

(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2004-201480

(P2004-201480A)

(43) 公開日 平成16年7月15日(2004.7.15)

(51) Int.Cl.⁷

H02P 9/04

F I

H02P 9/04

J

テーマコード (参考)

5H590

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2002-370864 (P2002-370864)
 (22) 出願日 平成14年12月20日 (2002.12.20)

(71) 出願人 000005326
 本田技研工業株式会社
 東京都港区南青山二丁目1番1号
 (74) 代理人 100084870
 弁理士 田中 香樹
 (74) 代理人 100079289
 弁理士 平木 道人
 (74) 代理人 100119688
 弁理士 田邊 壽二
 (72) 発明者 中村 政史
 埼玉県和光市中央一丁目4番1号 株式会
 社本田技術研究所内
 (72) 発明者 清水 元寿
 埼玉県和光市中央一丁目4番1号 株式会
 社本田技術研究所内

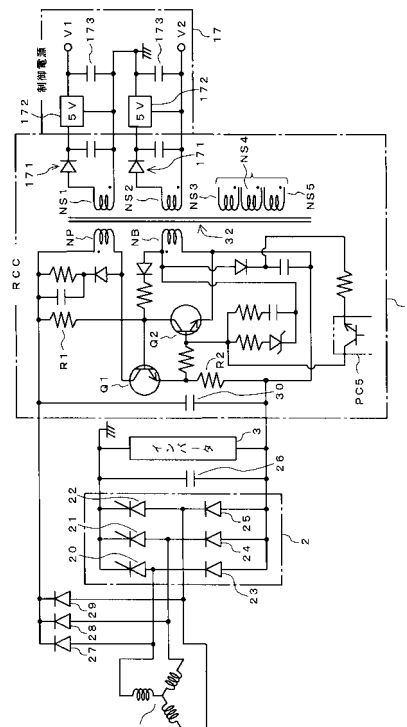
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 インバータ制御式発電装置

(57) 【要約】

【課題】電圧仕様の異なる複数の制御電源を構成する。
 【解決手段】コンバータ2で直流に変換された発電出力をインバータ回路3で所定周波数の交流に変換する。発電出力は第2の整流回路27、28、29とコンデンサ30とで整流され、RCC31に入力される。RCC31は自励発振回路を構成しており、その発振周波数に応じたトランジスタQ1のオン時間でエネルギーがトランスに蓄積され、オフ時間で二次側に放出される。RCC31の二次側には必要な電源の数に応じて巻線が形成される。巻線NS1、NS2は制御電源17の正負両電源を形成し、巻線NS3～NS5はFETドライバ13用の電源を形成する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

エンジンで駆動される発電機と、前記発電機から出力される交流を整流する第 1 の整流回路と、前記第 1 の整流回路から出力される直流を所定周波数の交流に変換して出力するインバータ回路とを有するインバータ制御式発電装置において、
前記発電機から出力される交流を整流する第 2 の整流回路と、
前記第 2 の整流回路の出力側に一次側が接続される自励発振型コンバータとを具備し、
前記自励発振型コンバータの二次側が制御電源として前記インバータ回路に接続されたことを特徴とするインバータ制御式発電装置。

【請求項 2】

前記制御電源が、前記自励発振型コンバータの独立した複数の二次巻線出力を結合して形成した正負電源を有することを特徴とする請求項 1 記載のインバータ制御式発電装置。

【請求項 3】

前記制御電源が、前記エンジンの回転数を目標回転数に制御する電子ガバナ用電源を含むように構成されたことを特徴とする請求項 1 記載のインバータ制御式発電装置。

【発明の詳細な説明】**【0001】****【発明の属する技術分野】**

本発明は、インバータ制御式発電装置に関し、特に、制御電源を発電機の出力から得るようにしているインバータ制御式発電装置に関する。

【0002】**【従来の技術】**

屋外で使用する可搬型電源や非常用電源として、エンジンで駆動される交流発電機を使用した電源装置が知られる。この電源装置では、エンジンで駆動される発電機から出力された交流を直流に変換した後、インバータによって、商用周波数等、所定周波数の交流に変換して出力する。この種の電源装置では、インバータを駆動するための電源が、エンジンで駆動される発電機の出力から供給される。したがって、エンジンの始動初期、つまりエンジンの低回転域では、発電機の出力が十分でないことから、このエンジン始動初期においてインバータ用駆動電源の電源電圧が不安定になりやすい。

【0003】

また、この種の電源装置では、発電出力電圧を安定に維持するなどの制御自体等は、アナログ制御する場合が多い一方で、インバータの駆動信号系やエンジンの制御等ではマイクロコンピュータによってデジタル制御する場合が多い。そして、このようにデジタル用およびアナログ用の用途別の電源、および電圧仕様別の電源が必要になる等、電源が複雑化する傾向にある。

【0004】

例えば、特開平 6 - 121597 号公報に記載されている発電機は、副巻線または主巻線のトランス二次出力から電源を得ている。この発電機では、できるだけ低回転域から電源を確保できるようにするとともに、回転上昇に伴って電圧が上昇するという特性を考慮し、倍電圧整流方式を使用している。

【0005】**【発明が解決しようとする課題】**

上記倍電圧整流方式を使用した発電機では、正側および負側の両極性を使用した電源となることから、例えば、回路構成上、マイクロコンピュータ用の電源を負電源としなければならないため、出力電圧の高精度化が難しく、ばらつきが拡大する原因となる。

【0006】

また、エンジン回転数制御用の電子ガバナを搭載する場合、インバータ制御用電源の確保が前提となるので、低いエンジン回転数で電子ガバナを作動開始させることができない。エンジンの低回転域から電子ガバナを作動開始できるようにするためには、発電機側に設ける電源用巻線またはトランス二次巻線の巻き数を多くして電圧を高めればよい。しかし

10

20

30

40

50

、高回転時の損失が大きくなったり、電源用ＩＣの耐圧を高める必要がある等の問題点を生じる。

【０００７】

上記問題点は、電源としてバッテリーを備えている発電装置においても同様である。この種のエンジン駆動発電装置は、上述のように可搬型あるいは非常用であることが多い関係上、バッテリーが上がってしまったときにリコイルスタータなどを使って手でエンジンを始動させる必要がある。したがって、バッテリーを備えていないことを想定して構成しなければならない。

【０００８】

本発明の目的は、上記問題点を解消して、仕様の異なる独立した複数の制御電源を得ることができるインバータ制御式発電装置を提供することにある。 10

【０００９】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するための本発明は、エンジンで駆動される発電機と、前記発電機から出力される交流を整流する第１の整流回路と、前記第１の整流回路から出力される直流を所定周波数の交流に変換して出力するインバータ回路とを有するインバータ制御式発電装置において、前記発電機から出力される交流を整流する第２の整流回路と、前記第２の整流回路の出力側に接続される一次側を有する自励発振型コンバータとを具備し、前記自励発振型コンバータの二次側が制御電源として前記インバータ回路に接続された点に第１の特徴がある。 20

【００１０】

また、本発明は、前記制御電源が、前記自励発振型コンバータの独立した複数の二次巻線出力を結合して形成した正負電源を有する点に第２の特徴がある。

【００１１】

さらに、本発明は、前記制御電源が、前記エンジンの回転数を目標回転数に制御する電子ガバナ用電源を含むように構成された点に第３の特徴がある。

【００１２】

上記第１～第３の特徴によれば、第１の整流回路とは別系統である第２の整流回路から出力をとって電源を形成するので、第１の整流回路が故障することがあっても制御用電源がとれなくなってしまうことがない。また、自励発振型コンバータを使用しているので、複数の、互いに絶縁された電圧の異なる独立した電源を得ることができるし、発振周波数及びデューディの制御によって、一次側入力電圧が増大しても、二次側出力電圧が増大しないように制御できる。したがって、二次側出力側からは必要以上に出力電圧が増大しない安定した出力を取り出すことができるし、電源立ち上がりを早めることが可能になる。 30

【００１３】

第２の特徴によれば、独立した二次巻線出力を重ね合わせてＣＰＵ等のデジタル用正負両電源を構成できるので、負電源用に比べて高精度である正電源用ＩＣのみで制御部を構成することができる。したがって、電源の精度に起因する検出電圧の測定誤差を抑制することが可能になる。

【００１４】

第３の特徴によれば、インバータの出力から供給される電源でなく、エンジン回転直後の比較的 low 回転時から確保される電源によって電子ガバナを作動させることができるので、電子ガバナを低い回転数域でも作動させることが可能になる。したがって、例えば始動後の low 回転域から電子ガバナを作動させることが可能となり、回転数制御をより高精度に行える。 40

【００１５】

【発明の実施の形態】

以下に図面を参照して本発明の一実施形態を詳細に説明する。図２は本発明の一実施形態に係るエンジン発電装置の構成を示すブロック図である。発電機１００はエンジンＥで駆動される回転子および固定子（いずれも図示しない）を有する。固定子には三相出力巻線 50

1 と、単相の補助巻線 1 a とが巻装される。エンジン E のスロットル弁 T H の開度を調節するためのステッピングモータ M が設けられる。

【0016】

図示しない回転子は多極の永久磁石を有していて、回転子がエンジン E で駆動されると、三相出力巻線 1 はエンジン回転数に応じた周波数の交流を出力する。三相出力巻線 1 の出力交流は直流電源回路つまりコンバータ 2 に入力されて直流に変換される。コンバータ 2 から出力される直流はスイッチング装置つまりインバータ 3 に入力され、インバータ 3 を構成する F E T のブリッジ回路で所定周波数の交流、例えば商用周波数の交流に変換される。インバータ 3 から出力される交流はローパスフィルタ 4 に入力され、この交流のうち低周波分（ここでは、商用周波数）がローパスフィルタ 4 を通過して、所定周波数の交流電力として出力される。 10

【0017】

一方、エンジン E と、コンバータ 2、インバータ 3、およびローパスフィルタ 4 からなるパワー部 101 とを制御する制御部 102 は次のように構成される。制御部 102 は、その全体処理を実行する 32 ビット、32 M H z の中央演算処理装置（C P U）5 を有する。C P U 5 は水晶発振器 16 の出力パルスを動作クロックとして動作する。制御部 102 の制御電源 17 は三相出力巻線 1 の発生する交流に基づいて形成される。詳細は後述する。

【0018】

C P U 5 での演算に必要なデータは、次の各検出部で検出される。エンジンの回転数は補助巻線 1 a の交流出力電圧の周波数に基づいて回転数検出部 6 で検出される。パワー部 101 の状態検出手段としては、コンバータ 2 の直流出力電圧、すなわちインバータ 3 の入力電圧を検出する電圧値検出部 7、インバータ 3 の出力電流を検出する電流値検出部 8、インバータ 3 の出力電圧波形を検出する電圧波形検出部 9、およびインバータ 3 の温度を検出する温度検出部 10 が設けられる。さらに、インバータ 3 を過電流から保護するピーク電流制限部 11 が設けられる。 20

【0019】

コンバータ 2 はサイリスタ（S C R）をブリッジに組んだ整流回路で構成されており、このサイリスタのゲート信号を制御する S C R ドライバ 12、インバータ 3 のブリッジ回路を各アームを構成する F E T を制御するスイッチング制御回路としての F E T ドライバ 13、スロットル T H 制御用ステッピングモータ M を制御するモータドライバ 14、および各種表示等に用いられる L E D を付勢する L E D ドライバ 15 が設けられる。C P U 5 は、各検出部 6, 7, 8, 9, 10 等で検出されたデータに基づいて各ドライバ 12, 13, 14, 15 に指令信号を出力する。 30

【0020】

S C R ドライバ 12 には、電圧値検出部 7 で検出された直流電圧を予定値に制御するように決定されたサイリスタの導通角制御指令が供給され、S C R ドライバ 12 はこの指令にตอบสนองしてコンバータ 2 に設けられるサイリスタの導通角を制御する。負荷が増大すると直流電圧は低下するので、サイリスタの導通角を大きくすることによって負荷増大時にも直流電圧を予定値に維持できるようにする。サイリスタの導通角は負荷に対する発電機 100 の、余力出力を代表しており、この導通角を適正值に維持するようにエンジン回転数を制御すれば、適当な余力を保持した出力が得られる。したがって、発電機 100 が適当な余力をもって運転できるように、換言すれば導通角を適正值に維持するようにエンジン E の目標回転数が決定される。なお、この電子ガバナ動作については、本出願人の先願である特開平 11 - 308896 号などに詳細に記載している。 40

【0021】

C P U 5 は、回転数検出部 6 で検出されたエンジン回転数を前記目標回転数に制御するようにモータドライバ 14 に指令を出力する。モータドライバ 14 は C P U 5 から供給される指令にตอบสนองして、スロットル開度を設定させるためにステッピングモータ M を駆動する。これによって、負荷が増大したときにはエンジン E の回転数を増大して、コンバータ 2 に 50

設けられたサイリスタの導通角を適正值に維持するように制御される。

【0022】

CPU5は、所定周波数（例えば商用周波数）の正弦波基準信号を出力する正弦波出力手段と、正弦波基準信号をパルス幅変調してPWM信号を出力するパルス幅変調手段とを有する。また、CPU5は、電圧波形検出部9で検出された波形信号に基づいて、前記ローパスフィルタ4の出力波形を歪みやオフセット成分が少ない正弦波に近づけるように決定された前記正弦波基準信号の補正信号算出手段を有する。

【0023】

FETドライバ13は、PWM信号に基づいてインバータ3のFETをスイッチング動作させるスイッチング制御回路を有し、CPU5から供給されるPWM信号に従って前記FETをスイッチング駆動してインバータ3の直流入力を正弦波上の所定周波数の交流として出力する。

10

【0024】

また、CPU5は、電流値検出部8による検出値に基づき、予定値以上の電流が予定時間継続したときに出力を停止するブレーカ機能を有する。また、温度検出部10で検出された温度情報はCPU5に入力され、CPU5は、この温度情報がインバータ3のFETを保護する観点から設定された基準温度以上のときに、発電機100の出力を停止させる機能を有する。

【0025】

図1は、前記CPU5および前記FETドライバ13の電源の構成を詳細に示すエンジン発電装置の回路図である。コンバータ2はSCR20～22とダイオード23～25からなる第1の整流回路である。コンバータ2の出力側には平滑用のコンデンサ26が接続される。三相出力巻線1の各相にはダイオード27, 28, 29がそれぞれ接続される。三相出力巻線1の出力は第2の整流回路であるダイオード27～29で整流され、コンデンサ30で平滑されてRCC31の一次側に接続される。

20

【0026】

RCC31はリングング・チョーク・コンバータ(Ringing Choke Converter)または自励発振型コンバータと呼ばれる。RCC31は、一次側コイルNP, NBと二次側コイルNS1, NS2ならびにNS3, NS4, NS5とからなるトランス32を有する。一次側コイルNP, NBは、トランジスタQ1, Q2を有する自励発振回路に接続される。自励発振回路に含まれるフォトカプラPC5の受光素子は二次側のシャントレギュレータおよびフォトカプラPC5の発光素子（詳細は後述）とともに、二次側を定電圧に制御するフィードバック回路を構成する。

30

【0027】

二次側コイルNS1, NS2は出力端子V1, V2を有する制御電源17に接続される。制御電源17は、整流回路171、定電圧回路172、および平滑回路173からなる定電圧供給装置を2組備え、二次側コイルNS1, NS2は対応する定電圧供給装置にそれぞれ個別に接続される。これら2組の定電圧制御装置はアースを共通にする一対の正負電源を構成し、出力端子V1, V2は前記制御部102に接続されて、CPU5等のデジタル用電源、すなわち、インバータ3のスイッチング制御やモータMの回転数を制御する電子ガバナ用の電源として使用される。

40

【0028】

二次側コイルNS3～NS5はFETドライバ13に接続されて、インバータ3を構成するFETを駆動するための電源として使用される。

【0029】

図3は、インバータ3の回路図である。インバータ3はFET38, 39, 40, 41のブリッジ回路である。FET38～41は、それぞれのゲートに入力される制御信号でスイッチングされて所定周波数の交流を出力する。

【0030】

図4は、FETドライバおよびFETの接続を示す回路である。FETドライバ13は、

50

ドライバ回路 131, 132, 133, 134 を含む。ドライバ回路 131 ~ 134 の共通部分をドライバ回路 131 で代表して説明する。RCC31 の二次コイル NS3 は、ドライバ回路 131 の整流回路 131a に接続される。整流回路 131a の出力はフォトカプラ PC1 の受光部を構成するフォトトランジスタ 131b に接続される。フォトトランジスタ 131b の出力端、つまり二つのフォトトランジスタのエミッタとコレクタの接続点は、抵抗 R を介して FET38 のゲートに接続される。フォトカプラの発光部を構成する発光ダイオード 131c が CPU5 からの指令に基づいて発光すると、フォトトランジスタ 131b が導通し、二次コイル 35 から供給される電流がフォトトランジスタ 131b を流れて FET38 のゲートがオンになる。

【0031】

10

ドライバ回路 133 には、二次側電圧を一次側にフィードバックするフォトカプラ PC5 の発光素子とシャントレギュレータを含む回路 IC1 とが設けられる。なお、この発光素子とシャントレギュレータとからなる回路はドライバ回路 131 ~ 134 のいずれに設けてあってもよい。

【0032】

RCC31 の動作を説明する。第 2 の整流回路であるダイオード 27 ~ 29 の出力によってコンデンサ 30 の端子電圧（一次側電源電圧）が上昇すると抵抗 R1 を通してトランジスタ Q1 にベース電流が流れ、トランジスタ Q1 がオンになる。その結果、一次側コイル NP に電源電圧が印加され、一次側コイル NB には巻線比に応じた電圧が発生する。コイル NB で発生する電圧によってトランジスタ Q1 はオン状態に維持される。トランジスタ Q1 のコレクタ電流は不飽和領域まで増加し続ける。そして、一次側コイル NP, NB の電圧が低下し、トランジスタ Q1 のベース電流が減少して該トランジスタ Q1 はオフとなる。

20

【0033】

トランジスタ Q1 がオフになることにより二次側の各コイル NS1 ~ NS5 に、それぞれの巻線比に応じた電圧が発生する。トランス 32 内に蓄積されたエネルギーが二次側コイルに放出されると、バックスイングによって一次側コイル NB に電圧が発生される。そうすると、この電圧によって再びトランジスタ Q1 がオンになる。その結果、再び一次側コイル NP に電源電圧が印加されることになり、以後この繰り返しによって二次側に継続して電圧が印加される。

30

【0034】

このときの一次側の電源電圧はエンジン回転数に依存するが、一次側電圧が変化しても二次側電圧は、以下に述べる理由によって一定に維持される。一次側電圧が上昇して、前記ドライバ回路 134 の電圧 E が上昇すると、回路 IC1 のシャントレギュレータのカソード電極の電圧が減少し、フォトカプラ PC5 の発光素子の電流が増加する。そうすると、フォトカプラ PC5 の受光素子の電流が増加しトランジスタ Q2 のベース電流が増加する。その結果、トランジスタ Q1 のベース電流が減少して短時間でオフに切り替わるようになる。そうすると、トランス 32 に蓄積されるエネルギーが減少して二次側の電圧が低下する。すなわち、トランジスタ Q1 のオン幅（デューティ比）を変更することにより電流の増加を抑制し、その結果二次側電圧の上昇を抑制する。なお、抵抗 R2 はシャント抵抗であり、所定以上の電流が流れた場合に、トランジスタ Q1 をオフにして過電流を防止する。このようにエンジン回転数が増大しても RCC31 の二次側電圧を定電圧に維持することができる（図 5 参照）。したがって、低回転数で二次側電圧が立ち上がるように設定しても立ち上がり後の損失を抑制することが可能であり、低回転域での電子ガバナ動作を保障することが可能となる。

40

【0035】

図 2 に示したエンジン発電装置の動作関連の数値データの一例をあげる。発電出力は単相 100V、エンジン E の定格回転数 3300rpm、最大回転数が 3600rpm に設定され、その回転数は電子ガバナによって負荷に応じた最適回転数に制御される。そして、エンジン回転数が約 800rpm に上昇したとき、RCC31 は動作を開始する。このと

50

き R C C 3 1 の一次側電圧は約 7 0 V である。

【 0 0 3 6 】

図 5 は、エンジン回転数と R C C の二次側電圧との関係を示す図である。同図 (a) が本実施形態による定電圧制御を行ったもの、(b) は定電圧制御を行わないものである。この図から理解できるように、図 5 (a) の場合、エンジン回転数が増大しても二次側電圧 (直流電圧) は所望の電圧、例えば、制御部 1 0 2 に含まれる I C の必要電圧にほぼ維持される。この場合の損失はわずかな値に抑制されている。一方、図 5 (b) の場合、エンジン回転数の増大に伴って直流電圧は増大することになり、例えば、できるだけ低回転数のうちに前記 I C の必要電圧が得られるように、最大回転数のときに I C の耐圧に近い値まで直流電圧が増大するように設計される。したがって、この場合は、図示のように大きい損失は避けられない。 10

【 0 0 3 7 】

なお、R C C の二次出力電圧をフィードバックして発振周波数およびデューティ比を制御したが、発振周波数を制御する手段はこれに限定されない。例えば、一次側入力電圧を検出して、これに応じて発振周波数やデューティ比を変化させるものであってもよい。

【 0 0 3 8 】

また、本実施形態では、ガソリンエンジンのスロットル制御を想定しているが、本発明は、ガスエンジンのミキサへのガス燃料供給装置や、ディーゼルエンジンの燃料供給用コントロールラック等、スロットル弁に相当する調整機構に対しても同様に実施でき、同様に効果を得ることが可能であり、本発明の範囲に含まれる。 20

【 0 0 3 9 】

【 発明の効果 】

以上の説明から明らかなように、請求項 1 ~ 請求項 3 の発明によれば、エンジン回転数が上昇しても損失が大きくなる状態、電圧仕様の異なる複数の独立した電源を一度に得ることができる。インバータ回路に電力を供給する第 1 の整流回路とは別系統で電源を構成するので、第 1 の整流回路以降で故障があっても電源に影響を及ぼさない。

【 0 0 4 0 】

請求項 2 の発明によれば、独立した二次巻線出力で、正負それぞれの電源を形成したので、負電源用 I C に比べて一般的に精度が高い正電源用 I C を使用できる。したがって、マイクロコンピュータを使用した制御系のばらつきを抑制することができる。 30

【 0 0 4 1 】

請求項 3 の発明によれば、インバータ回路の制御電源が確保される前のエンジン低回転時から電子ガバナによるエンジン回転制御を行うことができる。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 本発明の一実施形態に係るエンジン発電機の要部である電源回路を示す図である。

【 図 2 】 本発明の一実施形態に係るエンジン発電機の構成を示すブロック図である。

【 図 3 】 インバータ回路の回路図である。

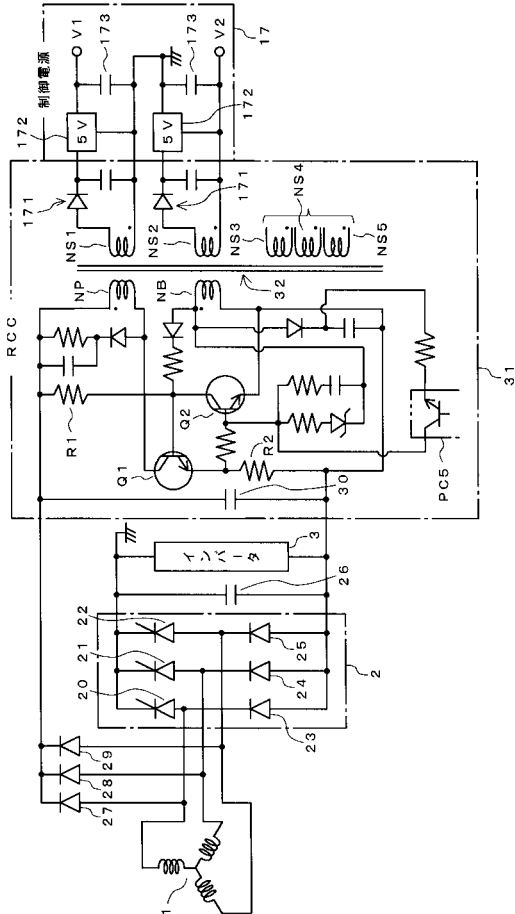
【 図 4 】 インバータ回路用ドライバの回路図である。

【 図 5 】 エンジン回転数と R C C の出力電圧との関係を示す図である。 40

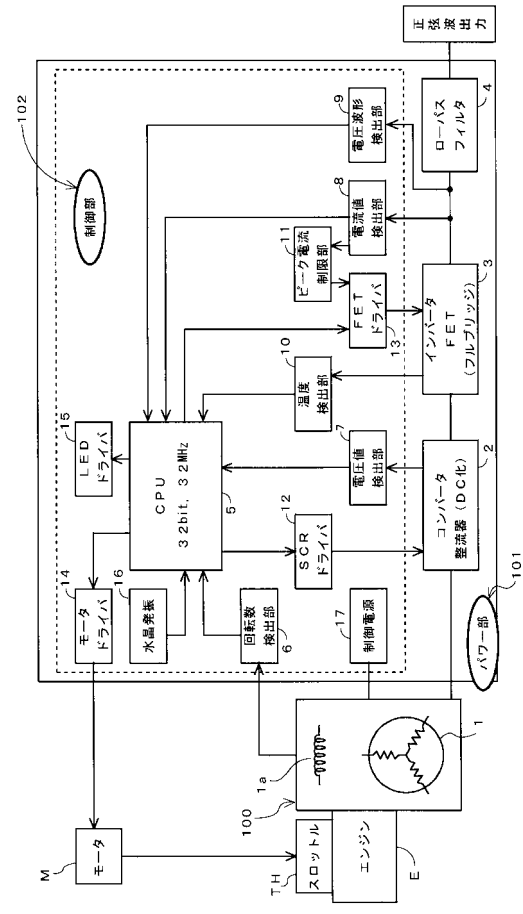
【 符号の説明 】

2 ... コンバータ (直流電源回路) 、 3 ... インバータ (スイッチング装置) 、 4 ... ロープスフィルタ、 5 ... C P U 、 9 ... 電圧波形検出部、 1 3 ... F E T ドライバ、 1 7 ... 制御電源、 3 1 ... R C C 、 3 8 ~ 4 1 ... F E T

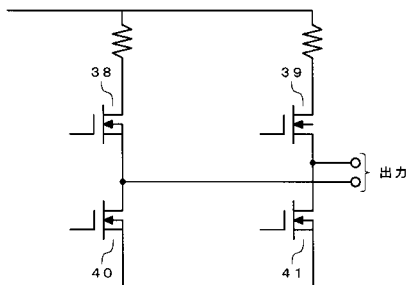
【図 1】



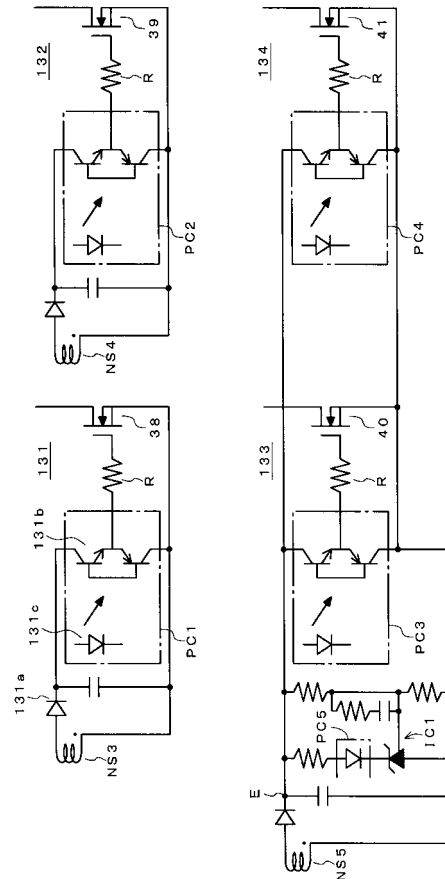
【図 2】



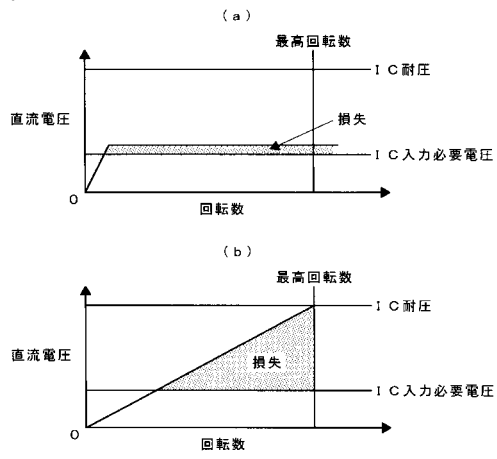
【図 3】



【図 4】



【 図 5 】



フロントページの続き

(72)発明者 室野井 和文

埼玉県和光市中央一丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内

F ターム(参考) 5H590 AA01 AA15 BB15 CA07 CA21 CA24 CC02 CC30 CD01 CD03
CE02 DD24 DD25 DD64 DD71 EA07 EB02 EB14 FA06 FA08
FB01 FB05 FC01 FC14 FC15 FC17 FC21 FC22 FC23 FC27
GA02 HA02 HA04 HA18 HA27 JB09 JB12 JB15 JB18