

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2012-10493

(P2012-10493A)

(43) 公開日 平成24年1月12日(2012.1.12)

(51) Int.Cl. F I テーマコード(参考)
 HO2M 7/48 (2007.01) HO2M 7/48 R 5H007
 HO2M 7/48 E

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2010-144505 (P2010-144505)
 (22) 出願日 平成22年6月25日 (2010.6.25)

(71) 出願人 000000011
 アイシン精機株式会社
 愛知県刈谷市朝日町2丁目1番地
 (74) 代理人 100081776
 弁理士 大川 宏
 (72) 発明者 中野 吉信
 愛知県刈谷市朝日町2丁目1番地 アイシン精機株式会社内
 (72) 発明者 矢井 克典
 愛知県刈谷市朝日町2丁目1番地 アイシン精機株式会社内
 Fターム(参考) 5H007 AA06 CA02 CB05 CC12 DA05 DB01 DC02

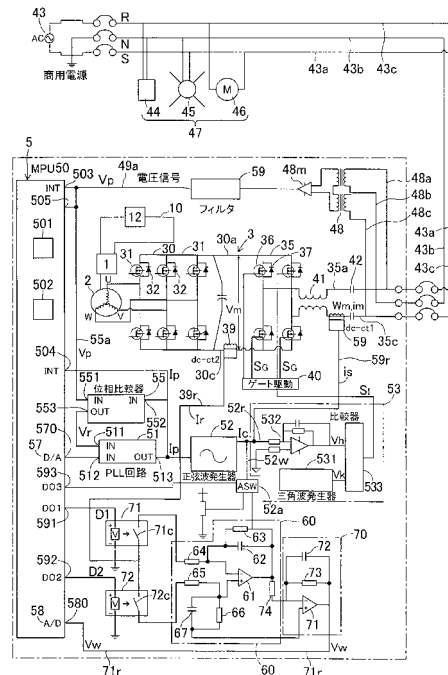
(54) 【発明の名称】 発電システム

(57) 【要約】

【課題】インバータ装置が出力する負荷側交流電力に含まれている直流電流成分を検知するのに有利な発電システムを提供することを課題とする。

【解決手段】発電システムは、負荷側交流電力 W_m の負荷側交流電流 i_m を検知する第1電流検知手段59と、第1変換器30が変換した直流電力の直流電流成分を検知する第2電流検知手段39とが設けられている。制御装置5の制御部50は、第2電流検知手段39で検知し且つ第1変換器30が変換した直流電力の直流電流のうち、負荷側交流電流においてゼロクロスよりも正側の正電流に対応する直流電流成分を時間で積分した第1積分値を求めると共に、負荷側交流電流においてゼロクロスよりも負側の負電流に対応する直流電流成分を時間で積分した第2積分値を求める。制御部50は、第1積分値と第2積分値との差分の大きさに基づいて、負荷側交流電流 i_m に含まれる直流電流成分を検知する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

燃料で駆動されるエンジンと、
前記エンジンで作動される発電機と、
前記発電機が発電した交流電力を直流電力に変換させる第 1 変換器と前記第 1 変換器が
変換した直流電力を負荷側交流電力に変換させると共に交流商用電源に系統連系する第 2
変換器と前記第 2 変換器をスイッチング制御するゲート駆動回路とをもつインバータ装置
と、

CPUをもつ制御部を備え且つ前記インバータ装置を制御する制御装置と、
前記インバータ装置の前記第 2 変換器の負荷側に設けられ、前記第 2 変換器で変換した
負荷側交流電力の負荷側交流電流を検知する第 1 電流検知手段と、

前記インバータ装置の前記第 1 変換器と前記第 2 変換器との間に設けられ、前記第 1 変
換器が変換した直流電力の直流電流を検知する第 2 電流検知手段とを具備しており、

前記制御装置は、前記第 2 電流検知手段で検知した前記第 1 変換器が変換した直流電力
の直流電流のうち、前記負荷側交流電流においてゼロクロスよりも正側の正電流に対応す
る直流電流成分を時間で積分した第 1 積分値を求めると共に、前記負荷側交流電流におい
てゼロクロスよりも負側の負電流に対応する直流電流成分を時間で積分した第 2 積分値を
求め、前記第 1 積分値と前記第 2 積分値との差分の大きさに基づいて、前記第 2 変換器で
変換した前記負荷側交流電力の前記負荷側交流電流に含まれる直流電流成分を検知するこ
とを特徴とする発電システム。

【請求項 2】

請求項 1 において、前記インバータ装置の前記第 2 変換器が変換した前記負荷側交流電
力に対して同期すると共に変圧器を介して制御装置の制御部に入力される交流電圧信号を
タイミング電圧信号 V_p とするとき、前記制御部は、前記第 1 積分値と前記第 2 積分値と
の差分に基づく電圧信号を、前記タイミング電圧信号 V_p の 1 周期について複数回加算す
ることを特徴とする発電システム。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は交流商用電源とインバータ装置とを系統連系する発電システムに関する。

【背景技術】**【0002】**

コージェネシステム等に使用される発電システムは、燃料の燃焼で駆動されるエンジン
と、エンジンで作動される発電機と、発電機が発電した交流電力を直流電流成分に変換さ
せる第 1 変換器と、第 1 変換器が変換した直流電力を負荷側交流電力に変換させると共に
交流商用電源と系統連系する第 2 変換器と、第 1 変換器および第 2 変換器を制御する制御
装置とを有する（特許文献 1 等）。第 1 変換器および第 2 変換器はインバータ装置を構成
する。

【先行技術文献】**【特許文献】****【0003】**

【特許文献 1】特開 2007 - 221916 号公報

【発明の概要】**【発明が解決しようとする課題】****【0004】**

インバータ装置の第 2 変換器が出力する負荷側交流電力の交流電流は、直流電流成分を
含むことがある。この場合、インバータ装置に接続されている交流用電力負荷の作動に影
響を与えるおそれがある。直流電流成分が定格電流の 1% 以上含まれることは、ガイドラ
インにより許容されていない。インバータ装置が出力する負荷側交流電力の交流電流が 1
% 以上の直流電流成分を含む場合には、直ちに連系から解列することが要請されている。

10

20

30

40

50

小型のコージェネシシステムにおけるインバータ装置によれば、例えば1 kW 5 Aの出力とすると、50 mAがしきい値となり、負荷側交流電力の交流電流が直流電流成分を含むことの測定が非常な困難となるおそれがある。また、電流検知手段としての電流センサであるDC-CTは、電流検知センサとしては安価であるものの、測定精度が温度の影響を受け易く、温度ドリフトが大きいという欠点をもつ。例えば、電流センサであるDC-CTでは、使用時の発熱に起因して温度ドリフトが発生し、直流電流成分にオフセットぶんが加算されてしまい、負荷側交流電力の交流電流に含まれる直流電流成分が精度良く検知されないというおそれがある。

【0005】

本発明は上記した実情に鑑みてなされたものであり、インバータ装置が交流商用電源と系統連系しつつ作動している場合において、インバータ装置が出力する負荷側交流電力に含まれている直流電流成分を検知するのに有利な発電システムを提供することを課題とする。

10

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明に係る発電システムは、燃料で駆動されるエンジンと、エンジンで作動される発電機と、発電機が発電した交流電力を直流電力に変換させる第1変換器と第1変換器が変換した直流電力を負荷側交流電力に変換させると共に交流商用電源に系統連系する第2変換器と前記第2変換器をスイッチング制御するゲート駆動回路とをもつインバータ装置と、CPUをもつ制御部を備え且つインバータ装置を制御する制御装置と、第2変換器の負荷側に設けられ、第2変換器で変換した負荷側交流電力の負荷側交流電流を検知する第1電流検知手段と、インバータ装置の第1変換器と第2変換器との間に設けられ、第1変換器が変換した直流電力の直流電流を検知する第2電流検知手段とを具備しており、制御装置は、第2電流検知手段で検知し且つ第1変換器が変換した直流電力の直流電流のうち、負荷側交流電流においてゼロクロスよりも正側の正電流に対応する直流電流成分を時間で積分した第1積分値を求めると共に、負荷側交流電流においてゼロクロスよりも負側の負電流に対応する直流電流成分を時間で積分した第2積分値を求め、第1積分値と第2積分値との差分の大きさに基づいて、第2変換器で変換した負荷側交流電力の負荷側交流電流に含まれる直流電流成分を検知することを特徴とする。

20

【0007】

本発明によれば、第1電流検知手段は第2変換器の負荷側に設けられており、インバータ装置の第2変換器で変換した負荷側交流電力の負荷側交流電流を検知する。第2電流検知手段は、インバータ装置の第1変換器と第2変換器との間に設けられており、第1変換器が変換した直流電力の直流電流成分を検知する。制御装置は、第2電流検知手段で検知した直流電流成分のうち、負荷側交流電流においてゼロクロスよりも正側の正電流に対応する直流電流成分を時間で積分した第1積分値を求め、さらに、制御装置は、第2電流検知手段で検知した直流電流のうち、負荷側交流電流においてゼロクロスよりも負側の負電流に対応する直流電流を時間で積分した第2積分値を求め、制御装置は、第1積分値と第2積分値との差分の大きさに基づいて、第2変換器で変換した負荷側交流電力の負荷側交流電流に含まれる直流電流を検知する。この場合、第1電流検知手段および第2電流検知手段に温度ドリフトが発生しているとき、第1積分値と第2積分値との双方に温度ドリフトの影響を与える。従って、第1電流検知手段および第2電流検知手段において温度ドリフトによる誤差が発生しているときであっても、上記した差分においては温度ドリフトが実質的に相殺され、ひいては温度ドリフトによる誤差が実質的に相殺される。よって、第2変換器で変換した負荷側交流電力の負荷側交流電流に含まれる直流電流成分を良好に検知することができる。温度ドリフトとは、温度により電流の検知精度が低下することを意味する。従って第1電流検知手段および第2電流検知手段として温度ドリフトが発生するものであっても良い。

30

40

【発明の効果】

【0008】

50

本発明によれば、インバータ装置の第2変換器が変換した負荷側交流電力を負荷側に出しているとき、制御装置は、上記した第1積分値と第2積分値との差分の大きさに基づいて、第2変換器で変換した負荷側交流電力の負荷側交流電流に含まれる直流電流成分を検知する。この場合、第1電流検知手段および第2電流検知手段が温度ドリフトの影響を受け易い場合であっても、第2変換器で変換した負荷側交流電力の負荷側交流電流に含まれる直流電流成分を良好に検知することができる。

【図面の簡単な説明】

【0009】

【図1】実施形態に係り、発電システムを示すシステム図である。

【図2】実施形態に係り、(A)はインバータ装置の第2変換器が出力すると共に第1電流センサで検知された負荷側交流電流の波形を示し、(B)は負荷側交流電流が直流電流成分を含まない場合において、インバータ装置の第1変換器が出力する直流電流成分の波形を示し、(C)は負荷側交流電流が直流電流成分を含む場合において、インバータ装置の第1変換器が出力する直流電流成分の波形を示す波形図である。

【図3】他の実施形態に係り、発電システムを示すシステム図である。

【図4】別の実施形態に係り、タイミング電圧信号 V_p 等を示す波形図である。

【図5】別の実施形態に係り、第1変動値および第2変動値のタイミングを示す波形図である。

【図6】さらに別の実施形態に係り、制御部が実行するフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0010】

制御装置は、第2電流検知手段で検知した第1変換器が変換した直流電力のうち、負荷側交流電流においてゼロクロスよりも正側の正電流に対応する直流電流成分を時間で積分した第1積分値を求めると共に、負荷側交流電流においてゼロクロスよりも負側の負電流に対応する直流電流成分を時間で積分した第2積分値を求めると共に、第1積分値と第2積分値との差分の大きさは、第2変換器で変換した負荷側交流電力の負荷側交流電流に含まれる直流電流成分に対応する大きさとなる。このため制御装置の制御部は、差分の大きさに基づいて、第2変換器で変換した負荷側交流電力の負荷側交流電流に含まれる直流電流成分を検知する。インバータ装置の第2変換器が変換した負荷側交流電力に対して同期すると共に変圧器を介して制御装置の制御部に入力される交流電圧信号をタイミング電圧信号 V_p とする。この場合、制御部は、第1積分値と第2積分値との差分に基づく電圧信号を、タイミング電圧信号 V_p の1周期について複数回(10~200ポイント)加算することが好ましい。この場合、加算回数の増加は、第2変換器が変換した負荷側交流電力に含まれている直流電流成分を検知するときにおける検知精度の分解能の向上に貢献できる。

【0011】

(実施形態1)

図1および図2は実施形態1の概念を示す。発電システムは、燃料で作動するエンジン1と、エンジン1で回転されて発電する発電機2と、インバータ装置3とを有する。エンジン1の排熱は、エンジン冷却水回路10を経て暖房装置等の温水使用機器12に温水として利用される。インバータ装置3は、発電機2が発電した交流電力を直流電流成分に変換させる第1変換器30と、第1変換器30が発換した直流電力を負荷側交流電力に変換させると共に交流商用電源43と系統連系する第2変換器35とを有する。第1変換器30は、発電機2が発電した交流電力を直流電流成分に変換させる複数の第1スイッチング素子31と、第1フライホイールダイオード32とをもつ。第2変換器35は第1変換器30に配線30a, 30cを介して繋がり、第1変換器30が発換した直流電力を負荷側交流電力 W_m に変換させる複数の第2スイッチング素子36と、第2フライホイールダイオード37とをもつ。配線30a, 30cにおける直流中間電圧 V_m は、第1変換器30と第2変換器35との中間点における電圧を意味する。

【0012】

第2変換器35の第2スイッチング素子36をオンさせるゲート信号 S_G が、ゲート駆

動回路40から第2スイッチング素子36に入力される。第2変換器35はリアクトル41およびリレー42、配線35a, 35c、配線43a, 43b, 43c等を介して交流商用電源43側に系統連系されている。電力負荷44、ランプ45、誘導モータ46等の屋内電力負荷47は、配線43a, 43b, 43cを介して交流商用電源43およびインバータ装置3の出力側につながり、交流商用電源43およびインバータ装置3より給電されて作動可能とされている。交流商用電源43および第2変換器35に繋がる配線48a, 48b, 48cは変圧器48に繋がる。配線35cには第1電流センサ59(第1電流検知手段)が設けられている。

【0013】

本実施形態によれば、交流商用電源43または第2変換器35に基づいて変圧器48から出力された電圧信号は、アンプ48mおよびフィルタ59を介してタイミング電圧信号 V_p として、第1割り込みポート503およびA/Dポート505から制御部50に入力される。タイミング電圧信号 V_p は、インバータ装置3の第2変換器35から出力される負荷側交流電力 W_m の負荷側交流電流 i_m のゼロクロス等のタイミングを制御部50に報知する信号である。

10

【0014】

制御装置5は、CPUをもつ制御部50(MPU)と、指令電流 I_p を出力する出力ポート513をもつPLL(phase locked loop)回路51と、PLL回路51の出力ポート513から出力された指令電流 I_p に基づいた正弦波信号を発生させる正弦波発生器52と、正弦波発生器52からの正弦波信号 I_c が入力されるPWM回路53と、位相比較器55とを有する。PLL回路51は、PWM回路53に接続されPWM回路53に信号を出力する出力ポート513をもつ。交流商用電源43の停電発生時において、第2変換器35が出力した電圧を変圧器48で変圧させて形成されたタイミング電圧信号 V_p が制御部50に入力される場合には、PLL回路51の出力ポート513からPWM回路53に給電される指令電流 I_p の出力周波数が上昇する機能を有する。ここで図1から理解できるように、PLL回路51, PWM回路53, 第2変換器35, 変圧器48, PLL回路51の導電経路が存在する。制御部50は、CPU501と、メモリ502と、第1割り込みポート503と、PLL回路51の出力ポート513から出力された電流 I_p が割り込み信号として入力される第2割り込みポート504と、A/Dポート505と、デジタル信号をアナログ信号に変換するD/Aコンバータ57と、アナログ信号をデジタル信号に変換するA/Dコンバータ58とを有する。

20

30

【0015】

位相比較器55は、PLL回路51の出力ポート513から出力された指令電流 I_p が入力される入力ポート552と、タイミング電圧信号 V_p が入力される入力ポート551と、出力ポート553とを有する。位相比較器55は、入力ポート552から入力された指令電流 I_p の位相と、入力ポート551から入力されたタイミング電圧信号 V_p の位相とを比較し、タイミング電圧信号 V_p の位相に対して指令電流 I_p の位相差があるとき、この位相差を解消するように、位相差に比例する位相差信号 V_r をPLL回路51の入力ポート511に出力する。PLL回路51は、位相差を解消するように、タイミング電圧信号 V_p の位相に対して指令電流 I_p の位相をロックできる機能を有しており、この結果、PLL回路51の出力ポート513から出力された指令電流 I_p の位相を、タイミング電圧信号 V_p の位相に対して同位相に設定することができる。従って、インバータ装置3が作動するとき、第2変換器35または交流商用電源43から変圧器48を介してポート503, 505から制御部50に入力されるタイミング電圧信号 V_p に対して、第2変換器35が出力する電流をPLL回路51およびPWM回路53により同位相にできる。

40

【0016】

PWM(Pulse width modulation)回路53は、三角波電圧信号 V_k を発生させる三角波発生器531と、指令電流 I_p の電流値に比例して対応する基準電圧信号 V_h を発生させる基準電圧発生部532と、三角波電圧信号 V_k と基準電圧信号 V_h とを比較する比較器533とをもち、指令電流 I_p の電流値に対応する制御信号 S_1 をゲート駆動回路40

50

に出力する。このためゲート駆動回路40からのゲート信号 S_G により第2変換器35のスイッチング素子36のオンオフが制御され、第2変換器35により負荷側交流電力 W_m が形成される。ここで、図1から理解できるように、タイミング電圧信号 V_p の信号は、配線49aを介して制御部50の第1割り込みポート503に入力され、且つ、配線55aを介して位相比較器55の第1入力ポート551に入力される。このような本実施形態によれば、インバータ装置3は、タイミング電圧信号 V_p に対して同位相をもつ交流電流 i_m を第2変換器35から屋内電力負荷47側に出力する。

【0017】

さらに図1に示すように、制御装置5の制御部50は、DO1ポート591、DO2ポート592、DO3ポート593、A/Dコンバータ58に繋がるA/Dポート580を有する。第1変換器30と第2変換器35との間の配線30cには、第2電流検知手段(直流側電流検出手段)としての第2電流センサ39(DC-CT2)が設けられている。例えば、第2電流センサ39は、コストが安価であるものの、温度ドリフトを発生させるおそれがあるホールCT(カレントトランス)で形成できる。第2電流センサ39は、第1変換器30が変換した直流電力の直流電流成分を検知するものであり、直流電流の検知信号 I_r をスイッチング要素71,72のスイッチ部71c,72cに出力する。スイッチング要素71は、制御部50のDO1ポート591からの指令信号D1に基づいてスイッチング部71cをオンさせる。スイッチング要素72は、制御部50のDO2ポート592からの指令信号D2に基づいてスイッチング部72cをオンさせる。

10

【0018】

さらに図1に示すように、積分回路60(差動積分回路,ゲイン G_1)が設けられている。積分回路60は、第1オペアンプ61と、第1オペアンプ61の出力端子および入力端子に繋がるコンデンサ62および抵抗63と、第1スイッチング部71cとオペアンプ61の入力端子とに繋がる抵抗64と、第2スイッチング部72cとオペアンプ61の入力端子とに繋がる抵抗65と、オペアンプ61の入力端子に繋がる抵抗66およびコンデンサ67とをもつ。増幅回路70は、第2オペアンプ71と、第2オペアンプ71の出力端子および入力端子に繋がるコンデンサ72および抵抗73とをもつ。第2オペアンプ71の出力端子は、配線71rを介して制御部50のA/Dポート580を介してA/Dコンバータ58に繋がる。第1オペアンプ61の出力端子は抵抗74を介して第2オペアンプ71の入力端子に繋がる。

20

30

【0019】

さらに本実施形態によれば、図1に示すように、正弦波発生器52とPWM回路53との間の配線52rが設けられている。第2変換器35の負荷側に設けられた前記した第1電流検知手段としての第1電流センサ59(DC-CT1)が設けられている。第1電流センサ59は、コストが安価であるものの、温度ドリフトを発生させるおそれがあるホールCTで形成できる。第1電流センサ59は、第2変換器35で変換した負荷側交流電力 W_m の負荷側交流電流 i_m を検知する。第1電流センサ59の検知信号である交流電流信号 i_s は、信号線59rを介して配線52rに入力される。配線52rは、配線52w、アナログスイッチ(ASW)52aを介して積分回路60に繋がる。アナログスイッチ(ASW)52aは、制御部50のDO3ポート593からの指令により切り替えられる。なお、商用電源43と連系する前に、制御部50のDO3ポート593からの指令によりアナログスイッチ(ASW)52aが切り替えられ、可変抵抗によりゼロに調整されたバイアス信号で補正することにより第2電流センサ59の通電初期における電流センサ59の経時ドリフトや故障を検知できる。

40

【0020】

図2(A)は、インバータ装置3の第2変換器35の負荷側に設けられた第1電流センサ59が交流電流 i_s として検知する負荷側交流電力 W_m の交流電流 i_m の波形を示す。即ち、インバータ装置3の第2変換器35で変換した負荷側交流電力 W_m の負荷側交流電流 i_m の波形を示す。図2の特性線W1として示すように、上記した負荷側交流電流 i_m に直流電流成分が含まれていない場合には、負荷側交流電流 i_m は、基本的にはサイン波

50

形であり、ゼロクロス(0)よりも正側の正電流の積分値と、ゼロクロス(0)よりも負側の負電流の積分値とは等しい。これに対して、図2(A)の例えば特性線W2として示すように、負荷側交流電流 i_m に正の直流電流成分が含まれている場合には、交流電流波形はゼロクロスよりも正側に移行してオフセットしている。このように負荷側交流電流 i_m に正の直流電流成分が含まれて負荷側交流電流 i_m がオフセットされている場合には、交流電流で駆動する電力負荷の作動に影響を与えるおそれがあり、好ましくなく、早期に検知することが好ましい。

【0021】

図2(B)は、図2(A)の特性線W1として示すように第1電流センサ59が検知する負荷側交流電流 i_m の波形がオフセットしておらず正常である場合において、第2電流センサ39が検知する直流電流成分の波形を示す。負荷側交流電流 i_m の波形がオフセットしておらず正常である場合(直流電流成分を含まない場合)において、図2(B)に示すように、第1変換器30が変換した直流電力の直流電流成分は、二つの山形の電流波形M1f, M2fを形成する。山形の電流波形M1f, M2fは、基本的には、第1電流センサ59が検知した交流電流信号を正側に全波整流した波形およびタイミングに相当している。負荷側交流電流 i_m の波形がオフセットしておらず正常である場合(直流電流成分を含まない場合)において、図2(B)に示す二つの山形の電流波形M1f, M2fの面積(時間で積分した積分値)は、互いに等しい。

10

【0022】

ここで、山形の電流波形M1f, M2fは、制御部50のDO1ポート591およびDO2ポート592からの指令D1, D2によって半周期毎に分配され、積分回路60によって、その各半周期の電流積分値の差分が求められ、その差分がゲインG1ぶん増幅される。ゲインG1は、第1電流センサ59のゼロ信号の温度ドリフトぶんに応じて設定されることが好ましい。そして、ゲインG1ぶん増幅された信号(アナログ信号)は、増幅回路70でゲインG2でさらに増幅され、配線71rを介して、制御部50のA/Dポート580から制御部50のA/Dコンバータ58に入力され、デジタル信号に変換される。従って、制御部50のA/Dコンバータ58に入力された信号Vwは、第2電流センサ39で検知された直流電流成分について半周期積分値の差分を、ゲインG1×ゲインG2で増幅させたものに相当する。ここで、図2から理解できるように、第1電流センサ59が検知する負荷側交流電流 i_m (インバータ装置3の第2変換器35から出力された交流電流)の波形が直流電流成分を含有していない場合には、山形波形M1fを時間で積分した積分値M1fと、山形波形M2fを時間で積分した積分値M2fとは、基本的には等しく、差分は0となる。

20

30

【0023】

これに対して図2(C)は、図2(A)の特性線W2として示すように負荷側交流電流 i_m の波形が正側にオフセットしている場合(即ち、インバータ装置3の第2変換器35から出力された負荷側交流電流 i_m が直流電流成分を含有している場合)において、第2電流センサ39が検知する直流電流成分を示す。図2(C)に示すように、第1変換器30が変換した直流電力の直流電流成分は、前述同様に、二つの山形波形M1s, M2sを形成する。このように交流電流が直流電流成分を含有している場合には、山形波形M1sを時間で積分した積分値M1sと、山形波形M2sを時間で積分した積分値M2sとは、基本的には異なる。その差分の絶対値、即ち、 $|\text{積分値 } M1s - \text{積分値 } M2s|$ は、基本的には、負荷側交流電流 i_m に含まれている直流電流成分の大きさに相当する。

40

【0024】

上記した差分の絶対値をゲインG1×ゲインG2で増幅させた信号Vwは、制御部50のA/Dポート580から制御部50のA/Dコンバータ58に入力され、デジタル信号とされる。かかる信号に基づいて、制御部50は、インバータ装置3の第2変換器35で変換した負荷側交流電力 W_m の負荷側交流電流 i_m に含まれている直流電流成分の大きさを検知することができる。ここで、第1電流センサ59および第2電流センサ39に温度ドリフトが発生しているとき、第1積分値と第2積分値との双方に温度ドリフトが影響を

50

与える。従って、第1電流センサ59および第2電流センサ39に温度ドリフトが発生しているときであっても、温度ドリフトが実質的に相殺される。よってインバータ装置3の第2変換器35で変換した負荷側交流電力 W_m の負荷側交流電流 i_m に含まれる直流電流成分を良好に検知することができる。従って第1電流センサ59および第2電流センサ39として温度ドリフトが発生するものであっても良く、安価なものを採用できる。

【0025】

さらに説明を加える。制御部50のA/Dコンバータ58にA/Dポート580から入力された電圧信号 V_w は、電流センサ39(DC-CT2)の半周期積分値の差分にゲイン($G_1 \times G_2$)を乗じた値となる。この電圧信号 V_w は、CPUをもつ制御部50において、ソフトウェアにて、タイミング電圧信号 V_p の1周期(図4参照)について複数ポイント、A/Dポート580からA/Dコンバータ58を介して制御部50に入力されて、デジタル信号として制御部50において加算される。例えば、この電圧信号 V_w は、制御部50において、ソフトウェアにて、タイミング電圧信号 V_p の1周期について60ポイント、制御部50のA/Dポート580からA/Dコンバータ58に入力されて、A/D変換され、制御部50において加算される。60ポイントは、A/Dコンバータ58の分解能が10bit程度の安価なCPUにおいても十分な直流電流成分の検知精度が得られるように考慮したものである。

10

【0026】

ここで、電流センサ39(DC-CT2)の信号に対して、制御部50に搭載されているA/Dコンバータ58が10bitの分解能程度の安価なものと仮定すると、1bitあたりの電流値は、比較的大きな値となり、精度の良い判定が困難となるおそれがある。例えば、検知する直流電流成分が50mAの範囲を超えた場合、インバータ装置3で出力する交流電流 i_m に直流電流成分が含有されており、交流電流 i_m が異常であると判定したい場合には、1bitあたりの電流値が20mA程度とすると、41mA~59mAとなり、インバータ装置3で出力する交流電流 i_m に含まれている直流電流成分の検知が困難となる。

20

【0027】

従って本実施形態によれば、タイミング電圧信号 V_p の1周期あたり、60回(n回)のデータを制御部50において加算する。直流電流を検知する際に、加算回数(n回)が分解能の増加となる。上記したように電圧信号 V_w を例えば60回加算することは、制御部50における分解能が60倍になることを意味する。前記した場合には、60回加算すると、基本的には、制御部50における分解能は $20\text{mA} / 60 = 0.33\text{mA}$ となり、50mA付近の判断を1mA以下の分解能で直流電流の大きさを判断することができることになる。なお加算回数(n回)としては、60回に限らず、場合によっては、10~200回程度、15~100回程度にできる。

30

【0028】

(実施形態2)

図3は実施形態2を示す。本実施形態は前記した実施形態1と基本的には同様の構成であり、同様の作用効果を有するため、図2を準用する。本実施形態においても、図3に示すように、積分回路60および増幅回路70が設けられている。本実施形態においても、前記した実施形態1と同様に、前記した山形の電流波形 M_1f 、 M_2f および M_1s 、 M_2s は、制御部50のDO1ポート591およびDO2ポート592からの指令 D_1 、 D_2 によって半周期毎に分配され、積分回路60によって、その各半周期の電流積分値の差分が求められ、その差分がゲイン G_1 ぶん増幅される。ゲイン G_1 は、第1電流センサ59のゼロ信号の温度ドリフトぶんに応じて設定されることが好ましい。そして、ゲイン G_1 ぶん増幅された信号(アナログ信号)は、増幅回路70でゲイン G_2 でさらに増幅され、配線71rを介して、A/Dポート580から制御部50のA/Dコンバータ58に入力され、デジタル信号に変換される。A/Dポート580から制御部50のA/Dコンバータ58に入力された信号 V_w は、第2電流センサ39で検知された直流電流成分について半周期積分値の差分を、ゲイン $G_1 \times$ ゲイン G_2 で増幅させたものに相当する。

40

50

【 0 0 2 9 】

上記した差分の絶対値をゲイン $G_1 \times$ ゲイン G_2 で増幅させた信号 V_w に基づいて、制御部 50 は、インバータ装置 3 の第 2 変換器 35 で変換した負荷側交流電力 W_m の負荷側交流電流 i_m に含まれている直流電流成分の大きさを検知できる。ここで、タイミング電圧信号 V_p の 1 周期あたり、60 回 (n 回) のデータを制御部 50 において加算することが好ましい。直流電流を検知する際に、加算回数 (n 回) が分解能の増加となる。ここで、第 1 電流センサ 59 および第 2 電流センサ 39 に温度ドリフトが発生しているとき、第 1 積分値と第 2 積分値との双方に温度ドリフトによる誤差が影響を与える。従って、第 1 電流センサ 59 および第 2 電流センサ 39 に温度ドリフトが発生しているときであっても、差分において温度ドリフトによる誤差が実質的に相殺される。よってインバータ装置 3 の第 2 変換器 35 で変換した負荷側交流電力 W_m の負荷側交流電流 i_m に含まれる直流電流成分を良好に検知することができる。従って第 1 電流センサ 59 および第 2 電流センサ 39 として温度ドリフトが発生するものであっても良く、安価なものを採用できる。

10

【 0 0 3 0 】

(実施形態 3)

図 4 および図 5 は実施形態 3 を示す。本実施形態は前記した実施形態 1, 2 と基本的には同様の構成であり、同様の作用効果を有するため、図 1 ~ 図 3 を準用することができる。本実施形態においても、第 1 電流センサ 59 および第 2 電流センサ 39 に温度ドリフトが発生しているとき、第 1 積分値と第 2 積分値との双方に温度ドリフトが影響を与える。従って、第 1 電流センサ 59 および第 2 電流センサ 39 に温度ドリフトが発生しているときであっても、温度ドリフトが実質的に相殺される。よってインバータ装置 3 の第 2 変換器 35 で変換した負荷側交流電力 W_m の負荷側交流電流 i_m に含まれる直流電流成分を良好に検知することができる。従って第 1 電流センサ 59 および第 2 電流センサ 39 として温度ドリフトが発生するものであっても良く、安価なものを採用できる。本実施形態によれば、インバータ装置 3 が作動中において交流商用電源 43 の停電を検知する機能を有する。この機能について説明を加える。図 4 は、タイミング電圧信号 V_p および指令電流 I_p が同位相である状態を一波長として模式的に示す。前述したように、タイミング電圧信号 V_p は、制御部 50 の第 1 割り込みポート 503 に入力される信号であり、インバータ装置 3 の第 2 変換器 35 や交流商用電源 43 から変圧器 48 を介して出力される負荷側交流電力 W_m の位相と同相である。指令電流 I_p は、PLL 回路 51 の出力ポート 513 から正弦波発生器 52 に出力される電流である。ここで、図 4 において、タイミング電圧信号 V_p の 1 波長に相当する 1 周期 T は、制御部 50 が有するカウンタのカウント値 N (例えば $N = 10000$) に対応する。制御部 50 によるカウンタ値の計測は、タイミング電圧信号 V_p のゼロクロス V_0 からスタートする。ここで、例えば、タイミング電圧信号 V_p の位相に対して指令電流 I_p の位相が 90° 遅れている場合には、 90° の位相差は、 $N/4$ のカウンタ値に相当する。タイミング電圧信号 V_p の位相に対して指令電流 I_p の位相が 3° 遅れている場合には、 3° の位相差は、 $N/120$ のカウンタ値に相当する。タイミング電圧信号 V_p の位相に対して指令電流 I_p の位相が 15° 遅れている場合には、 15° の位相差は、 $N/24$ のカウンタ値に相当する。すなわち、タイミング電圧信号 V_p の位相に対して指令電流 I_p の位相が D° 遅れている場合には、 $N/(360/D)$ のカウンタ値に相当する。このようにタイミング電圧信号 V_p の位相に対する指令電流 I_p の位相差をカウンタ値に基づいて、位相比較器 55 および制御部 50 は求めることができる。

20

30

40

【 0 0 3 1 】

さて本実施形態によれば、交流商用電源 43 とインバータ装置 3 とが連系しているとき、タイミング電圧信号 V_p に対して指令電流 I_p の位相を、一定周期 (例えば 10 ~ 2000 ミリ秒の範囲内の任意値) で 3° (第 1 変動値に相当) で瞬間的に強制的に変動させ、無効電力の変動を故意に与えるように、制御装置 5 の制御部 50 は、 D/A コンバータ 57 の出力ポート 570 から、図 4 に示すように、矩形パルス状の信号 S_c を所定時間 t_1 (例えば 200 ミリ秒) ぶん PLL 回路 51 の入力ポート 512 に瞬間的に入力させ

50

る。これを受け、PLL回路51は、位相タイミングを規定する信号として出力ポート513から指令電流 I_p を正弦波発生器52に与える。ここで、正弦波発生器52は、指令電流 I_p に基づいた位相タイミングに従いつつ、インバータ装置3の直流中間電圧 V_m に応じた波高値(=電流値)をもつ信号を電流指令値 I_c として出力する。この電流指令値 I_c と第1電流センサ59として機能する第1電流センサ59からの実際の電流値 I_r を比較し、タイミング電圧信号 V_p に対して位相を強制的に 3° ずらした電流をゲート駆動回路40に出力する。その後、所定時間 t_1 経過したら、制御装置5の制御部50は、D/Aコンバータ57の出力ポート570から、タイミング電圧信号 V_p に対して指令電流 I_p の位相を同位相とさせる信号 S_B を所定時間 t_2 (例えば200ミリ秒)、PLL回路51の入力ポート511に入力させる。これによりタイミング電圧信号 V_p と指令電流 I_p の位相とを同位相に戻す。

10

【0032】

上記したように強制的に 3° ずらして位相差を与えたとき、制御部50は、タイミング電圧信号 V_p に対する指令電流 I_p の位相差が実際に 3° であるかをカウンタ値に基づいて求める。この場合、交流商用電源43の停電発生ではなく、交流商用電源43が正常である場合には、求められた位相差は、 3° に相当するしきい値の範囲内とされるため、制御部50は、交流商用電源43の停電無しと判定する。しかしながら交流商用電源43の停電が実際に発生している場合には、上記した 3° に相当する位相差は得られず、 3° に相当するしきい値の範囲外となる。このようにタイミング電圧信号 V_p に対する指令電流 I_p の位相差が、位相差用のしきい値の範囲外であるときには、制御装置5の制御部50は、交流商用電源43の停電発生の可能性有りとは判定する。この仮判定をトリガーとして、制御装置5の制御部50は、D/Aコンバータ57の出力ポート570から、タイミング電圧信号 V_p に対して指令電流 I_p の位相差を、前記した 3° (第1変動値に相当)よりも大きな位相差 15° (第2変動値に相当)で強制的に且つ急激に矩形パルス的に立ち上げて変動させる。この場合、交流商用電源43の停電発生がない場合には、タイミング電圧信号 V_p の周波数の変化は周波数用のしきい値の範囲内であり小さく、更に、タイミング電圧信号 V_p に対する指令電流 I_p の位相差も位相差用のしきい値の範囲内であり小さい。このため、制御装置5の制御部50は、交流商用電源43の停電の可能性無しと判定する。ここで、誘導モータ46が回転駆動している状態で交流商用電源43の停電が発生する場合には、交流商用電源43が停電であるにも拘わらず、誘導モータ46が自身の慣性力で回転を継続させて誘導発電機として作用し、交流商用電源43側に電圧を与える可能性があるため、タイミング電圧信号 V_p の周波数変動も発生しないおそれがある。

20

30

【0033】

この点について本実施形態によれば、第2変動値が大きい場合、交流商用電源43が停電しているときには、タイミング電圧信号 V_p の周波数の変化は第2変動値の大きさに追従し、周波数用のしきい値の範囲外となる。更に、交流商用電源43の停電発生時には、PLL回路51は、これの出力ポート513から出力される指令電流 I_p の周波数が上昇するように設定されているため、タイミング電圧信号 V_p の周波数において大きな周波数変動を生じさせる。周波数変動は、誘導モータ46の自身の慣性力に打ち勝つ程度の大きさとする。更に、交流商用電源43の停電発生時には、タイミング電圧信号 V_p に対する指令電流 I_p の位相差も第2変動値の大きさに追従し、位相差用のしきい値の範囲外となる。

40

【0034】

このため制御装置5は、タイミング電圧信号 V_p の周波数が周波数用のしきい値の範囲外となるとき、更には、上記した位相差が位相差用のしきい値の範囲外となるときには、交流商用電源43の停電発生であると、制御部50は本判定する。すなわち、本実施形態によれば、上記したようにインバータ装置3が交流商用電源43と系統連系しつつ作動しているとき、制御装置5の制御部50は、所定の周期(t_1 , t_2)で、D/Aコンバータ57から、タイミング電圧信号 V_p に対して指令電流 I_p の位相を一定周期で 3° (第1変動値に相当)の位相差を発生させる信号 S_c をPLL回路51の入力ポート51

50

2に入力させる。更に制御部50は、タイミング電圧信号 V_p と指令電流 I_p との位相差を検知し、 3° に相当する位相差であれば、交流商用電源43が停電していないと判定する。このように制御部50は交流商用電源43の停電の疑いの有無を周期的(t_1 , t_2)に仮判定している。ここで、もし、交流商用電源43の停電が実際に発生した場合には、タイミング電圧信号 V_p に対する指令電流 I_p との位相差が、 3° に相当する位相差でなくなる。この場合、交流商用電源43の停電が発生すると、交流商用電源43の電圧が喪失されるためである。そこで、これをトリガーとして、制御装置5の制御部50は、D/Aコンバータ57の出力ポート570から、タイミング電圧信号 V_p に対して指令電流 I_p の位相を、 15° (第2変動値に相当)の位相差を発生させる信号 S_c をPLL回路51の入力ポート512に入力させる。これにより無効電力が増加し、出力と負荷とのバランスが崩れ、直流中間電圧 V_m が変動し、タイミング電圧信号 V_p に対する指令電流 I_p が大きく変動する。この結果、タイミング電圧信号 V_p の電圧実効値も変動すると共に、タイミング電圧信号 V_p に対する指令電流 I_p の位相が大きく変化するため、タイミング電圧信号 V_p の電圧実効値がしきい値の範囲外であり、タイミング電圧信号 V_p に対する指令電流 I_p の位相差が位相差用のしきい値の範囲外であれば、交流商用電源43の停電が発生していると本判定する。

10

【0035】

更に、交流商用電源43の停電が発生すると、PLL回路51の出力ポート513から出力される電流の周波数が自動的に増加するように、PLL回路51は設定されている。このため、タイミング電圧信号 V_p の周波数が周波数用のしきい値の範囲外となるときには、交流商用電源43の停電発生を本判定できる。このため本実施形態によれば、交流商用電源43の停電発生の判定精度を高めることができる。

20

【0036】

更に、タイミング電圧信号 V_p に対して指令電流 I_p の位相を 15° (第2変動値に相当)の位相差を発生させたとしても、タイミング電圧信号 V_p の変動が位相差用のしきい値の範囲内であれば、交流商用電源43の停電発生がないと判定できるため、誤判定の発生を抑制できる。

【0037】

(実施形態4)

図6は実施形態4を示す。本実施形態は、前記した実施形態1と基本的に同じ構成および同じ作用効果を果たすため、図1および図2を準用する。本実施形態においても、第1電流センサ59および第2電流センサ39に温度ドリフトが発生しているとき、第1積分値と第2積分値との双方に温度ドリフトが影響を与える。従って、第1電流センサ59および第2電流センサ39に温度ドリフトが発生しているときであっても、温度ドリフトが実質的に相殺される。よってインバータ装置3の第2変換器35で変換した負荷側交流電力 W_m の負荷側交流電流 i_m に含まれる直流電流成分を良好に検知することができる。従って第1電流センサ59および第2電流センサ39として温度ドリフトが発生するものであっても良く、安価なものを採用できる。

30

【0038】

本実施形態によれば、インバータ装置3が作動中において交流商用電源43の停電を検知する機能を有する。この機能について説明を加える。図6は制御装置5の制御部50が実行するフローチャートを示す。図6に示すように、まず、インバータ装置3が商用電源43と系統連系しつつ任意の出力で運転されているとき、制御装置5の制御部50は、D/Aコンバータ57の出力ポート570から、タイミング電圧信号 V_p に対して指令電流 I_p の位相を一定周期で 3° (第1変動値)の位相差を発生させる信号 S_c を、PLL回路51の入力ポート512に入力させる処理を実行する(ステップS102)。次に、制御部50は、タイミング電圧信号 V_p に対する指令電流 I_p の位相差を求める(ステップS104)。 3° 相当の位相差が存在すれば、商用電源43が正常であり停電発生でないと仮判定する(ステップS106のNO)。もし、商用電源43の停電が発生している場合には、タイミング電圧信号 V_p に対する指令電流 I_p の位相差が、 3° に相当する位相

40

50

差でなくなる（ステップ S 1 0 4 の Y E S）。このため、商用電源 4 3 の停電が発生していると、制御部 5 0 は仮判定する（ステップ S 1 0 8）。

【 0 0 3 9 】

仮判定をトリガーとして、制御装置 5 の制御部 5 0 は、D / A コンバータ 5 7 の出力ポート 5 7 0 から、タイミング電圧信号 V_p に対して指令電流 I_p の位相を 15° （第 2 変動値）の位相差を発生させる信号 S_c を、PLL 回路 5 1 の入力ポート 5 1 1 に入力させる（ステップ S 1 1 0）。これにより無効電力が増加し、出力と負荷とのバランスが崩れる。この場合、直流中間電圧 V_m が変動し、タイミング電圧信号 V_p および指令電流 I_p のタイミングおよび波形の変動が増加する。この結果、タイミング電圧信号 V_p の電圧実効値も変動する。更に、タイミング電圧信号 V_p に対する指令電流の位相も大きく変化する。このため、制御部 5 0 は、タイミング電圧信号 V_p の電圧実効値の変動を求める（ステップ S 1 1 2）。タイミング電圧信号 V_p の電圧実効値の変動がしきい値の範囲外である場合には（ステップ S 1 1 4 の Y E S）、商用電源 4 3 の停電発生であると本判定する（ステップ S 1 2 4）。更に、商用電源 4 3 とインバータ装置 3 とを遮断する等の停電処理（ステップ S 1 2 6）を行う。

10

【 0 0 4 0 】

ここで、商用電源 4 3 の停電が実際に発生すると、PLL 回路 5 1 の出力ポート 5 1 3 から出力される指令電流 I_p の周波数が自動的に増加するように、PLL 回路 5 1 は設定されている。そこで本実施形態によれば、タイミング電圧信号 V_p の電圧実効値の変動がしきい値の範囲内である場合であっても（ステップ S 1 1 4 の N o）、商用電源 4 3 の停電発生についての判断の精度を高めるために、制御部 5 0 は、タイミング電圧信号 V_p の周波数の変動を求める（ステップ S 1 1 6）。周波数の変動が周波数用のしきい値の範囲外である場合（ステップ S 1 1 8 の Y E S）には、商用電源 4 3 の停電発生であると本判定し（ステップ S 1 2 4）、停電処理（ステップ S 1 2 6）を行う。

20

【 0 0 4 1 】

周波数の変動が周波数用のしきい値の範囲内である場合（ステップ S 1 1 8 の N o）であっても、制御部 5 0 は、タイミング電圧信号 V_p に対する指令電流 I_p の位相差を求め（ステップ S 1 2 0）、位相差がしきい値の範囲外であれば（ステップ S 1 2 2 の Y E S）、制御部 5 0 は商用電源 4 3 の停電発生と本判定する（ステップ S 1 2 4）。更に、商用電源 4 3 とインバータ装置 3 とを遮断する等の停電処理（ステップ S 1 2 6）を行う。周波数の変動が周波数用のしきい値の範囲内であり（ステップ S 1 1 8 の N o）、且つ、タイミング電圧信号 V_p に対する指令電流 I_p の位相差がしきい値の範囲内である場合には（ステップ S 1 2 2 の N o）、制御部 5 0 は商用電源 4 3 の停電なし判定する。このように本実施形態によれば、商用電源 4 3 の停電発生の判定について、停電のおそれが濃厚であると仮判定されるときには、制御部 5 0 は、タイミング電圧信号 V_p に対する指令電流 I_p の位相差（第 2 変動値）を発生させ、その後、複数のパラメータに基づいて複数回判定するため、商用電源 4 3 の停電発生と判定するときにおける誤判定の発生が抑制される。上記した各パラメータのしきい値の範囲としては、インバータ装置 3 および商用電源 4 3 の事情等に応じて商用電源 4 3 の停電発生の可能性を判定できるような値として適宜選択できる。なお本実施形態によれば、第 2 変動値を発生させたとき、タイミング電圧信号 V_p の電圧実効値、タイミング電圧信号 V_p の周波数の変動、タイミング電圧信号 V_p に対する指令電流 I_p の位相差をこの順で求めることにしているが、これに限らず、タイミング電圧信号 V_p の周波数の変動、タイミング電圧信号 V_p の電圧実効値、タイミング電圧信号 V_p に対する指令電流 I_p の位相差、タイミング電圧信号 V_p の周波数の変動、タイミング電圧信号 V_p の電圧実効値の順にしても良い。

30

40

【 0 0 4 2 】

（その他）

上記した実施形態によれば、第 1 変動値として、タイミング電圧信号 V_p に対する指令電流 I_p の位相差 θ_1 は 3° とされ、第 2 変動値として、タイミング電圧信号 V_p に対する指令電流 I_p の位相差 θ_2 は 15° とされている。しかしながらこれに限らず、第 1 変

50

動値として位相差 1 は例えば 2 ~ 7 ° の範囲内で設定でき、第 2 変動値として位相差 2 は例えば 10 ~ 20 ° の範囲内で設定できる。第 2 変動値が過剰に大きい場合には、タイミング電圧信号 V_p の歪みが過剰になるおそれがあるため、好ましくない。そこで、 $2 / 1$ の値としては、2.5 ~ 7 の範囲内、3 ~ 6 の範囲内で設定することが好ましい。

【 0 0 4 3 】

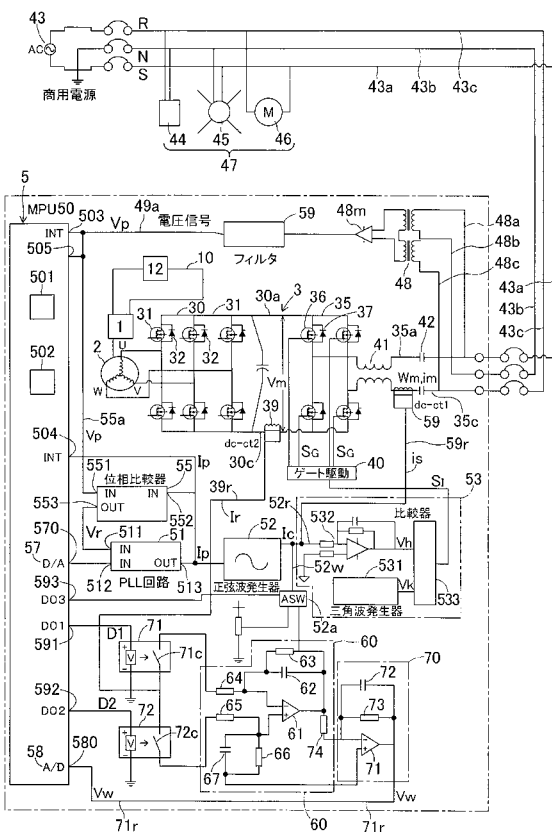
本発明は上記し且つ図面に示した実施形態のみに限定されるものではなく、要旨を逸脱しない範囲内で適宜変更して実施できる。

【 符号の説明 】

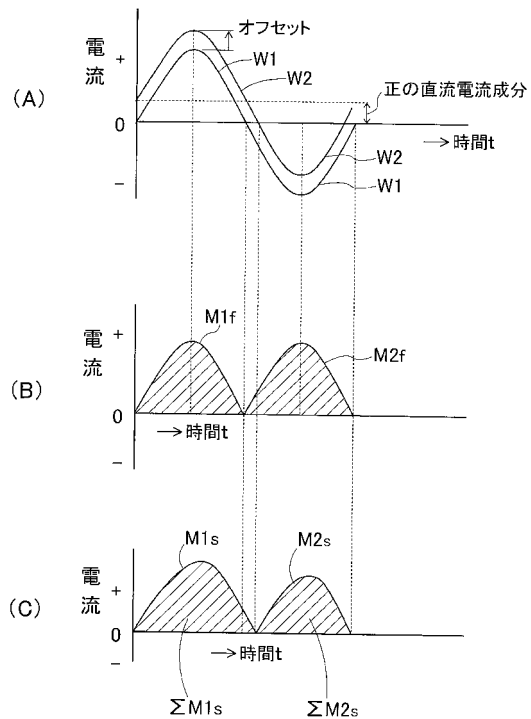
【 0 0 4 4 】

1 はエンジン、2 は発電機、3 はインバータ装置、30 は第 1 変換器、35 は第 2 変換器、39 は第 2 電流センサ（第 2 電流検知手段）、43 は交流商用電源、44 は電力負荷、46 は誘導モータ、5 は制御装置、50 は制御部、51 は PLL 回路、52 は正弦波発生器、53 は PWM 回路、55 は位相比較器、57 は D/A コンバータ、59 は第 1 電流センサ（第 1 電流検知手段）、60 は積分回路、70 は増幅回路を示す。

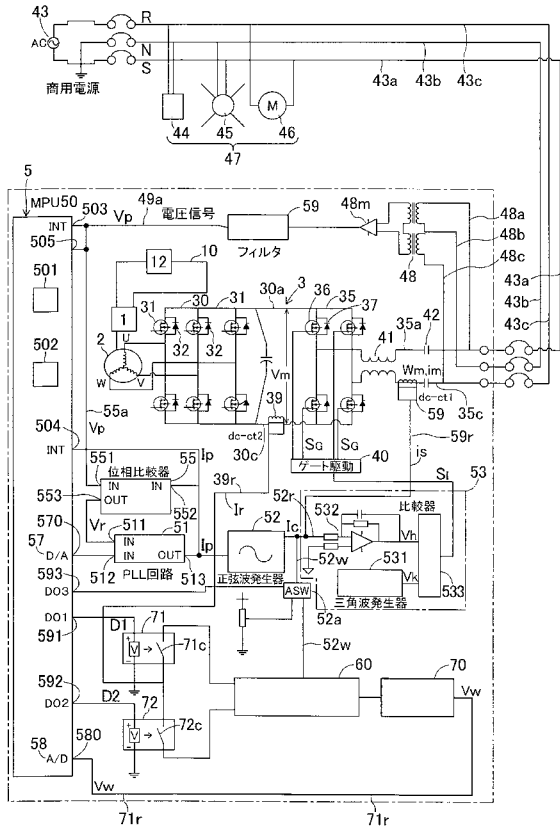
【 図 1 】



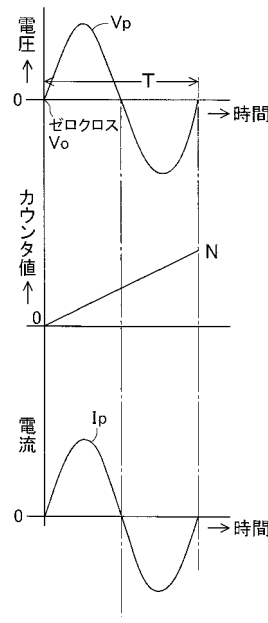
【 図 2 】



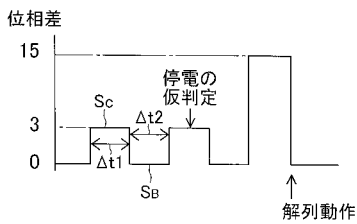
【図3】



【図4】



【図5】



【図6】

