4698769)

(45) 発行日 平成23年6月8日(2011.6.8)

(24) 登録日 平成23年3月11日(2011.3.11)

| | |
|----------------------|--------------------------|
| (51) Int. Cl. | F I |
| HO2M 3/155 (2006.01) | HO2M 3/155 E |
| HO2M 7/48 (2007.01) | HO2M 3/155 U |
| HO5B 6/06 (2006.01) | HO2M 7/48 E |
| HO5B 6/12 (2006.01) | HO2M 7/48 F |
| | HO5B 6/06 383 |
| | 請求項の数 15 (全 23 頁) 最終頁に続く |

| | | | |
|---------------|------------------------------|-----------|------------------------------|
| (21) 出願番号 | 特願2010-547390 (P2010-547390) | (73) 特許権者 | 000005821 |
| (86) (22) 出願日 | 平成22年7月30日(2010.7.30) | | パナソニック株式会社 |
| (86) 国際出願番号 | PCT/JP2010/004853 | | 大阪府門真市大字門真1006番地 |
| (87) 国際公開番号 | W02011/016214 | (74) 代理人 | 100090446 |
| (87) 国際公開日 | 平成23年2月10日(2011.2.10) | | 弁理士 中島 司朗 |
| 審査請求日 | 平成22年12月1日(2010.12.1) | (74) 代理人 | 100125597 |
| (31) 優先権主張番号 | 特願2009-181534 (P2009-181534) | | 弁理士 小林 国人 |
| (32) 優先日 | 平成21年8月4日(2009.8.4) | (74) 代理人 | 100146798 |
| (33) 優先権主張国 | 日本国(JP) | | 弁理士 川畑 孝二 |
| 早期審査対象出願 | | (74) 代理人 | 100121027 |
| | | | 弁理士 木村 公一 |
| | | (72) 発明者 | 風間 俊 |
| | | | 大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内 |
| | | | 最終頁に続く |

(54) 【発明の名称】 電力変換装置及び誘導加熱装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

パルス幅変調方式により、電源電圧を変圧するコンバータ回路と、
前記コンバータ回路から出力される電圧を平滑化するコンデンサと、
前記コンデンサにより平滑化された直流電圧を交流電圧に変換し、負荷に電力を供給するインバータ回路と、
前記コンデンサから前記インバータ回路へ流れる電流を検出するための電流センサと、
前記電流センサにより検出された電流に基づいて、前記コンデンサから前記インバータ回路へ流れる電流のうち、最大振幅を有する周波数成分の周波数及び位相を取得し、前記コンバータ回路を駆動するためのパルス幅変調キャリア信号の周波数及び位相が、取得した前記周波数及び前記位相に一致するように制御する制御部と
を備えることを特徴とする電力変換装置。

【請求項2】

前記電流センサは、前記コンデンサ及び前記インバータ回路間に設けられ、
前記制御部は、
前記電流センサにより検出された時間方向の電流波形に周波数分析を施すことにより、前記最大振幅を有する周波数成分の周波数を検出する周波数検出部と、
前記電流センサにより検出された時間方向の電流波形から、前記最大振幅を有する周波数成分について振幅がゼロとなる時刻を検出する位相検出部と、
前記パルス幅変調キャリア信号の周波数を、前記周波数検出部により検出された前記周

波数に一致させ、且つ、前記パルス幅変調キャリア信号の立ち上がり時刻を、前記位相検出部が検出する時刻に同期させるキャリア信号制御部とを含む

ことを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 3】

前記電流センサは、前記インバータ回路及び前記負荷間に設けられ、
前記制御部は、

前記負荷に流れる共振電流の周波数と、前記負荷に前記共振電流が流れている場合に、前記インバータ回路へ流れる電流のうち、最大振幅を有する周波数成分の予測周波数とを対応付けて記憶しており、前記電流センサが検出した前記共振電流の周波数に対応する 1 の予測周波数を選択する周波数検出部と、

10

前記電流センサが検出した前記共振電流の電流波形に基づき、前記最大振幅を有する周波数成分について振幅がゼロとなる時刻を検出する位相検出部と、

前記パルス幅変調キャリア信号の周波数を、選択された前記予測周波数に一致させ、且つ、前記パルス幅変調キャリア信号の立ち上がり時刻を、前記位相検出部が検出する時刻に同期させるキャリア信号制御部とを含む

ことを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

前記電流センサは、前記インバータ回路及び前記負荷間に設けられ、
前記制御部は、

前記電流センサにより検出された電流波形から、前記インバータ回路へ流れる電流の電流波形を算出する算出部と、

20

前記算出部により算出された時間方向の電流波形に周波数分析を施すことにより、前記最大振幅を有する周波数成分の周波数を検出する周波数検出部と、

前記算出部により算出された時間方向の電流波形から、前記最大振幅を有する周波数成分について振幅がゼロとなる時刻を検出する位相検出部と、

前記パルス幅変調キャリア信号の周波数を、前記周波数検出部が検出した周波数に一致させ、且つ、前記パルス幅変調キャリア信号の立ち上がり時刻を、前記位相検出部が検出する時刻と同期させるキャリア信号制御部とを含む

ことを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 5】

30

前記制御部は、

前記キャリア信号制御部により設定された周波数及び位相を有するパルス幅変調キャリア信号を発信するキャリア発振器を含み、

前記キャリア発振器は、ノコギリ波状の前記パルス幅変調キャリア信号を生成することを特徴とする請求項 2 から請求項 4 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 6】

パルス幅変調方式により、電源電圧を変圧するコンバータ回路と、
前記コンバータ回路から出力される電圧を平滑化するコンデンサと、
前記コンデンサにより平滑化された直流電圧を交流電圧に変換し、加熱コイルに電力を供給するインバータ回路と、

40

電流センサ及び加熱コイルを含む負荷回路と、

前記電流センサにより検出された前記加熱コイルに流れる共振電流に基づいて、前記インバータ回路へ流れる電流のうち、最大振幅を有する周波数成分の周波数及び位相を取得し、前記コンバータ回路を駆動するためのパルス幅変調キャリア信号の周波数及び位相が、取得した前記周波数及び前記位相に一致するように制御する制御部と

を備えることを特徴とする誘導加熱装置。

【請求項 7】

前記制御部は、

前記加熱コイルに流れる共振電流の周波数と、前記加熱コイルに前記共振電流が流れている場合に、前記インバータ回路へ流れる電流のうち、最大振幅を有する周波数成分の予

50

測周波数とを対応付けて記憶しており、前記電流センサが検出した前記共振電流の周波数に対応する1の予測周波数を選択する周波数検出部と、

前記電流センサが検出した前記共振電流の電流波形に基づき、前記最大振幅を有する周波数成分について振幅がゼロとなる時刻を検出する位相検出部と、

前記パルス幅変調キャリア信号の周波数を、選択された前記予測周波数に一致させ、且つ、前記パルス幅変調キャリア信号の立ち上がり時刻を、前記位相検出部が検出する時刻に同期させるキャリア信号制御部とを含む

ことを特徴とする請求項6に記載の誘導加熱装置。

【請求項8】

前記誘導加熱装置は、前記加熱コイルの上部で負荷鍋を加熱する加熱調理器であって、
前記周波数検出部は、加熱対象となり得る複数種の負荷鍋について、加熱時の共振電流の周波数と前記予測周波数とを対応付けて記憶しており、加熱対象である負荷鍋に対応する前記予測周波数を選択する

ことを特徴とする請求項7に記載の誘導加熱装置。

【請求項9】

前記周波数検出部は、

予測周波数として、対応する共振電流の周波数の2倍の周波数を記憶している

ことを特徴とする請求項8に記載の誘導加熱装置。

【請求項10】

前記制御部は、

前記電流センサが検出した共振電流の電流波形に基づき、前記最大振幅を有する周波数成分について振幅がゼロとなる時刻を検出する位相検出部と、

前記パルス幅変調キャリア信号の周波数を、前記電流センサが検出した共振電流の周波数の2倍に一致させ、且つ、前記パルス幅変調キャリア信号の立ち上がり時刻を、前記位相検出部が検出する時刻に同期させるキャリア信号制御部とを含む

ことを特徴とする請求項6に記載の誘導加熱装置。

【請求項11】

前記制御部は、

前記電流センサにより検出された共振電流の電流波形から、前記インバータ回路へ流れる電流の電流波形を算出する算出部と、

前記算出部により算出された時間方向の電流波形に周波数分析を施すことにより、前記最大振幅を有する周波数成分の周波数を検出する周波数検出部と、

前記算出部により算出された時間方向の電流波形から、前記最大振幅を有する周波数成分について振幅がゼロとなる時刻を検出する位相検出部と、

前記パルス幅変調キャリア信号の周波数を、前記周波数検出部が検出した周波数に一致させ、且つ、前記パルス幅変調キャリア信号の立ち上がり時刻を、前記位相検出部が検出する時刻と同期させるキャリア信号制御部とを含む

ことを特徴とする請求項6に記載の誘導加熱装置。

【請求項12】

前記制御部は、

前記キャリア信号制御部により設定された周波数及び位相を有するパルス幅変調キャリア信号を発信するキャリア発振器を含み、

前記キャリア発振器は、ノコギリ波状の前記パルス幅変調キャリア信号を生成する

ことを特徴とする請求項6から請求項11のいずれか1項に記載の誘導加熱装置。

【請求項13】

パルス幅変調方式により、電源電圧を変圧するコンバータ回路と、

前記コンバータ回路から出力される電圧を平滑化するコンデンサと、

前記コンデンサにより平滑化された直流電圧を交流電圧に変換し、加熱コイルに電力を供給するインバータ回路と、

前記コンデンサから前記インバータ回路へ流れる電流を検出するための電流センサと、

10

20

30

40

50

加熱コイルを含む負荷回路と、

前記電流センサにより検出された時間方向の電流波形に周波数分析を施すことにより、前記インバータ回路へ流れる電流のうち、最大振幅を有する周波数成分の周波数を検出する周波数検出部と、

前記電流センサにより検出された時間方向の電流波形から、前記最大振幅を有する周波数成分について振幅がゼロとなる時刻を検出する位相検出部と、

前記パルス幅変調キャリア信号の周波数を、前記周波数検出部により検出された前記周波数に一致させ、且つ、前記パルス幅変調キャリア信号の立ち上がり時刻を、前記位相検出部が検出する時刻に同期させるキャリア信号制御部と

を備えることを特徴とする誘導加熱装置。

10

【請求項 14】

2個のインダクタ及び2個のスイッチを備え、パルス幅変調方式により電源電圧を変圧する2相コンバータ回路と、

前記2相コンバータ回路から出力される電圧を平滑化するコンデンサと、

前記コンデンサにより平滑化された直流電圧を交流電圧に変換し、加熱コイルに電力を供給するインバータ回路と、

電流センサ及び加熱コイルを含む負荷回路と、

前記電流センサにより検出された前記加熱コイルに流れる共振電流に基づいて、前記2相コンバータ回路を駆動するためのパルス幅変調キャリア信号の周波数及び位相を、前記加熱コイルに流れる共振電流量の周波数及び位相と一致するように制御する制御部と

20

を備えることを特徴とする誘導加熱装置。

【請求項 15】

N個（Nは3以上の自然数）のインダクタ及びN個のスイッチを備え、パルス幅変調方式により電源電圧を変圧する多重コンバータ回路と、

前記N個のインダクタのそれぞれから出力される電流を統合した出力電流が入力され、電圧を平滑化するコンデンサと、

前記コンデンサにより平滑化された直流電圧を交流電圧に変換し、加熱コイルに電力を供給するインバータ回路と、

電流センサ及び加熱コイルを含む負荷回路と、

前記電流センサにより検出された前記加熱コイルに流れる共振電流に基づいて、前記出力電流の周波数が、前記共振電流の周波数の2倍の周波数と一致し、且つ、前記コンバータ回路を駆動するためのパルス幅変調キャリア信号の位相が、前記2倍の周波数の位相と同期するように制御する制御部と

30

を備えることを特徴とする誘導加熱装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、コンバータ、コンデンサ及びインバータから構成される電力変換装置において、コンデンサに流れるリップル電流を抑制する技術に関する。

【背景技術】

40

【0002】

電力変換装置は、コンバータ、コンデンサ及びインバータから構成され、モータ等の負荷に電力を供給する装置である。

【0003】

コンバータは、電源と接続されており、電源電圧を変圧する。電源が系統電源の場合には、AC-DCコンバータを用い、高電圧バッテリーの場合には、DC-DCコンバータを用いる。インバータは、直流電圧を交流電圧に変換し、負荷に電力を供給する。コンデンサは、コンバータとインバータとの間に配置され、インバータに入力される電圧を平滑化する。通常、コンデンサは、小型化及び低コスト化に適した電解コンデンサが用いられる。

50

【 0 0 0 4 】

電力変換装置では、コンバータからコンデンサへ流れる直流電流と、コンデンサからインバータへ流れる直流電流とが影響し合うことにより、コンデンサに流れる電流（以下、「リップル電流」と呼称する。）が大きくなる。電解コンデンサは、リップル電流が大きくなると、等価直列抵抗の発熱により寿命が短くなるので、コンデンサの容量を大きくすることにより発熱を抑制しているが、それが、電力変換装置の小型化の阻害要因となっている。

【 0 0 0 5 】

特許文献 1 では、コンデンサと直列に接続された抵抗を用いて、コンデンサに流れるリップル電流を検出し、リップル電流の平均値を低減させる発明を開示している。しかし、特許文献 1 では、リップル電流を平均的に低減できるものの、パルス状の瞬時充放電電流を抑制することについて考慮されていない。

10

【 0 0 0 6 】

そこで、特許文献 2 では、この点を考慮して、コンバータを駆動するキャリア信号の周波数を、インバータを駆動するキャリア信号の周波数の 2 倍の周波数に設定することにより、コンデンサに流れるパルス状の瞬時充放電電流を抑制する発明を開示している。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 0 7 】

【 特許文献 1 】 特開 2 0 0 6 - 6 7 7 5 4 号公報

20

【 特許文献 2 】 特開 2 0 0 8 - 2 5 9 3 4 3 号公報

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 8 】

しかしながら、コンバータ及びインバータのキャリア信号の周波数を一致させたり、2 倍にしたりしても、スイッチングの遅れや、レイアウトに応じた各素子のばらつき、機器に固有の寄生成分により、コンバータからコンデンサに流れる電流の周波数及び位相と、コンデンサからインバータに流れる電流の周波数及び位相とが正確には一致しない。したがって、特許文献 2 の技術を用いたとしても、期待するほどリップル電流を低減できるとは限らない。

30

【 0 0 0 9 】

本発明は、上記の問題点に鑑みなされたものであって、従来技術より確実にリップル電流を低減することが可能な電力変換装置及び誘導加熱装置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 0 】

上記の目的を達成するために、本発明の電力変換装置は、パルス幅変調方式により、電源電圧を変圧するコンバータ回路と、前記コンバータ回路から出力される電圧を平滑化するコンデンサと、前記コンデンサにより平滑化された直流電圧を交流電圧に変換し、負荷に電力を供給するインバータ回路と、前記コンデンサから前記インバータ回路へ流れる電流を検出するための電流センサと、前記電流センサにより検出された電流に基づいて、前記コンデンサから前記インバータ回路へ流れる電流のうち、最大振幅を有する周波数成分の周波数及び位相を取得し、前記コンバータ回路を駆動するためのパルス幅変調キャリア信号の周波数及び位相が、取得した前記周波数及び前記位相に一致するように制御する制御部とを備えることを特徴とする。

40

【 発明の効果 】

【 0 0 1 1 】

この構成によると、電流センサによる実測値に基づいて、パルス幅変調キャリア信号の周波数及び位相を、コンデンサからインバータ回路に流れる電流のうち、最大振幅を有する周波数成分の周波数及び位相に一致させるので、従来技術のように、コンバータキャリア周波数とインバータキャリア周波数とを一致させた場合と比較して、コンバータ回路か

50

らコンデンサに流れる電流と、コンデンサからインバータ回路に流れる電流との同期の精度が向上するので、従来技術より、コンデンサに流れるリップル電流を低減することができる。

【0012】

リップル電流が低減されることにより、コンデンサの発熱量を抑制することができ、それにより、コンデンサの寿命を延ばしつつ、コンデンサの小型化及び装置自体の小型化を実現することができる。そして、コンデンサの小型化により、コスト削減及び配置自由度の向上を図ることができる。

【0013】

さらに、リップル電流が低減されることにより、電源ノイズを低減することができる。

10

【図面の簡単な説明】

【0014】

【図1】本発明の実施形態1に係るモータ駆動装置1の構成を示す図である。

【図2】周波数検出部11の出力結果の具体例を示す図である。

【図3】本発明の実施形態2に係る誘導加熱装置100の構成を示す図である。

【図4】本発明の実施形態3に係る誘導加熱装置100aの構成を示す図である。

【図5】本発明の実施形態4に係る誘導加熱装置100bの構成を示す図である。

【図6】周波数検出部11bが保持しているテーブル70のデータ構成を示す図である。

【図7】誘導加熱装置100bによる制御を説明するための波形図である。

【図8】誘導加熱装置100bのシミュレーション結果の一例を示す図である。

20

【図9】本発明の実施形態5に係る誘導加熱装置100cの構成を示す図である。

【図10】誘導加熱装置100c及びその変形例による制御を説明するための波形図である。

【図11】インバータ回路のキャリア周波数が2kHzの場合において、(a)インバータ回路が50Hzの制御指令で動作しているときのリップル電流 I_{cap} の値を示す図である。(b)リップル電流 I_{cap} についてFFTを行った結果を示す図である。

【図12】インバータ回路のキャリア周波数が2kHzの場合において、(a)インバータ回路が300Hzの制御指令で動作しているときのリップル電流 I_{cap} の値を示す図である。(b)リップル電流 I_{cap} についてFFTを行った結果を示す図である。

【発明を実施するための形態】

30

【0015】

以下では、本発明に係る実施形態について、図面を参照して説明する。

【0016】

1. 実施形態1

図1は、本発明の電力変換装置の一実施例であるモータ駆動装置1の構成を示す図である。

【0017】

同図に示すように、モータ駆動装置1は、コンバータ回路4、コンデンサ5、電流センサ6、インバータ回路7及び制御部8から構成される。モータ駆動装置1のコンバータ回路4は、直流電源2に接続されており、インバータ回路7は、モータ3に接続されている。

40

【0018】

コンバータ回路4は、インダクタ、及びスイッチ等を含んで構成される。コンバータ回路4は、制御部8によるパルス幅変調(Pulse Width Modulation、以下、「PWM」と略称する。)制御に従い、スイッチのオン/オフを切り替えることにより、直流電源2から供給される直流電圧を、所望の直流電圧に昇圧する。スイッチは、IGBT、MOSFET等を用いる。

【0019】

インバータ回路7は、モータ3を駆動させるための三相インバータである。インバータ回路7は、コンバータ回路4と同様に、IGBT、MOSFET等のスイッチを含み、制

50

御部 8 による P W M 制御に従い、スイッチのオン / オフを切り替えることにより、コンバータ回路 4 により昇圧された直流電圧を、モータ 3 を駆動させるための三相交流電圧に変換すると共に、電流流通率を変えてモータ 3 への出力電圧を可変制御する。

【 0 0 2 0 】

コンバータ回路 4 及びインバータ回路 7 の間には、コンバータ回路 4 から出力された直流電圧の変動を抑制し、モータ駆動を安定化させるために、平滑用のコンデンサ 5 が接続される。本実施形態では、コンデンサ 5 として、小型化及び低コスト化に適した電解コンデンサを用いる。

【 0 0 2 1 】

電流センサ 6 は、コンデンサ 5 からインバータ回路 7 へ流れる電流 I_{inv} を検出するためにコンデンサ 5 及びインバータ回路 7 の間に挿入されている。電流センサ 6 は、具体的には、抵抗を含む電流変換器であって、一定のサンプリングレートで、コンデンサ 5 及びインバータ回路 7 の間の抵抗値を測定して、測定した抵抗値を後述する電流検出器 1 0 に入力可能な電流レンジに変換し、電流検出器 1 0 に入力する。

【 0 0 2 2 】

制御部 8 は、マイクロプロセッサを備えるコンピュータシステムであって、コンバータ制御機能及びインバータ制御機能を備える。具体的には、制御部 8 は、図 1 に示すように、電流検出器 1 0、周波数検出部 1 1、位相検出部 1 2、キャリア信号制御部 1 3、キャリア発振器 1 4、コンバータ制御指令器 1 5、比較器 1 6、ゲート駆動回路 1 7、インバータ制御回路 1 8 及びゲート駆動回路 1 9 から構成される。

【 0 0 2 3 】

コンバータ制御機能としては、先ず、電流センサ 6 により検出された電流 I_{inv} が、電流検出器 1 0 を介して、周波数検出部 1 1 及び位相検出部 1 2 に入力される。

【 0 0 2 4 】

周波数検出部 1 1 は、電流検出器 1 0 から入力された I_{inv} の電流波形に、周波数分析の一例である高速フーリエ変換（以下、「F F T」と呼称する。）の演算を施すことにより、 I_{inv} に含まれる周波数成分のうち、最も電流量が大きい（振幅が大きい）周波数成分を抽出する。図 2 は、 I_{inv} の電流波形に F F T の演算を施したときの出力結果を示す図である。周波数検出部 1 1 は、図 2 のような出力結果から、 I_{inv} に含まれる周波数成分のうち、最も電流量が大きい周波数成分である周波数 f_1 を検出する。周波数検出部 1 1 は、検出した周波数 f_1 を、位相検出部 1 2 及びキャリア信号制御部 1 3 に出力する。

【 0 0 2 5 】

位相検出部 1 2 は、電流検出器 1 0 から入力された I_{inv} の電流波形と周波数検出部 1 1 から入力された周波数 f_1 とに基づき、時間軸方向の電流波形から、周波数 f_1 の電流値がゼロとなるゼロクロス点を検出する。そして、位相検出部 1 2 は、ゼロクロス点を検出する毎にキャリア信号制御部 1 3 にパルス信号を出力する。

【 0 0 2 6 】

キャリア信号制御部 1 3 は、キャリア発振器 1 4 が生成する P W M キャリア信号の周波数及び位相を制御する機能を有する。

【 0 0 2 7 】

具体的には、キャリア信号制御部 1 3 は、周波数検出部 1 1 から周波数 f_1 を受け取り、位相検出部 1 2 からパルス信号を受け取る。更に、キャリア信号制御部 1 3 は、キャリア発振器 1 4 からのフィードバック信号を受け取る。

【 0 0 2 8 】

キャリア信号制御部 1 3 は、フィードバック信号の周波数と周波数 f_1 とを比較して、フィードバック信号の周波数が f_1 に一致するように補正する。また、キャリア信号制御部 1 3 は、フィードバック信号の立ち上がりタイミングと、位相検出部 1 2 から受け取るパルス信号とを比較して、フィードバック信号の立ち上がりタイミングが、パルス信号の立ち上がりタイミングと一致するように補正する。そして、キャリア信号制御部 1 3 は、

10

20

30

40

50

補正された周波数と位相（立ち上がりタイミング）とを、キャリア発振器 14 に指示する。

【0029】

キャリア発振器 14 は、キャリア信号制御部 13 から指示された周波数及び位相の PWM キャリア信号を生成する。キャリア発振器 14 は、生成した PWM キャリア信号を、比較器 16 に入力すると共に、フィードバック制御のためキャリア信号制御部 13 に返す。

【0030】

これにより、キャリア発振器 14 が生成する PWM キャリア信号の周波数を f_1 に一致させ、且つ、PWM キャリア信号の立ち上がりタイミングを、 I_{inv} の周波数 f_1 の立ち上がりタイミングに同期させることができる。

10

【0031】

ここで、キャリア発振器 14 が生成する PWM キャリア信号は、ノコギリ波又は三角波である。ノコギリ波は、信号がオンになるタイミング、又は、オフになるタイミングが一定であるのに対し、三角波は、信号がオンになるタイミングもオフになるタイミングも一定でない。そこで、位相の補正を容易にするという観点では、三角波よりノコギリ波の方が PWM キャリア信号として望ましい。

【0032】

比較器 16 は、キャリア発振器 14 とコンバータ制御指令器 15 との振幅を比較し、ゲート駆動回路 17 に出力信号を出力する。ゲート駆動回路 17 は、比較器 16 から受け取る出力信号を増幅してコンバータゲート信号を生成し、コンバータ回路 4 のスイッチを駆動させる。

20

【0033】

制御部 8 のインバータ制御機能としては、システム制御に基づいて、インバータ制御回路 18 の出力信号をゲート駆動回路 19 により増幅してインバータゲート信号を生成し、インバータ回路のスイッチを駆動させる。

【0034】

本実施形態では、コンデンサからインバータ回路に流れる電流 I_{inv} の実測値に基づいて、コンバータ回路のキャリア周波数を決定する。

【0035】

本実施形態は、この方法を用いることによって、従来提案されているコンバータ回路およびインバータ回路のキャリア周波数を一致させたり 2 倍に設定したりする方法と比較して、リップル電流低減効果が高い。

30

【0036】

なぜなら、インバータ回路のキャリア周波数と、コンデンサからインバータに流れる電流 I_{inv} に含まれる周波数成分のうち最も電流量が大きい周波数成分とは、必ずしも一致または 2 倍にならないからである。

【0037】

以下、インバータ回路のキャリア周波数が 2 kHz の場合を具体例に用いて説明する。

【0038】

図 11 (a) は、インバータ回路が電気角周波数 50 Hz の制御指令で動作しているときのコンデンサに流れるリップル電流 I_{cap} の値を示す。そして、図 11 (b) は、図 11 (a) のリップル電流 I_{cap} について FFT を行った結果を示す。

40

【0039】

一方、図 12 (a) は、インバータ回路が電気角周波数 300 Hz の制御指令で動作しているときのコンデンサに流れるリップル電流 I_{cap} の値を示す。そして、図 12 (b) は、図 12 (a) のリップル電流 I_{cap} について FFT を行った結果を示す。

【0040】

図 11 (b) では、最大振幅を有する周波数成分 F は約 4 kHz であるのに対して、図 12 (b) では、最大振幅を有する周波数成分 F は約 7 kHz である。すなわち、インバータの動作条件によって、リップル電流 I_{cap} の周波数成分は変動する。

50

【 0 0 4 1 】

インバータ回路が 5 0 H z の制御指令で動作しているときは、コンバータ回路のキャリア周波数を、インバータ回路のキャリア周波数 (2 k H z) の 2 倍 (4 k H z) に設定すれば、コンバータ回路 4 からコンデンサ 5 へ流れる電流 I_{cnv} とコンデンサ 5 からインバータ回路 7 へ流れる電流 I_{inv} とを同期させることができる。

【 0 0 4 2 】

しかし、インバータ回路が 3 0 0 H z の制御指令で動作しているときには、 I_{cnv} と I_{inv} とを同期させるためには、コンバータ回路のキャリア周波数を、インバータ回路のキャリア周波数の 2 倍ではなく、3 . 5 倍 (7 k H z) に設定しなければならない。

【 0 0 4 3 】

そのため、従来提案されているように、コンバータ回路のキャリア周波数を、単純にインバータ回路のキャリア周波数の 2 倍に設定するだけでは、変動するインバータの動作状態に追従できない。

【 0 0 4 4 】

そこで、本実施形態は、コンデンサからインバータ回路に流れる電流 I_{inv} を実測することにより、インバータ回路の動作状態に応じた最適なコンバータ回路のキャリア周波数を決定することができる。

【 0 0 4 5 】

そして、コンバータ回路 4 からコンデンサ 5 へ流れる電流 I_{cnv} と、コンデンサ 5 からインバータ回路 7 へ流れる電流 I_{inv} とが同期することにより、コンデンサ 5 に流れるリップル電流 I_{cap} を低減することができる。

【 0 0 4 6 】

リップル電流が低減することで、コンデンサの発熱量が低下し、電解コンデンサの寿命を延ばすことができるので、コンデンサの小型化及び装置自体の小型化を実現することができる。更には、コンデンサの小型化により、コスト削減及び配置自由度の向上を図ることができる。

【 0 0 4 7 】

さらに、リップル電流が低減されることにより、電源ノイズを低減することができる。

【 0 0 4 8 】

2 . 実施形態 2

図 3 は、本発明の誘導加熱装置の一実施例である誘導加熱装置 1 0 0 の構成を示す図である。

【 0 0 4 9 】

同図に示すように、誘導加熱装置 1 0 0 は、ダイオードブリッジ 3 2、コイル 3 3、スイッチ 3 4 及びダイオード 3 5 から構成されるコンバータ回路と、コンデンサ 3 6 と、電流センサ 3 7 と、インバータ回路 3 8 と、電流センサ 3 9、加熱コイル 4 0 及び共振コンデンサ 4 1 から構成される負荷回路としての加熱器 5 0 と、制御部 6 0 とから構成される。

【 0 0 5 0 】

誘導加熱装置 1 0 0 は、具体的には、加熱器 5 0 の上部に図示していないトッププレートを有し、インバータ回路 3 8 から加熱コイル 4 0 に高周波電流を供給することにより、トッププレート上に載置された負荷鍋を加熱する加熱調理器である。

【 0 0 5 1 】

コンバータ回路は、交流電源 3 1 と接続されており、交流電源 3 1 から供給される交流電圧を、制御部 6 0 による P W M 制御に従い、スイッチ 3 4 のオン / オフを切り替えることにより、所望の直流電圧に変換する。スイッチ 3 4 としては、実施形態 1 と同様に、I G B T、M O S F E T 等を用いる。

【 0 0 5 2 】

インバータ回路 3 8 は、単相インバータである。インバータ回路 3 8 は、コンバータ回路と同様に、I G B T、M O S F E T 等のスイッチを含み、制御部 6 0 による P W M 制御

10

20

30

40

50

に従い、スイッチのオン/オフを切り替えることにより、コンバータ回路により昇圧された直流電圧を、負荷鍋を加熱するための交流電圧に変換する。また、インバータ回路38は、加熱対象である負荷鍋の種類に応じて、電流流通率を変え、加熱器50への出力電圧を可変制御する。

【0053】

コンバータ回路及びインバータ回路38の間には、コンバータ回路から出力された直流電圧の変動を抑制し、加熱器50による負荷鍋への加熱を安定化させるために、平滑用のコンデンサ36が接続される。平滑用のコンデンサ36としては、実施形態1と同様に、小型化及び低コスト化に適した電解コンデンサを用いる。

【0054】

電流センサ37は、抵抗を含む電流変換器であって、コンデンサ36からインバータ回路38へ流れる電流 I_{inv} を検出するために、コンデンサ36及びインバータ回路38の間に挿入されている。

【0055】

加熱器50は、電流センサ39を含む。電流センサ39は、抵抗を含む電流変換器であって、インバータ回路38から加熱コイル40へ流れる正弦波状の共振電流を検出するために、インバータ回路38及び加熱コイル40の間に挿入されている。電流センサ39は、一定のサンプリングレートで抵抗値を測定して、それを電流レンジに変換して、電流検出器20へ出力する。

【0056】

制御部60は、マイクロプロセッサを備えるコンピュータシステムであって、コンバータ制御機能及びインバータ制御機能を備える。具体的には、制御部60は、図3に示すように、電流検出器10、周波数検出部11、位相検出部12、キャリア信号制御部13、キャリア発振器14、コンバータ制御指令器15、比較器16、ゲート駆動回路17、インバータ制御回路18、ゲート駆動回路19及び電流検出器20から構成される。

【0057】

なお、図3の制御部60において、実施形態1と同様の構成要素については、図1と同一の符号を用い、説明を省略する。

【0058】

制御部60のコンバータ制御機能は、実施形態1と同様である。コンバータ回路では、ゲート駆動回路17から信号を受け、入力電力を所望の電圧の直流電力に変換するとともに、入力電流を正弦波の波形に変換し、入力電流の高調波を低減する。

【0059】

制御部60のインバータ制御機能としては、システム制御に基づいて、加熱器50の電流センサ39によって検出された共振電流の電流値が、電流検出器20を介してインバータ制御回路18に入力される。インバータ制御回路18は、電流検出器20から入力された共振電流の電流値に基づいて、加熱対象である負荷鍋の種類に応じた出力信号をゲート駆動回路19に出力する。ゲート駆動回路19は、出力信号を増幅してインバータゲート信号を生成し、インバータ回路38のスイッチを駆動させる。

【0060】

インバータ回路38は、ゲート駆動回路19からインバータゲート信号を受けてスイッチを駆動することにより、負荷鍋の種類に応じて、直流電圧を周波数変換すると共に、電流流通率を変えて加熱器50の火力を可変制御する。

【0061】

本実施形態によれば、コンバータ回路からコンデンサ36に流れる電流 I_{cnv} と、コンデンサ36からインバータ回路38に流れる電流 I_{inv} とが同期することにより、コンデンサ36に流れるリップル電流 I_{cap} を低減することができる。

【0062】

リップル電流が低減することで、コンデンサの発熱量が低下し、コンデンサの寿命を延ばすことができるので、コンデンサの小型化及び装置自体の小型化を実現することができ

10

20

30

40

50

る。更には、コンデンサの小型化により、コスト削減及び配置自由度の向上を図ることができる。

【0063】

さらに、リップル電流が低減されることにより、電源ノイズを低減することができる。

【0064】

なお、本実施形態は、実施形態1と同様に、コンデンサからインバータ回路に流れる電流 I_{inv} の実測値に基づいて、コンバータ回路のキャリア周波数を決定するので、実施形態1と同様に、従来提案されているコンバータ回路およびインバータ回路のキャリア周波数を一致させたり2倍に設定したりする方法と比較して、リップル電流低減効果が高い。

10

3. 実施形態3

上記の実施形態2では、コンデンサ36とインバータ回路38との間に電流センサ37を挿入し、コンデンサ36からインバータ回路38へ流れる電流 I_{inv} を直接検出する実施例を示した。ここでは、実施形態3として、負荷側の電流センサ39の検出結果を用いることにより、コンデンサ36とインバータ回路38との間の電流センサが不要となる実施例について説明する。

【0065】

図4は、本発明の一実施形態に係る誘導加熱装置100aの構成を示す図である。

【0066】

同図に示すように、誘導加熱装置100aは、ダイオードブリッジ32、コイル33、スイッチ34及びダイオード35から構成されるコンバータ回路と、コンデンサ36と、インバータ回路38と、電流センサ39、加熱コイル40及び共振コンデンサ41から構成される加熱器50と、制御部60aとから構成される。

20

【0067】

制御部60aは、マイクロプロセッサを備えるコンピュータシステムであって、コンバータ制御機能及びインバータ制御機能を備える。具体的には、制御部60aは、周波数検出部11a、位相検出部12a、キャリア信号制御部13、キャリア発振器14、コンバータ制御指令器15、比較器16、ゲート駆動回路17、インバータ制御回路18、ゲート駆動回路19、電流検出器20及び算出部21から構成される。

【0068】

図4において、実施形態2(図3)と同様の構成要素については、同一の符号を用いて、説明を省略する。

30

【0069】

実施形態2との構成上の相違は、コンデンサ36とインバータ回路38との間に電流センサ37が挿入されていないこと、制御部60aが電流検出器10を備えていないこと、及び、制御部60aが算出部21を備えることである。

【0070】

周波数検出部11a及び位相検出部12aは、実施形態2の周波数検出部11及び位相検出部12と同様の機能を有するが、入力側が、電流検出器ではなく、実施形態3に特有の構成要素である算出部21に接続されている点で、実施形態2と異なる。

40

【0071】

本実施形態に特有の構成要素である算出部21は、コンデンサ36からインバータ回路38に流れる電流 I_{inv} の電流波形を算出して、周波数検出部11a及び位相検出部12aへ出力する。

【0072】

具体的には、算出部21は、電流検出器20から、加熱コイル40に流れる正弦波状の共振電流の電流値を受け取り、その絶対値を算出することにより、コンデンサ36からインバータ回路38へ流れる電流の電流値を算出する。電流センサ39及び電流検出器20は一定のサンプリングレートで電流値をサンプリングするので、算出部21は、電流検出器20から電流値が入力される都度、上記の処理を行うことにより、コンデンサ36から

50

インバータ回路 38 に流れる電流 I_{inv} の電流波形を算出する。

【0073】

周波数検出部 11a は、実施形態 2 の周波数検出部 11 と同様に、算出部 21 から入力された電流 I_{inv} の時間軸方向の電流波形に、FFT を施すことにより、 I_{inv} に含まれる周波数成分のうち、最も電流量が大きい（振幅が大きい）周波数成分である周波数 f_1 を抽出する。

【0074】

位相検出部 12a は、実施形態 2 の位相検出部 12 と同様に、算出部 21 から入力された電流波形と、周波数検出部 11a から入力された周波数 f_1 とに基づき、周波数 f_1 の電流値がゼロとなるゼロクロス点を検出する。そして、ゼロクロス点を検出する毎にキャリア信号制御部 13 にパルス信号を出力する。

【0075】

本実施形態によれば、コンデンサ 36 からインバータ回路 38 へ流れる電流 I_{inv} を検出する電流センサを用いなくとも、加熱器 50 が備える電流センサ 39 の検出結果を用いることにより、コンバータ回路からコンデンサ 36 へ流れる電流 I_{cnv} と、コンデンサ 36 からインバータ回路 38 へ流れる電流 I_{inv} とを同期させることができる。

【0076】

そして、 I_{cnv} と I_{inv} とが同期することにより、コンデンサ 36 に流れるリップル電流 I_{cap} を低減することができる。リップル電流が低減することで、コンデンサの発熱量が低下し、コンデンサの寿命を延ばすことができるので、コンデンサの小型化及び装置自体の小型化を実現することができる。更には、コンデンサの小型化により、コスト削減及び配置自由度の向上を図ることができる。

【0077】

さらに、リップル電流が低減されることにより、電源ノイズを低減することができる。

【0078】

4. 実施形態 4

実施形態 3 では、 I_{inv} を直接検出せずに、負荷側の電流センサ 39 の検出結果を利用して、 I_{inv} の電流波形を算出する実施例を示した。

【0079】

実施形態 4 では、誘導加熱装置の動作範囲が予測可能である場合に、 I_{inv} を直接検出する電流センサを用いずに、複数の動作パターンを予め準備しておき、ある動作パターンのときに、リップル電流 I_{cap} を有効に低減できる PWM キャリア信号の周波数及び位相を設定する実施例について説明する。

【0080】

図 5 は、本発明の一実施形態に係る誘導加熱装置 100b の構成を示す図である。

【0081】

同図に示すように、誘導加熱装置 100b は、ダイオードブリッジ 32、コイル 33、スイッチ 34 及びダイオード 35 から構成されるコンバータ回路と、コンデンサ 36 と、インバータ回路 38 と、電流センサ 39、加熱コイル 40 及び共振コンデンサ 41 から構成される加熱器 50 と、制御部 60b とから構成される。

【0082】

制御部 60b は、マイクロプロセッサを備えるコンピュータシステムであって、コンバータ制御機能及びインバータ制御機能を備える。具体的には、制御部 60b は、周波数検出部 11b、位相検出部 12b、キャリア信号制御部 13、キャリア発振器 14、コンバータ制御指令器 15、比較器 16、ゲート駆動回路 17、インバータ制御回路 18、ゲート駆動回路 19 及び電流検出器 20 から構成される。

【0083】

図 5 において、実施形態 3（図 4）と同様の構成要素については、同一の符号を用いて、説明を省略する。

【0084】

10

20

30

40

50

実施形態 3 との構成上の相違は、制御部 60 b が算出部を備えておらず、電流検出器 20 による検出結果が、周波数検出部 11 b 及び位相検出部 12 b に入力される点である。

【0085】

加熱器 50 が、アルミなどの低抵抗非磁性材質の鍋（以下、単に「アルミ鍋」と記載する。）を加熱するとき、加熱コイル 40 には、一例として、正弦波状の共振電流 90 kHz が通電される。このとき、コンデンサ 36 からインバータ回路 38 へ流れる電流 I_{inv} に含まれる周波数成分のうち、最も電流量の大きい周波数成分の周波数は、180 kHz である。

【0086】

また、加熱器 50 が、鉄などの磁性材質の鍋（以下、単に「鉄鍋」と記載する。）を加熱するとき、加熱コイル 40 には、一例として、正弦波状の共振電流 23 kHz が通電される。このとき、コンデンサ 36 からインバータ回路 38 へ流れる電流 I_{inv} に含まれる周波数成分のうち、最も電流量の大きい周波数成分の周波数は、46 kHz である。

10

【0087】

そこで、周波数検出部 11 b は、図 6 に示すテーブル 70 を予め記憶している。

【0088】

テーブル 70 は、共振電流の周波数 90 kHz に対して、コンバータキャリア周波数 180 kHz（予測周波数）が対応付けられており、共振電流の周波数 23 kHz に対して、コンバータキャリア周波数 46 kHz（予測周波数）が対応付けられている。

【0089】

20

周波数検出部 11 b は、電流検出器 20 から、加熱コイル 40 に流れる共振電流の電流値が順次入力されると、入力された電流値に基づき、共振電流の周波数を検出する。即ち、本実施形態の周波数検出部 11 b は、FFT 等の高度な処理を行うものではなく、単純な周波数検出器を備えていればよい。

【0090】

周波数検出部 11 b は、検出した共振電流の周波数が 90 kHz の場合、テーブル 70 を参照して、90 kHz に対応付けられているコンバータキャリア周波数 180 kHz を、 f_1 として、位相検出部 12 b 及びキャリア信号制御部 13 へ入力する。

【0091】

また、周波数検出部 11 b は、検出した共振電流の周波数が 23 kHz の場合、テーブル 70 を参照して、23 kHz に対応付けられているコンバータキャリア周波数 46 kHz を、 f_1 として、位相検出部 12 b 及びキャリア信号制御部 13 へ入力する。

30

【0092】

位相検出部 12 b は、電流検出器 20 から順次受け取る共振電流の電流値から、 I_{inv} の時間軸方向の電流波形を算出する。算出の方法は、実施形態 3 の算出部 21 と同様の方法を用いても良い。また、位相検出部 12 b は、周波数検出部 11 b から f_1 を受け取る。位相検出部 12 b は、算出された電流波形と、周波数検出部 11 b から受け取った f_1 とから、周波数 f_1 の電流値がゼロとなるゼロクロス点を検出する。そして、ゼロクロス点を検出する毎にキャリア信号制御部 13 にパルス信号を出力する。

【0093】

40

なお、図 6 に示したテーブル 70 は一例である。アルミ鍋及び鉄鍋以外にも、誘導加熱装置 100 b が加熱対象とする負荷鍋の種類に応じて、複数のパターンを記憶していてもよい。

【0094】

本実施形態によると、共振電流の周波数から、 I_{inv} に含まれる周波数成分のうち、最も電流量の大きい周波数成分の周波数（ f_1 ）を予測することにより、 I_{inv} を直接検出する電流センサが不要となり、更に、周波数検出部 11 b による FFT の演算も不要となる。

【0095】

そして、本実施形態においても、他の実施形態と同様に、コンバータ回路からコンデン

50

サ 36 へ流れる電流 I_{cnv} と、コンデンサ 36 からインバータ回路 38 へ流れる電流 I_{inv} とを同期させることが可能となるので、コンデンサ 36 に流れるリップル電流 I_{cap} を低減することができる。

【0096】

リップル電流が低減することで、コンデンサの発熱量が低下し、コンデンサの寿命を延ばすことができるので、コンデンサの小型化及び装置自体の小型化を実現することができる。更には、コンデンサの小型化により、コスト削減及び配置自由度の向上を図ることができる。

【0097】

さらに、リップル電流が低減されることにより、電源ノイズを低減することができる。

10

【0098】

図 7 は、本実施形態の制御部 60b によるコンバータ制御及びインバータ制御を、より具体的に説明するための波形図である。

【0099】

(a) は、キャリア発振器 14 が生成するキャリア信号を示している。

【0100】

(b) は、コンバータ制御指令器 15 が生成するコンバータ制御指令を示している。

【0101】

(c) は、ゲート駆動回路 17 が生成するコンバータゲート信号を示している。ゲート駆動回路 17 は、キャリア信号 (a) の振幅とコンバータ制御指令 (b) の振幅とを比較することにより、コンバータゲート信号を生成し、コンバータ回路のスイッチ 34 を駆動する。

20

【0102】

(d) は、コンバータ回路から、コンデンサ 36 へ出力される電流 I_{cnv} を示している。より具体的には、 I_{cnv} は、スイッチ 34 がオフのときにダイオード 35 に流れる電流である。

【0103】

(e) は、ゲート駆動回路 19 が生成するインバータゲート信号を示している。ゲート駆動回路 19 は、一定の共振電流を加熱コイル 40 に供給するため、一定の周波数でインバータ回路 38 のスイッチを駆動する。

30

【0104】

(f) は、コンデンサ 36 からインバータ回路 38 へ流れる電流 I_{inv} を示している。 I_{inv} は、加熱コイル 40 に流れる共振電流の 2 倍の周波数成分をもつ電流である。

【0105】

(g) は、コンデンサ 36 に流れるリップル電流 I_{cap} を示す。

【0106】

図 7 では、コンバータキャリア信号 (a) の周波数を、共振電流の周波数の 2 倍に設定する。即ち、 I_{inv} (f) の周波数に一致させる。

【0107】

そして、コンバータキャリア信号 (a) の立ち上がりタイミングを、 I_{inv} (f) のゼロ電流時に同期させている。このような制御によって、リップル電流 I_{cap} (g) を低減させることができる。

40

【0108】

図 8 は、リップル電流 I_{cap} の低減効果を説明するため、シミュレーション結果の一例を示す図である。

【0109】

図 8 (a) は、コンバータキャリア信号の周波数を 45 kHz に設定し、インバータの共振電流周波数を 90 kHz に設定した場合の、 I_{cnv} 、 I_{inv} 及び I_{cap} のそれぞれの電流波形を示している。この場合、 I_{cap} の電流実効値は、所定の時間長の波形区間で 49 Arms である。

50

【0110】

図8(b)は、コンバータキャリア信号の周波数を180kHzに設定し、インバータの共振電流周波数を90kHzに設定した場合の、 I_{cnv} 、 I_{inv} 及び I_{cap} のそれぞれの電流波形を示している。この場合、 I_{cap} の電流実効値は、所定の時間長の波形区間で34Armsである。

【0111】

したがって、コンバータキャリア信号の周波数を、インバータの共振電流周波数の2倍に設定し、位相を同期させることにより、リップル電流 I_{cap} を約30%低減することが可能となる。

【0112】

5.実施形態5

ここでは、本発明の誘導加熱装置の一実施例である誘導加熱装置100cについて説明する。

【0113】

図9は、誘導加熱装置100cの構成を示す図である。同図に示すように、誘導加熱装置100cは、ダイオードブリッジ32、コイル33a、コイル33b、スイッチ34a、スイッチ34b、ダイオード35a及びダイオード35bから構成されるコンバータ回路と、コンデンサ36と、電流センサ37と、インバータ回路38と、電流センサ39、加熱コイル40及び共振コンデンサ41から構成される加熱器50と、制御部60cとから構成される。

【0114】

制御部60cは、マイクロプロセッサを備えるコンピュータシステムであって、コンバータ制御機能及びインバータ制御機能を備える。具体的には、制御部60cは、電流検出器10、周波数検出部11c、位相検出部12c、キャリア信号制御部13c、キャリア発振器14、コンバータ制御指令器15、比較器16c、ゲート駆動回路17a、ゲート駆動回路17b、インバータ制御回路18、ゲート駆動回路19及び電流検出器20から構成される。

【0115】

図9において、実施形態2(図3)と同様の構成要素については、同一の符号を用い、説明を省略する。

【0116】

実施形態2との構成上の相違は、コンバータ回路として、複数のインダクタであるコイル33a及びコイル33bを含む二相コンバータを用いる点である。

【0117】

先ず、本実施形態で用いる二相コンバータについて説明する。

【0118】

誘導加熱装置100cの二相コンバータは、コイル33a及び33bがそれぞれ接続されている2個のスイッチ34a及び34bが、制御部60cのゲート駆動回路17a及び17bによって、180°ずれた位相で交互にオンオフされるインターリーブ方式によって駆動する。

【0119】

このように、スイッチ34a及び34bを、180°ずれた位相で駆動することにより、スイッチ34a及び34bと接続されたダイオード35a及び35bからの出力が、2個の電流経路に分岐されるため、各電流経路の電流値が小さくなる。これに伴い、スイッチ34a及び34bのスイッチング電流を小さくすることが可能となる。

【0120】

次に、本実施形態のコンバータ制御機能について説明する。

【0121】

本実施形態では、実施形態2と同様に、コンデンサ36とインバータ回路38との間に電流センサ37を挿入し、インバータ回路38へ流れる電流 I_{inv} を直接検出する構成

10

20

30

40

50

を有している。そして、制御部 60c の周波数検出部 11c は、 I_{inv} の電流波形に FFT の演算を施して、 I_{inv} に含まれる周波数成分のうち最も電流量が大きい（振幅が大きい）周波数成分の周波数 f_1 を抽出する。そして、周波数検出部 11c は、抽出された周波数 f_1 を、位相検出部 12c に出力する。また、周波数検出部 11c は、抽出された周波数 f_1 の $1/2$ 倍の周波数 f_2 を、キャリア信号制御部 13c に出力する。

【0122】

位相検出部 12c は、電流検出器 10 から受け取る I_{inv} の電流波形から、周波数 f_1 の電流値がゼロとなるゼロクロス点を検出する。そして、ゼロクロス点を 2 回検出する毎に 1 回、キャリア信号制御部 13c にパルス信号を出力する。

【0123】

キャリア信号制御部 13c は、キャリア発振器 14 から受け取るフィードバック信号の周波数と周波数 f_2 とを比較して、フィードバック信号の周波数が f_2 に一致するように補正する。また、キャリア信号制御部 13c は、フィードバック信号の立ち上がりタイミングと、位相検出部 12c から受け取るパルス信号とを比較して、フィードバック信号の立ち上がりタイミングが、パルス信号の立ち上がりタイミングと一致するように補正する。

【0124】

比較器 16c は、キャリア発振器 14 からの PWM キャリア信号の振幅とコンバータ制御指令器 15 からのコンバータ制御指令の振幅とを比較して、出力信号をゲート駆動回路 17a 及び 17b に出力する。

【0125】

ゲート駆動回路 17a 及び 17b は、それぞれ、出力信号を増幅してコンバータゲート信号を生成し、生成したコンバータゲート信号を、コンバータ回路へ出力し、スイッチ 34a 及び 34b を駆動する。

【0126】

このとき、比較器 16c は、ゲート駆動回路 17a 及び 17b に、それぞれ 180° 位相がずれた出力信号を出力する。図 10 の (c) は、ゲート駆動回路 17a からスイッチ 34a に出力されるコンバータゲート信号を示しており、図 10 の (d) は、ゲート駆動回路 17b からスイッチ 34b に出力されるコンバータゲート信号を示している。(c) 及び (d) に示すように、コンバータゲート信号の位相は、 180° ずれている。

【0127】

比較器 16c が、ゲート駆動回路 17a 及び 17b に、それぞれ 180° 位相がずれた出力信号を出力することにより、スイッチ 34a 及び 34b が、上述したインターリーブ方式で駆動する。

【0128】

続いて、本実施形態の変形例について説明する。

【0129】

本実施形態は、コンデンサ 36 及びインバータ回路 38 の間に電流センサ 37 を設け、コンデンサ 36 からインバータ回路 38 へ流れる電流 I_{inv} を直接検出する構成を有していた。しかし、実施形態 4 のように、加熱コイル 40 に流れる共振電流の周波数から、 I_{inv} に含まれる周波数成分のうち、最も電流量の大きい周波数成分の周波数 (f_1) を予測することができれば、 f_1 を基に、コンバータキャリア信号の周波数 (f_2) を決定することが可能である。このような制御を行えば、 I_{inv} を直接検出する電流センサが不要となり、更には、周波数検出部 11 による FFT の演算も不要となる。

【0130】

実施形態 4 で説明したが、加熱器 50 がアルミ鍋を加熱するとき、加熱コイル 40 には、正弦波状の共振電流 90kHz が通電される。このとき、コンデンサ 36 からインバータ回路 38 へ流れる電流 I_{inv} に含まれる周波数成分のうち、最も電流量の大きい周波数成分の周波数 (f_1) は、 180kHz である。この場合、コンバータキャリア信号の周波数 (f_2) は、 f_1 の $1/2$ 倍、即ち、共振電流の周波数と同じ 90kHz とすれば

10

20

30

40

50

よい。

【 0 1 3 1 】

また、加熱器 5 0 が鉄鍋を加熱するとき、加熱コイル 4 0 には、正弦波状の共振電流 2 3 k H z が通電される。このとき、コンデンサ 3 6 からインバータ回路 3 8 へ流れる電流 I_{inv} に含まれる周波数成分のうち、最も電流量の大きい周波数成分の周波数 (f_1) は、4 6 k H z である。この場合、コンバータキャリア信号の周波数 (f_2) は、 f_1 の 1 / 2 倍、即ち、共振電流の周波数と同じ 2 3 k H z とすればよい。

【 0 1 3 2 】

図 1 0 は、本実施形態及びその変形例によるコンバータ制御及びインバータ制御をより具体的に説明するための波形図である。

10

【 0 1 3 3 】

(a) は、キャリア発振器 1 4 が生成するキャリア信号を示している。

【 0 1 3 4 】

(b) は、コンバータ制御指令器 1 5 が生成するコンバータ制御指令を示している。

【 0 1 3 5 】

(c) は、ゲート駆動回路 1 7 a が生成するコンバータゲート信号を示している。

【 0 1 3 6 】

(d) は、ゲート駆動回路 1 7 b が生成するコンバータゲート信号を示している。

【 0 1 3 7 】

(e) は、コンバータ回路から、コンデンサ 3 6 へ出力される電流 I_{cnv} を示している。より具体的には、 I_{cnv} は、スイッチ 3 4 a 及び 3 4 b がそれぞれオフしているときにダイオード 3 5 a に流れる電流とダイオード 3 5 b に流れる電流との和である。

20

【 0 1 3 8 】

(f) は、ゲート駆動回路 1 9 が生成するインバータゲート信号を示している。ゲート駆動回路 1 9 は、一定の共振電流を加熱コイル 4 0 に供給するため、一定の周波数でインバータ回路 3 8 のスイッチを駆動する。

【 0 1 3 9 】

(g) は、コンデンサ 3 6 からインバータ回路 3 8 へ流れる電流 I_{inv} を示している。なお、 I_{inv} は、加熱コイル 4 0 に流れる共振電流の 2 倍の周波数成分をもつ電流である。

30

【 0 1 4 0 】

(h) は、コンデンサ 3 6 に流れるリップル電流 I_{cap} を示す。

【 0 1 4 1 】

図 1 0 では、コンバータキャリア信号 (a) の周波数を、共振電流の周波数に一致させる。即ち、 I_{inv} (f) の周波数の 1 / 2 倍の周波数に一致させる。そして、コンバータキャリア信号 (a) の立ち上がりタイミングを、 I_{inv} (f) の周波数を 1 / 2 倍した場合のゼロ電流時に同期させている。

【 0 1 4 2 】

このような制御により、 I_{cnv} (e) と I_{inv} (f) とが同期して、コンデンサ 3 6 に流れるリップル電流 I_{cap} (g) を低減させることができる。

40

【 0 1 4 3 】

6 . その他の変形例

以上、本発明を上記の実施形態に基づき説明してきたが、本発明は、上記の実施形態に限定されないのは勿論であり、以下のような場合も本発明に含まれる。

【 0 1 4 4 】

(1) 上記の実施形態 1 ~ 5 では、コンバータ回路は、電源電圧を昇圧する昇圧コンバータとして説明したが、本発明はこれに限定されない。電源電圧を降圧するコンバータ回路を用いてもよい。

【 0 1 4 5 】

(2) 上記の実施形態 1、2、及び 5 では、周波数検出部が行う周波数分析として、高

50

速フーリエ変換（FFT）を用いたが、本発明における周波数分析は、これに限定されない。例えば、コサイン変換、ウェーブレット変換、アダマール変換などを用いて、 I_{inv} の時間軸方向の電流波形から、最大振幅を有する周波数成分の周波数（ f_1 ）を検出するとしてもよい。

【0146】

（3）上記の実施形態4では、周波数検出部11bが、負荷鍋加熱時の動作パターンに応じたテーブル70を記憶していた。しかし、本発明は、この構成に限定されず、周波数検出部11bがテーブル70を有していない場合も本発明に含まれる。この場合、周波数検出部11bは、共振電流の周波数を検出したら、その2倍の周波数を、 I_{inv} の最大振幅を有する周波数成分の周波数（ f_1 ）として、キャリア信号制御部11bに出力するものとする。

10

【0147】

（4）上記の実施形態5では、コンバータ回路として、2個のインダクタを有する二相コンバータを用いて説明したが、本発明は、この構成に限定されない。コンバータ回路として、 N 個（ N は3以上の自然数）のインダクタを有する多重コンバータを用いる場合も本発明に含まれる。

【0148】

この場合、キャリア信号制御部は、負荷側の電流センサにより検出された前記加熱コイルに流れる共振電流に基づいて、 N 個のインダクタそれぞれから出力される電流を統合した出力電流の周波数が、前記共振電流の周波数の2倍の周波数と一致するように、コンバータキャリア信号の周波数を制御し、且つ、コンバータキャリア信号の立ち上がりタイミングを、前記共振電流の2倍の周波数の位相と同期するように制御すればよい。

20

【0149】

また、コンデンサとインバータ回路との間に、 I_{inv} を検出する電流センサが挿入されている場合には、キャリア信号制御部は、前記出力電流の周波数が、 I_{inv} に含まれる周波数成分のうち、最も電流量が大きい周波数成分の周波数と一致するように、コンバータキャリア信号の周波数を制御すればよい。

【0150】

（5）上記の実施形態1～5では、インバータ回路から電力供給を受ける負荷として、モータ3又は加熱コイル40を用いて説明した。しかし、本発明における負荷はこれらに限定されるものではない。

30

【0151】

（6）上記の実施形態1～5及び上記変形例をそれぞれ組み合わせたものも本発明に含まれる。

【産業上の利用可能性】

【0152】

本発明は、モータや加熱コイル等の負荷に電力を供給する電力変換装置を製造及び販売する産業において、コンデンサのリップル電流を低減することができる技術として利用することができる。

【符号の説明】

40

【0153】

- 1 モータ駆動装置
- 2 直流電源
- 3 モータ
- 4 コンバータ回路
- 5 コンデンサ
- 6 電流センサ
- 7 インバータ回路
- 8 制御部
- 10 電流検出器

50

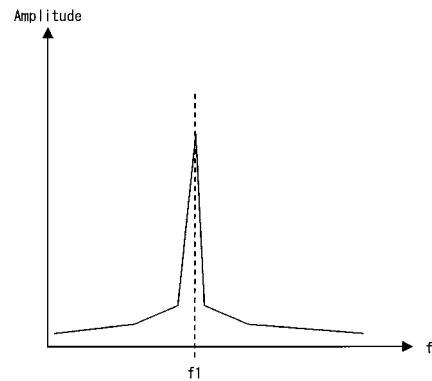
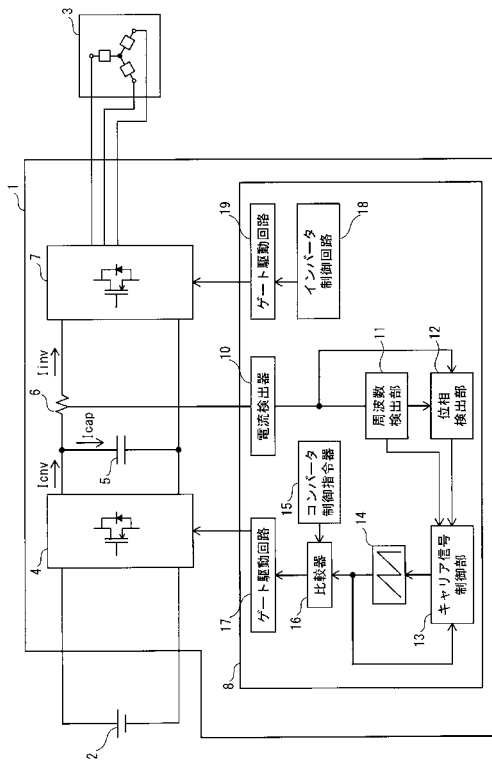
- 11、11 a、11 b、11 c 周波数検出部
- 12、12 a、12 b、12 c 位相検出部
- 13、13 c キャリア信号制御部
- 14 キャリア発振器
- 15 コンバータ制御指令器
- 16、16 c 比較器
- 17、17 a、17 b ゲート駆動回路
- 18 インバータ制御回路
- 19 ゲート駆動回路
- 20 電流検出器
- 21 算出部
- 31 交流電源
- 32 ダイオードブリッジ
- 33、33 a、33 b コイル(インダクタ)
- 34、34 a、34 b スイッチ
- 35、35 a、35 b ダイオード
- 36 コンデンサ
- 37 電流センサ
- 38 インバータ回路
- 39 電流センサ
- 40 加熱コイル
- 41 共振コンデンサ
- 50 加熱器
- 60、60 a、60 b、60 c 制御部
- 100、100 a、100 b、100 c 誘導加熱装置

10

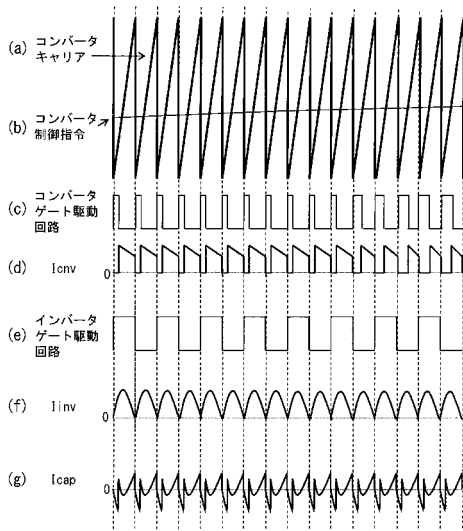
20

【図1】

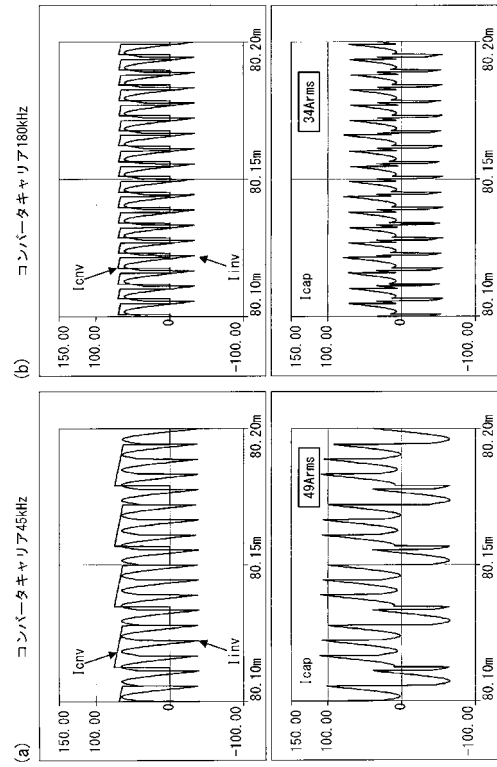
【図2】



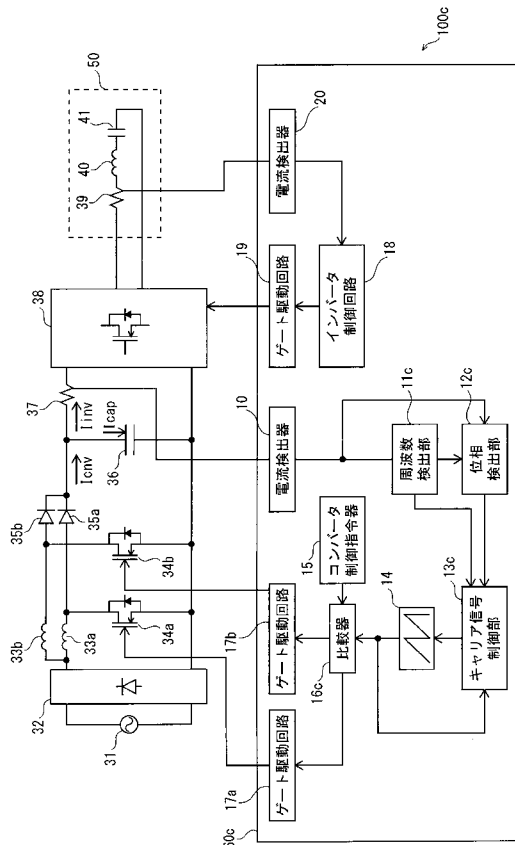
【図7】



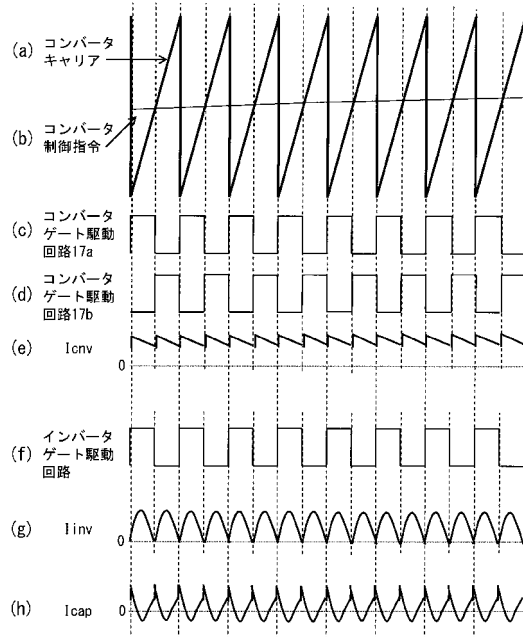
【図8】



【図9】

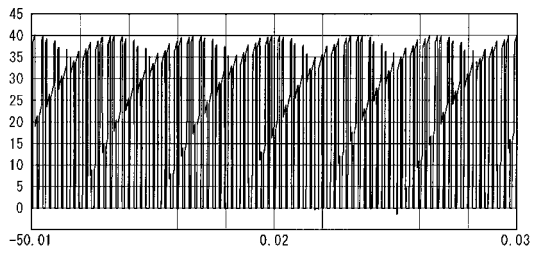


【図10】

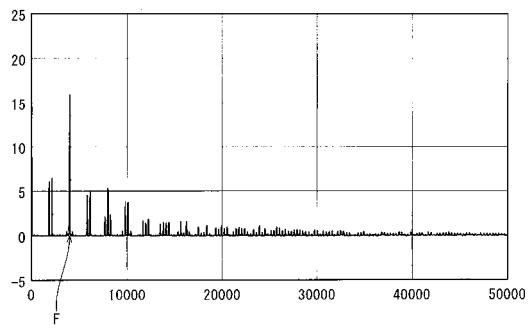


【 1 1 】

(a)

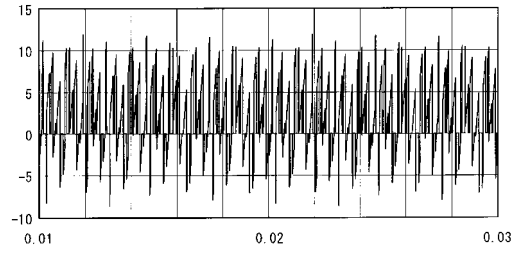


(b)

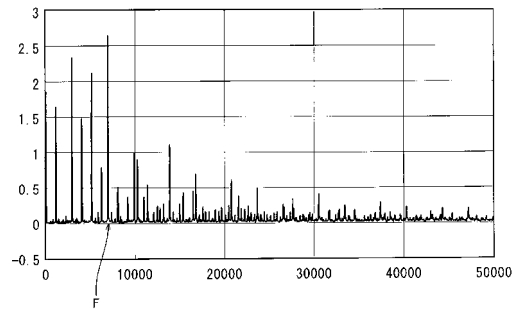


【 1 2 】

(a)



(b)



フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
H 0 5 B 6/06 3 8 6
H 0 5 B 6/12 3 3 1
H 0 5 B 6/12 3 3 3

(72)発明者 田米 正樹
大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内

(72)発明者 北畠 真
大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内

審査官 塩治 雅也

(56)参考文献 特開2009-17662(JP,A)
特開2003-102177(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M7/48

H02M3/155

H05B6/06

H05B6/12