(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2015 年 7 月 2 日(02.07.2015)

WIPO | PCT

(10) 国際公開番号
WO 2015/097836 A1

(51) 国際特許分類:
H02M 7/537 (2006.01) *H02M 7/48* (2007.01)
H02M 1/08 (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2013/085030

(22) 国際出願日: 2013 年 12 月 27 日(27.12.2013)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(71) 出願人: 株式会社日立産機システム(HITACHI INDUSTRIAL EQUIPMENT SYSTEMS CO., LTD.) [JP/JP]; 〒1010022 東京都千代田区神田練塀町３番地 Tokyo (JP).

(72) 発明者: 井堀 敏(IBORI, Satoshi); 〒1010022 東京都千代田区神田練塀町３番地 株式会社日立産機システム内 Tokyo (JP). 佐々木 康(SASAKI, Yasushi); 〒1010022 東京都千代田区神田練塀町３番地 株式会社日立産機システム内 Tokyo (JP). 冨山 清隆(TOMIYAMA, Kiyotaka); 〒1010022 東京都千代田区神田練塀町３番地 株式会社日立産機システム内 Tokyo (JP).

(74) 代理人: 井上 学, 外(INOUE, Manabu et al.); 〒1008220 東京都千代田区丸の内一丁目６番１号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP).

(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

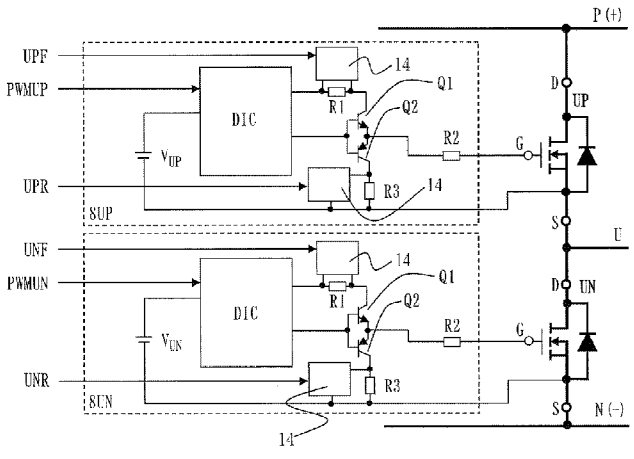
(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

[続葉有]

(54) **Title**: POWER CONVERSION DEVICE AND POWER CONVERSION DEVICE CONTROL METHOD

(54) 発明の名称 : 電力変換装置および電力変換装置の制御方法

図 8



(57) **Abstract**: The present invention addresses the problems of the increase of leakage current and noise failure induced in a peripheral device, which are attributable to a steep dV/dt because when a power conversion device is constructed using a wide-bandgap semiconductor device, the turn-on speed and turn-off speed are extremely fast. A power conversion device comprises: a converter for converting an AC voltage to a DC voltage; a DC intermediate circuit for smoothing the DC voltage converted by the converter; an inverter for converting the DC voltage smoothed by the DC intermediate circuit to an AC voltage; a gate drive circuit for driving semiconductor switching elements in the inverter; a current detector for detecting current flowing through the power conversion device; and a control circuit for detecting each current component value from the current detected by the current detector and for, based on the detected each current component value or the power factor obtained from the each current component value, changing the gate resistance value of the gate drive circuit.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2015/097836 A1

添付公開書類:

— 国際調査報告（条約第 21 条(3)）

ワイドバンドギャップ半導体素子を用いて電力変換装置を構成した場合、オンスピードおよびオフスピードが極めて速いため、急峻なｄＶ／ｄｔに起因した漏洩電流の増大や周辺機器へのノイズ障害を誘発するという問題がある。　交流電圧を直流電圧に変換する順変換器と、前記順変換器にて変換された直流電圧を平滑する直流中間回路と、前記直流中間回路にて平滑化された直流電圧を交流電圧に変換する逆変換器と、前記逆変換器の半導体スイッチング素子を駆動するゲートドライブ回路と、該電力変換装置を流れる電流を検出する電流検出器と、前記電流検出器にて検出した電流から各電流成分値を検出し、該検出した各電流成分値または該各電流成分値から求めた力率値とに基づき前記ゲートドライブ回路のゲート抵抗値を変える制御回路と、を備える電力変換装置である。

明　細　書

発明の名称 ： 電力変換装置および電力変換装置の制御方法

技術分野

[0001] 本発明は、電力変換装置および電力変換装置の制御方法に関する。

背景技術

[0002] 近年、シリコン（Ｓｉ）の物性値限界を乗り越える性能を有したワイドバンドギャップ半導体素子として炭化ケイ素（ＳｉＣ）や窒化ガリウム（ＧａＮ）などが注目を浴び、次世代のパワー半導体素子として期待されている。

[0003] これらの材料は、Ｓｉに比べ、絶縁破壊電圧は約１０倍、熱伝導率は約３倍、融点は約２倍、飽和電子速度は約２倍という特徴を兼ね備えた半導体素子であり、特に、高い絶縁破壊電圧を持つため、耐圧を確保するためのドリフト層を１／１０程度まで薄くできパワー半導体のオン電圧を低くすることが可能である。

[0004] このことは、これらの材料でパワー半導体を構成すれば、従来の代表的パワー半導体素子であるＩＧＢＴ（シリコン）と比較して、発生損失を大幅に低減することができ、しいては、電力変換装置の大幅な小型化が達成できることが期待される。

[0005] 特許文献１の［請求項１］には、「電流センスで検出した電流が所定値以下の場合、前記スイッチング素子のゲート抵抗値をＲ １ とし、前記電流センスで検出した電流が所定値を超える場合でかつ、前記温度センスで検出した温度が所定温度を超える場合、前記ゲート抵抗値をＲ １ より小さいＲ ２ とし、前記電流センスで検出した電流が所定値を超える場合でかつ、前記温度センスで検出した温度が所定温度以下の場合、前記スイッチング素子のゲート抵抗値をＲ １ としたことを特徴とする半導体スイッチング装置。」が開示されている。

[0006] また、特許文献２の特許請求の範囲には、「誘導電動機にインバータから供給される電流を検出し、この検出電流から有効効分に比例した成分を検出

する検出手段と、上記誘導電動機が、力行か回生かのいずれの動作モードにあるかを判別する判別手段と、該判別手段によって力行検出時、上記検出有効成分が予め定めた制限値を超えた場合、上記インバータの出力周波数と出力電圧とを所定の時定数で漸減する手段と、より成る誘導電動機の過負荷制御装置。」が開示されている。

先行技術文献

特許文献

[0007] 特許文献1：特許第３８２０１６７号

特許文献2：特公平４－４０９６０号

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0008] 特許文献１には、段落［００１８］の［発明の効果］には、「負荷電流が所定値以下の場合、ゲート抵抗値を大きくしてノイズ発生を低減し、負荷電流が所定値を超える場合でかつ、素子温度が所定温度を超える場合、ゲート抵抗を小さくすることにより、スイッチング損失が低減され熱破壊が防止される。そして、負荷電流が所定値を超える場合であっても、素子温度が所定温度以下の場合は、ゲート抵抗を大きくすることで、スイッチング損失の低減よりはむしろ、ノイズ低減を図る。」ことが記載されている。

[0009] パワー半導体スイッチング素子は、素子温度が高くなるに従いあるいは素子に流れる電流が大きくなるに従い同じゲート抵抗値でもそのスイッチングスピードは遅くなる傾向にある。すなわち、素子に流れる電流が小さい方がスイッチングスピードは速くノイズレベルは大きいといえる。

[0010] 負荷電流と素子温度に基づいてゲート抵抗を可変する方式であり、スイッチング素子の温度を検出する温度検出器が必要である。しかし、電力変換装置には必ずしも温度検出器が内蔵されているとは限らない。例えば、冷却ファンが搭載されていない自然冷却方式の電力変換装置には温度検出器は内蔵されていない。

[0011] また、段落［０００２］の［従来技術］には、「半導体スイッチング素子を用いた装置では、近年高速スイッチングが求められ高速化が進んでおり、それに伴ってノイズを発生させることから周囲環境で大きな問題となりつつある。」点が開示されており、スイッチング素子の急峻なｄＶ／ｄｔに起因したノイズによる電力変換装置周辺に存在する流量計、圧力計、センサ類の誤動作誘発｛ＥＭＣ（電磁環境両立性）問題｝を防止するためには、ｄＶ／ｄｔを緩やかに制御する必要がある。

[0012] 一般にスイッチング素子のチップ自体の温度時定数は短いが、チップ自体の温度を検出する場合には温度検出用のダイオードをスイッチング素子のチップ上に構成した特殊なチップが必要となり高価なチップとなる。また、冷却体の熱時定数は遅いため、冷却体に実装された温度検出器で過負荷を検出するにはある程度の時間（通常数十秒から数十分：冷却体の熱時定数に依存）が必要になり、即座に過負荷を検出しゲート抵抗を可変することは難しいという問題がある。

[0013] すなわち、この温度検出が即座に実行できないため、ゲート抵抗を可変することが遅延し、急峻なｄＶ／ｄｔを抑制できず、電力変換装置周辺に存在する応答の速い電気信号で動作する流量計、圧力計、センサ類は、ｄＶ／ｄｔを抑制する間にｄＶ／ｄｔに起因したノイズにより誤動作してしまうという問題がある。

[0014] さらには、逆変換器を構成するスイッチング素子とスイッチング素子に並列に接続された還流ダイオードにおいて、例えば、負荷時の力率が０．８の場合、電力変換装置の出力電流の８０％が平均的にスイッチング素子に流れ、残りの２０％が還流ダイオードに流れることになる。還流ダイオードに電流が流れる状態では、スイッチング素子の電位変化ｄＶ／ｄｔは還流ダイオードの特性に依存して変化するものであり、電流が流れていないスイッチング素子自体（この場合、Ｕ相の下アームＵＮ）の特性に依存しないことが判る。

[0015] すなわち、単に電力変換装置の出力電流の大きさと検出温度のみでは、有

効電流成分あるいは力率が不明のため、スイッチング素子と還流ダイオードに流れる電流分担の比率が判らないため、負荷率に応じた適切なゲート制御が行えないという問題がある。

[0016] 特に、ワイドバンドギャップ半導体素子を用いて電力変換装置を構成した場合、ワイドバンドギャップ半導体素子の特徴である高い絶縁破壊電圧特性により、耐圧を確保するためのドリフト層を１／１０程度まで薄くできパワー半導体のオン電圧を低くできることによる大幅な低損失化が見込める一方、ワイドバンドギャップ半導体素子の特徴であるオンスピードおよびオフスピードが極めて速いため、急峻なｄＶ／ｄｔに起因した更なる漏洩電流の増大や周辺機器へのノイズ障害を誘発し、ノイズ障害を顕在化するという課題が発生する。

課題を解決するための手段

[0017] 上記目的を達成するため、交流電圧を直流電圧に変換する順変換器と、前記順変換器にて変換された直流電圧を平滑する直流中間回路と、前記直流中間回路にて平滑化された直流電圧を交流電圧に変換する逆変換器と、前記逆変換器の半導体スイッチング素子を駆動するゲートドライブ回路と、該電力変換装置を流れる電流を検出する電流検出器と、前記電流検出器にて検出した電流から各電流成分値を検出し、該検出した各電流成分値または該各電流成分値から求めた力率値とに基づき前記ゲートドライブ回路のゲート抵抗値を変える制御回路と、を備える電力変換装置である。

発明の効果

[0018] 本発明によれば、ｄＶ／ｄｔに起因した漏洩電流の抑制およびノイズによる電力変換装置周辺に存在する流量計、圧力計、センサ類の誤動作誘発を抑制する電力変換装置および電力変換装置の制御方法を提供することができる。

図面の簡単な説明

[0019] [図1]本願に係る電力変換装置の概略構成図である。

[図2(a)]本願に係る電力変換装置のセンサレスベクトル制御のブロック図（

第一の形態）である。

[図2(b)]本願に係る電力変換装置のセンサ付ベクトル制御のブロック図（第二の形態）である。

[図2(c)]励磁電流成分Ｉｄとそれに直交したトルク電流成分Ｉｑとのベクトル分解図である。

[図3]誘導電動機の有効電流を検出するタイミング図である。

[図4]本願に係る電力変換装置の有効電流比較回路（第三の形態）である。

[図5]本願に係る電力変換装置の制御回路とゲートドライブ回路の構成例（第四の形態）である。

[図6]本願に係る電力変換装置のゲートドライブ回路（第五の形態）である。

[図7]本願に係る電力変換装置のゲートドライブ回路（第六の形態）である。

[図8]本願に係る電力変換装置のゲートドライブ回路（第七の形態）である。

[図9]本願におけるワイドバンドギャップ半導体素子のdV_{DS}/dtの波形図である。

[図10]本願における電力変換装置の他の主回路構成図である。

[図11]ＰＭモータの簡易等価回路である。

[図12]電力変換装置でＰＭモータを制御する場合のベクトル図である。

[図13]本願に係る電力変換装置のＰＭモータの制御ブロック図（第八の形態）である。

[図14]トルク電流基準設定値(絶対値)とゲート合成抵抗の相関データ表の一例（第九の形態）である

発明を実施するための形態

実施例 1

[0020] 以下図面を用いて本願について説明する。なお、各図における共通の構成については同一の参照番号を付してある。また、本願は図示例に限定されるものではない。

[0021] 本願による電力変換装置の実施例１における形態を以下に図を用いて説明する。

[0022] 図１は、本実施例における電力変換装置１３の概略構成図である。

[0023] 任意の入力電源として交流電源を用いる場合を想定しており、１は交流電力を直流電力に変換する順変換器、２は直流中間回路にある平滑用コンデンサ、３は直流電力を任意の周波数の交流電力に変換する逆変換器、４は誘導電動機である。

[0024] ６は順変換器及び逆変換器内のパワーモジュールを冷却するための冷却ファン、７は電力変換装置の各種制御データを設定、変更、異常状態及びモニタ表示が行えるデジタル操作パネルである。

[0025] ５は逆変換器のスイッチング素子を制御すると共に、電力変換装置全体の制御を司る働きをするもので、マイコン（制御演算装置）が搭載された制御回路であり、デジタル操作パネル７から入力される各種の制御データに応じて必要な制御処理が行なえるように構成する。

[0026] ＣＴは電流検出器であり、誘導電動機のＵ相、W相の線電流を検出する。Ｖ相の線電流は、交流条件（ｉｕ＋ｉｖ＋ｉｗ＝０）から、ｉｖ＝－（ｉｕ＋ｉｗ）として求められる。

[0027] もちろん、ＣＴを３個使用し、各Ｕ相、Ｖ相、W相の線電流を検出してもよい。

[0028] 制御回路５は、デジタル操作パネル7によって入力される各種の制御データに基づいて逆変換器３のスイッチング素子を制御する他、装置全体に必要な制御処理を行う。

[0029] 内部構成は省略するが、各種の制御データが格納された記憶部の記憶データからの情報に基づいて演算を行うマイコン（制御演算装置）が搭載されている。

[0030] ８は逆変換器のスイッチング素子を駆動し、スイッチング素子に異常があれば、デジタル操作パネル７にその異常を表示する。

[0031] また、ゲートドライブ回路８内にはスイッチングレギュレータ回路（ＤＣ／ＤＣコンバータ）が搭載されており、電力変換装置の運転に必要な各直流電圧を生成し、これらを各構成に対して供給する。

[0032] ９は有効電流成分検出回路と有効電流比較回路とで構成され、１０は電流検出回路、１１は有効電流成分・無効電流成分検出回路と力率演算・比較回路で構成され、１２はベクトル制御回路である。１３は順変換器及び逆変換器などから構成された電力変換装置である。逆変換器３内には、代表的なワイドバンドギャップ半導体素子としてのＳｉＣ－ＭＯＳＦＥＴが搭載されている。

[0033] 電力変換装置の各種制御データは、操作パネル７から設定及び変更が可能である。操作パネル７には異常表示が可能な表示部が設けられており、電力変換装置における異常が検出されると当該表示部に表示される。

[0034] 本実施例の操作パネル７としては、特に種類が限られるものではないが、デジタル操作パネルとして装置使用者の操作性を考慮して表示部の表示を見ながら操作が行えるように構成する。

[0035] なお、表示部は必ずしも操作パネル７と一体に構成する必要はないが、操作パネル７の操作者が、表示を見ながら操作できるように一体構成とすることが望ましい。

[0036] 操作パネル７から入力された電力変換装置の各種制御データは図示しない記憶部に格納される。

[0037] また、入力電源として、交流電源ではなく、直流電源を供給する場合には、直流端子Ｐ（＋）側に直流電源の（＋）側を接続し、直流端子Ｎ（－）側に直流電源の－側を接続すればよい。さらには、交流端子ＲとＳとＴを接続し、この接続点に直流電源の（＋）側を接続し、直流端子Ｎ（－）側に直流電源の（－）側を接続してもよいし、逆に、直流端子Ｐ（＋）側に直流電源の（＋）側を接続し、交流端子ＲとＳとＴを接続し、この接続点に直流電源の（－）側を接続してもよい。

実施例 2

[0038] 図２（ａ）は、本願に係る電力変換装置のセンサレスベクトル制御のブロック図（第一の形態）である。（ａ）における電流検出回路とゲートドライブ回路は、図１に示した電流検出回路１０とゲートドライブ回路８に対応し

ており、図２のその他の各構成は図１の制御回路５内におけるベクトル制御回路１２の詳細構成である。

[0039] センサレスベクトル制御は、誘導電動機の直流機化制御と称されるものであり、誘導電動機における一次側抵抗などの電気定数値はセンサレスベクトル制御を実行する上で必須の電気定数値であるため、一般的には、電力変換装置内部のメモリー（図示せず）に前もって格納されている。また、オートチューニング機能により、誘導電動機における一次側抵抗などの電気定数値を実測してもよい。

[0040] つまり、電力変換装置内部のメモリーに前もって格納されている値を使用するか、あるいは、オートチューニング機能で実測した値を使用するかは電力変換装置のユーザが決めればよい。

電流検出器ＣＴで誘導電動機の線電流を検出し、ｄｑ軸変換部で検出した電流を直交したｄｑ軸に変換し、励磁電流成分Ｉｄとトルク電流成分Ｉｑに分解する。

[0041] ｄｑ軸変換部は、図２（ｃ）に示したように、検出した電流（一次電流）ｉ１を励磁電流成分Ｉｄとそれに直交したトルク電流成分Ｉｑにベクトル分解（ｉ１＝Ｉｄ＋ｊＩｑ）する。

[0042] この場合、誘導電動機において、トルク電流成分Ｉｑが正（Ｉｑ＞０）の場合を電動モードとすれば、トルク電流成分Ｉｑが負（Ｉｑ＜０）の場合は、回生モードであることがわかる。すなわち、トルク電流成分Ｉｑの符号で、誘導電動機が電動状態（電動機）か、回生状態（発電機）か、を判断することができる。

[0043] ＩｑがＩｑｒより小さい場合には、交流機が無負荷状態に近いと判断してゲートドライブ回路のゲート抵抗を大きくし、ＩｑがＩｑｒより大きい場合には、交流機が負荷状態と判断してゲートドライブ回路のゲート抵抗を小さくする。

[0044] もちろん、検出したトルク電流成分Ｉｑの代わりにトルク電流指令Ｉｑ*を使用してもよい。

[0045] もちろん、直交したｄｑ軸は仮想軸であるため、ｄｑ軸の名前（ｄ軸、ｑ軸）を限定するものではなく、αβ軸であっても、各々の軸が直交したものであればよい。すなわち、励磁電流成分Ｉｄとトルク電流成分Ｉｑを、励磁電流成分Ｉαとトルク電流成分Ｉβとしても本願の意図は変わらない。

実施例 3

[0046] 図２（ｂ）は、本願に係る電力変換装置のセンサ付ベクトル制御のブロック図（第二の形態）である。

[0047] （ａ）と共通の構成および同一の機能については、同一の参照番号を付してある。

（ａ）と異なる点は、誘導電動機の速度を検出する手段として、速度推定器を用いないで、速度検出器ＳＳにより実速度ｆｒを検出する点である。

[0048] （ａ）と（ｂ）において、トルク電流比較回路は、検出されたトルク電流成分Ｉｑと予め設定されたトルク電流基準値Ｉｑｒを比較する。ＩｑがＩｑｒより小さい場合には、交流機が無負荷状態に近いと判断してゲートドライブ回路のゲート抵抗を大きくし、ＩｑがＩｑｒより大きい場合には、交流機が負荷状態と判断してゲートドライブ回路のゲート抵抗を小さくする。

[0049] もちろん、検出したトルク電流成分Ｉｑの代わりにトルク電流指令Ｉｑ*を使用してもよい。

[0050] 図３は、誘導電動機の有効電流を検出するタイミング図である。

[0051] 誘導電動機の一次側に流れる一次電流ｉ１は、下記のように表される。

[0052] ｉ１＝Ｉ１（ｒ）＋ｊ｛Ｉ１（ｉ）｝

すなわち、一次電流ｉ１は有効電流成分Ｉ１（ｒ）と無効電流成分Ｉ１（ｉ）のベクトル和で表される。

[0053] ここで、図３において、例えば、一次側の相電圧Ｖｕと一次側のｕ相電流ｉｕの力率角がΦであり、

ｔａｎΦ＝Ｉ１（ｉ）／Ｉ１（ｒ） ---------- 数（１）

あるいは

ｃｏｓΦ＝Ｉ１（ｒ）／Ｉ１ ---------- 数（２）

あるいは

ｃｏｓΦ＝Ｉ１（ｒ）／［｛Ｉ１（ｒ）｝^{2}＋｛Ｉ１（ｉ）｝^{2}］$^{1/2}$ －数（３）

で表される。

[0054] この場合、誘導電動機において、有効電流成分Ｉ１（ｒ）が正｛Ｉ１（ｒ）＞０｝の場合を電動モードとすれば、有効電流成分Ｉ１（ｒ）が負｛Ｉ１（ｒ）＜０｝の場合は、回生モードであることがわかる。すなわち、有効電流成分Ｉ１（ｒ）の符号で、誘導電動機が電動状態（電動機）か、回生状態（発電機）か、を判断することもできる。

[0055] あるいは、力率角Φが０°～９０°の場合は電動モードであり、力率角Φが９０°～１８０°の場合は回生モードである。すなわち、力率角Φにより、誘導電動機が電動状態（電動機）か、回生状態（発電機）か、を判断することができる。

[0056] 一次側のｕ相電流ｉｕにおいて、その有効電流成分Ｉｕ（ｒ）は、当然相電圧Ｖｕと同相であり、その無効電流成分Ｉｕ（ｉ）は、当然相電圧Ｖｕに対しπ／２（９０°）遅れた位相状態になる。この関係は、誘導電動機の負荷の状態によらない。つまり、誘導電動機あるいは誘導発電機が無負荷の状態であろうと有負荷の状態であろうと、この関係は常に成立している。

[0057] すなわち、相電圧Ｖｕを基準に、π／２（９０°）と３π／２（２７０°）の時点の電流が有効電流成分Ｉｕ（ｒ）の±のピーク値であり、０（０°）とπ（１８０°）の時点の電流が無効電流成分Ｉｕ（ｉ）の±のピーク値を示している。

[0058] すなわち、相電圧Ｖｕを基準にして、下記位相のサンプリング時点は、各々ｕ相の有効電流成分とｕ相の無効電流成分を表している。

[0059] ・π／２と３π／２時点：Ｉｕ（ｉ）＝０→ｕ相の有効電流成分Ｉｕ（ｒ）

・０とπの時点：Ｉｕ（ｒ）＝０→ｕ相の無効電流成分Ｉｕ（ｉ）

各々の位相差が１２０°である三相交流の場合、ｖ相電流ｉｖは、ｕ相電

流ｉｕに対し２π／３（１２０°）位相が遅れた状態であり、ｗ相電流ｉｗは、ｕ相電流ｉｕに対し４π／３（２４０°）位相が遅れた状態にある。このため、相電圧Ｖｕを基準に考えれば、下記位相のサンプリング時点は、各々ｖ相の有効電流成分とｖ相の無効電流成分を表している。

[0060] ・π／６と７π／６時点：Ｉｖ（ｉ）＝０→ｖ相の有効電流成分Ｉｖ（ｒ）

・２π／３と５π／３の時点：Ｉｖ（ｒ）＝０→ｖ相の無効電流成分Ｉｖ（ｉ）

さらに、相電圧Ｖｕを基準に考えれば、下記位相のサンプリング時点は、各々ｗ相の有効電流成分とｗ相の無効電流成分を表している。

[0061] ・５π／６と１１π／６時点：Ｉｗ（ｉ）＝０→ｗ相の有効電流成分Ｉｗ（ｒ）

・π／３と４π／３の時点：Ｉｗ（ｒ）＝０→ｗ相の無効電流成分Ｉｗ（ｉ）

すなわち、相電圧Ｖｕを基準に、０（０°）とπ（１８０°）の時点θｕｉにおける一次側のｕ相電流をサンプリング検出すれば、ｕ相の無効電流成分Ｉｕ（ｉ）を検出でき、２π／３（１２０°）と５π／３（３００°）の時点θｖｉにおける一次側のｖ相電流をサンプリング検出すればｖ相の無効電流成分Ｉｖ（ｉ）を検出でき、π／３（６０°）と４π／３（２４０°）の時点θｗｉにおける一次側のｗ相電流をサンプリング検出すればｗ相の無効電流成分Ｉｗ（ｉ）を検出できることは明らかである。

[0062] このように、ｕ相の相電圧Ｖｕを基準に特定の位相における電流を検出すれば無効電流成分が検出可能であることの原理について説明したが、もちろん、ｖ相の相電圧Ｖｖを基準にしても、ｗ相の相電圧Ｖｗを基準にしてもよい。

[0063] また、相電圧Ｖｕと相電圧Ｖｖと相電圧Ｖｗを基準にしても、基準とする相電圧によりサンプリングする特定の位相が異なるのみで、サンプリングする特定の位相点を間違わなければ、無効電流成分の±のピーク値は同じ値と

なることは自明である。

[0064] すなわち、ｕ相の相電圧Ｖｕを基準に特定の位相（θｕｉ、θｖｉ、θｗｉ）の近傍における電動機電流を検出すれば、無効電流成分Ｉ１（ｉ）を検出することができる。もちろん、全ての特定の位相点であるθｕｉとθｖｉとθｗｉの近傍における電動機電流の検出に限定されるものではなく、特定の位相θｕｉの近傍のみの時点、あるいは、特定の位相θｖｉの近傍のみの時点、あるいは、特定の位相θｗｉの近傍のみの時点における電動機電流である無効電流成分Ｉ１（ｉ）を検出してもよい。

[0065] さらには、位相点であるθｕｉ、θｖｉ、θｗｉの内、特定の２つの位相時点（例えば、θｕｉとθｖｉ）の近傍における電動機電流である無効電流成分Ｉ１（ｉ）を検出してもよい。

[0066] また同様に、相電圧Ｖｕを基準に、π／２（９０°）と３π／２（２７０°）の時点θｕｒにおける一次側のｕ相電流をサンプリング検出すれば、ｕ相の有効電流成分Ｉｕ（ｒ）を検出でき、５π／６（１５０°）と１１π／６（３３０°）の時点θｖｒにおける一次側のｖ相電流をサンプリング検出すればｖ相の有効電流成分Ｉｖ（ｒ）を検出でき、π／６（３０°）と７π／６（２１０°）の時点θｗｒにおける一次側のｗ相電流をサンプリング検出すればｗ相の有効電流成分Ｉｗ（ｒ）を検出できる。

[0067] このように、ｕ相の相電圧Ｖｕを基準に特定の位相における電流を検出すれば有効電流成分が検出可能であることの原理について説明したが、もちろん、ｖ相の相電圧Ｖｖを基準にしても、ｗ相の相電圧Ｖｗを基準にしてもよい。

[0068] また、相電圧Ｖｕと相電圧Ｖｖと相電圧Ｖｗを基準にしても、基準とする相電圧によりサンプリングする特定の位相が異なるのみで、サンプリングする特定の位相点を間違わなければ、有効電流成分の±のピーク値は同じ値となる。

[0069] すなわち、ｕ相の相電圧Ｖｕを基準に特定の位相（θｕｒ、θｖｒ、θｗｒ）の近傍における電動機電流を検出すれば、有効電流成分Ｉ１（ｒ）を検

出することができる。もちろん、全ての特定の位相点であるθｕｒとθｖｒとθｗｒの近傍における電動機電流の検出に限定されるものではなく、特定の位相θｕｒの近傍のみの時点、あるいは、特定の位相θｖｒの近傍のみの時点、あるいは、特定の位相θｗｒの近傍のみの時点における電動機電流である有効電流成分Ｉ１（ｒ）を検出してもよい。

[0070] さらには、位相点であるθｕｒ、θｖｒ、θｗｒの内、特定の２つの位相時点（例えば、θｕｒとθｖｒ）の近傍における電動機電流である有効電流成分Ｉ１（ｒ）を検出してもよい。

実施例 ４

[0071] 図４は、本願に係る電力変換装置の有効電流比較回路（第三の形態）である。

[0072] 図４（ａ）は、交流機の相電流から有効電流成分検出回路で有効電流成分値を検出し、有効電流比較回路で有効電流成分値に基づいてゲート抵抗を変化させるブロック構成図である。回路９は、有効電流成分検出回路と有効電流比較回路とで構成される。

[0073] 電力変換装置に入力された出力周波数指令ｆ１と出力周波数指令に対する出力電圧Ｖ*を電圧演算回路で三相出力相電圧Ｖｕ*、Ｖｖ*、Ｖｗ*を求め、ＰＷＭ演算結果に従い誘導電動機を速度制御する。

[0074] すなわち、ＰＷＭ演算回路における各相の変調波としての交流電圧は下式で表される。

[0075] ・Ｖｕ＝Ｖｕ*・ｓｉｎ（ω１・ｔ）

・Ｖｖ＝Ｖｖ*・ｓｉｎ（ω１・ｔ－２π／３）

・Ｖｗ＝Ｖｗ*・ｓｉｎ（ω１・ｔ－４π／３）

ここで、ω１＝２π・ｆ１である。

[0076] 有効電流成分検出回路は、相電流検出回路の検出信号に対し、ＰＷＭ演算回路のｕ相の相電圧Ｖｕを基準にした特定の位相（θｕｒ、θｖｒ、θｗｒ）の近傍における電動機相電流から、有効電流成分Ｉ１（ｒ）を検出する。有効電流比較回路は、検出された有効電流成分値Ｉ１（ｒ）と予め設定され

た有効電流基準値Ｉ１ｒを比較する。

[0077] Ｉ１（ｒ）がＩ１ｒより小さい場合には、交流機が無負荷状態に近いと判断してゲートドライブ回路のゲート抵抗を大きくし、Ｉ１（ｒ）がＩ１ｒより大きい場合には、交流機が負荷状態と判断してゲートドライブ回路のゲート抵抗を小さくする。

[0078] 図４（ｂ）は、交流機の相電流から有効電流成分・無効電流成分検出回路で有効電流成分値と無効電流成分値を検出し、力率演算・比較回路で力率値に基づいてゲート抵抗を変化させるブロック構成図である。（ａ）に記載したＶ／ｆパターン回路と電圧演算回路を図示していないが、同様の構成である。

[0079] 回路１１は、有効電流成分・無効電流成分検出回路と力率演算・比較回路で構成する。

[0080] 有効電流成分・無効電流成分検出回路は、相電流検出回路の検出信号に対し、ＰＷＭ演算回路のｕ相の相電圧Ｖｕを基準にした特定の位相（θｕｒ、θｖｒ、θｗｒ）の近傍における電動機相電流から、有効電流成分Ｉ１（ｒ）を検出し、ＰＷＭ演算回路のｕ相の相電圧Ｖｕを基準にした特定の位相（θｕｉ、θｖｉ、θｗｉ）の近傍における電動機相電流から、無効電流成分Ｉ１（ｉ）を検出する。力率演算・比較回路は、検出された有効電流成分値Ｉ１（ｒ）と無効電流成分Ｉ１（ｉ）と相電流Ｉ１から力率ｃｏｓΦを演算し、予め設定された力率基準値ｃｏｓΦrを比較する。

[0081] ｃｏｓΦがｃｏｓΦrより小さい場合には、交流機が無負荷状態に近いと判断してゲートドライブ回路のゲート抵抗を大きくし、ｃｏｓΦがｃｏｓΦrより大きい場合には、交流機が負荷状態と判断してゲートドライブ回路のゲート抵抗を小さくする。すなわち、負荷率に応じてゲート抵抗を可変する。

[0082] ここで、力率ｃｏｓΦは、数（１）あるいは数（２）あるいは数（３）で求められる。

実施例 5

[0083] 図５は、本発明に係る電力変換装置の制御回路とゲートドライブ回路の構

成例（第四の形態）である。

[0084] 図１と共通の構成および同一の機能については、やはり同一の参照番号を付してある。

[0085] 制御回路５内の回路９により、検出した有効電流成分値に基づいて、ゲートドライブ回路８にゲート抵抗を変える信号、Ｕ相にはＵＰＦ、ＵＮＦ、ＵＰＲ、ＵＮＲ、Ｖ相にはＶＰＦ、ＶＮＦ、ＶＰＲ、ＶＮＲ、Ｗ相にはＷＰＦ、ＷＮＦ、ＷＰＲ、ＷＮＲを指令し、各相のスイッチング素子ＵＰ、ＵＮ、ＶＰ、ＶＮ、ＷＰ、ＷＮを駆動する構成とする。

実施例 6

[0086] 図６は、本願に係る電力変換装置のゲートドライブ回路（第五の形態）である。

[0087] 図１と共通の構成および同一の機能については、やはり同一の参照番号を付してある。

[0088] Ｕ相上下アームを構成するスイッチング素子としてワイドバンドギャップ半導体素子ＳｉＣ－ＭＯＳＦＥＴのＵＰとＵＮについて説明する。

[0089] ８ＵＰはＵ相上アームのゲートドライブ回路、８ＵＮはＵ相下アームのゲートドライブ回路である。ＤＩＣは、ドライブ用ＩＣである。Ｑ１はＳｉＣ－ＭＯＳＦＥＴのＵＰ、ＵＮをオンする（以下、順バイアスと呼ぶ）トランジスタで、Ｒ１は順バイアス用抵抗である。Ｑ２はＳｉＣ－ＭＯＳＦＥＴのＵＰ、ＵＮをオフする（以下、逆バイアスと呼ぶ）トランジスタで、Ｒ２は逆バイアス用抵抗である。ここで、Ｒ２は順バイアス時にも逆バイアス時にも導通する抵抗である。

[0090] ＰＷＭＵＰは相上アームへのＰＷＭ信号、ＰＷＭＵＮはＵ相下アームへのＰＷＭ信号、ＵＰＦはＵ相上アームの抵抗可変回路への信号、ＵＮＦはＵ相下アームの抵抗可変回路への信号である。

[0091] 図２（ａ）、（ｂ）で説明したＩｑがＩｑｒより小さい場合には、交流機が無負荷状態に近いと判断して、ＵＰＦとＵＮＦは抵抗可変回路をオフして、ゲートドライブ回路のゲート抵抗を大きくし、Ｉｑが Ｉｑｒより大きい場

合には、交流機が負荷状態と判断して、ＵＰＦとＵＮＦは抵抗可変回路をオンして、ゲートドライブ回路のゲート抵抗を小さくするように構成する。

[0092] また同様に、図４（ａ）で説明したＩ１（ｒ）がＩ１ｒより小さい場合には、交流機が無負荷状態に近いと判断して、ＵＰＦとＵＮＦは抵抗可変回路をオフして、ゲートドライブ回路のゲート抵抗を大きくし、Ｉ１（ｒ）がＩ１ｒより大きい場合には、交流機が負荷状態と判断して、ＵＰＦとＵＮＦは抵抗可変回路をオンして、ゲートドライブ回路のゲート抵抗を小さくするように構成する。抵抗可変回路は、例えば、スイッチＳＷと抵抗ＲＳを直列接続した構成する。このため、ＵＰＦが抵抗可変回路をオンするとは、スイッチＳＷをオンすることであり、オンすれば、図示していない直列抵抗ＲＳと順バイアス抵抗Ｒ１が並列接続されるため、合成抵抗Ｒｔは Ｒ１より小さくなる｛Ｒｔ＝Ｒ１＊ＲＳ／（Ｒ１＋ＲＳ）＜ Ｒ１）。

[0093] もちろん、スイッチＳＷの個数と直列抵抗ＲＳの個数を限定するものではなく、また、直列抵抗ＲＳを順バイアス抵抗Ｒ１に直列に接続される構成でも本願の意図は変わらない。

[0094] 本例は、Ｉ１（ｒ）に基づいて、ゲートドライブ回路８ＵＰと８ＵＮの順バイアス回路のみのゲート抵抗を可変する実施例である。

[0095] 当然、Ｖ相とW相にもＵ相同様に動作する回路構成が施されている。

実施例 7

[0096] 図７は、本願に係る電力変換装置のゲートドライブ回路（第六の形態）である。

[0097] 図６と共通の構成および同一の機能については、やはり同一の参照番号を付してある。

[0098] Ｑ１はＳｉＣ－ＭＯＳＦＥＴのＵＰ、ＵＮの順バイアス用トランジスタで、Ｒ２は順バイアス用抵抗である。Ｑ２はＳｉＣ－ＭＯＳＦＥＴのＵＰ、ＵＮの逆バイアス用トランジスタで、Ｒ３は逆バイアス用抵抗である。ここで、Ｒ２は順バイアス時にも逆バイアス時にも導通する抵抗である。

[0099] 図２（ａ）、（ｂ）で説明したＩｑがＩｑｒより小さい場合には、交流機

が無負荷状態に近いと判断して、ＵＰＲとＵＮＲは抵抗可変回路をオフして、ゲートドライブ回路のゲート抵抗を大きくし、Ｉｑが Ｉｑｒより大きい場合には、交流機が負荷状態と判断して、ＵＰＲとＵＮＲは抵抗可変回路をオンして、ゲートドライブ回路のゲート抵抗を小さくするように構成する。

[0100] また同様に、図４（ａ）で説明したＩ１（ｒ）がＩ１ｒより小さい場合には、交流機が無負荷状態に近いと判断して、ＵＰＲとＵＮＲは抵抗可変回路をオフして、ゲートドライブ回路のゲート抵抗を大きくし、Ｉ１（ｒ）がＩ１ｒより大きい場合には、交流機が負荷状態と判断して、ＵＰＲとＵＮＲは抵抗可変回路をオンして、ゲートドライブ回路のゲート抵抗を小さくするように構成する。抵抗可変回路は、例えば、スイッチＳＷと抵抗ＲＳを直列接続した構成する。このため、ＵＰＲが抵抗可変回路をオンするとは、スイッチＳＷをオンすることであり、オンすれば、図示していない直列抵抗ＲＳと順バイアス抵抗Ｒ３が並列接続されるため、合成抵抗ＲｔはＲ３より小さくなる｛Ｒｔ＝Ｒ３＊ＲＳ／（Ｒ３＋ＲＳ）＜ Ｒ３）。

[0101] もちろん、スイッチＳＷの個数と直列抵抗ＲＳの個数を限定するものではなく、また、直列抵抗ＲＳを順バイアス抵抗Ｒ３に直列に接続される構成でも本願の意図は変わらない。

[0102] 本例は、Ｉ１（ｒ）に基づいて、ゲートドライブ回路８ＵＰと８ＵＮの逆バイアス回路のみのゲート抵抗を可変する実施例である。

[0103] 当然、Ｖ相とW相にもＵ相同様に動作する回路構成が施されている。

実施例 8

[0104] 図８は、本願に係る電力変換装置のゲートドライブ回路（第七の形態）である。

[0105] 図６と共通の構成および同一の機能については、やはり同一の参照番号を付してある。

[0106] 図２（ａ）、（ｂ）で説明したＩｑがＩｑｒより小さい場合には、交流機が無負荷状態に近いと判断して、ＵＰＦとＵＮＦとＵＰＲとＵＮＲは抵抗可変回路をオフして、ゲートドライブ回路のゲート抵抗を大きくし、Ｉｑが Ｉ

ｑｒより大きい場合には、交流機が負荷状態と判断して、ＵＰＦとＵＮＦとＵＰＲとＵＮＲは抵抗可変回路をオンして、ゲートドライブ回路のゲート抵抗を小さくするように構成する。

[0107] また同様に、図４（ａ）で説明したＩ１（ｒ）がＩ１ｒより小さい場合には、交流機が無負荷状態に近いと判断して、ＵＰＦとＵＮＦとＵＰＲとＵＮＲは抵抗可変回路をオフして、ゲートドライブ回路のゲート抵抗を大きくし、Ｉ１（ｒ）がＩ１ｒより大きい場合には、交流機が負荷状態と判断して、ＵＰＦとＵＮＦとＵＰＲとＵＮＲは抵抗可変回路をオンして、ゲートドライブ回路のゲート抵抗を小さくするように構成する。抵抗可変回路は、例えば、スイッチＳＷと抵抗ＲＳを直列接続した構成する。このため例えば、ＵＰＦが抵抗可変回路をオンするとは、スイッチＳＷをオンすることであり、オンすれば、図示していない直列抵抗ＲＳと順バイアス抵抗Ｒ１が並列接続されるため、合成抵抗ＲｔはＲ１より小さくなる｛Ｒｔ＝Ｒ１＊ＲＳ／（Ｒ１＋ＲＳ）＜ Ｒ１）。また例えば、ＵＮＦが抵抗可変回路をオンするとは、スイッチＳＷをオンすることであり、オンすれば、図示していない直列抵抗ＲＳと順バイアス抵抗Ｒ１が並列接続されるため、合成抵抗ＲｔはＲ３より小さくなる｛Ｒｔ＝Ｒ３＊ＲＳ／（Ｒ３＋ＲＳ）＜ Ｒ３）。

[0108] もちろん、スイッチＳＷの個数と直列抵抗ＲＳの個数を限定するものではなく、また、直列抵抗ＲＳを順バイアス抵抗Ｒ１に直列に接続される構成でも本願の意図は変わらない。

[0109] 本例は、Ｉｑまたは Ｉ１（ｒ）またはｃｏｓΦに基づいて、ゲートドライブ回路８ＵＰと８ＵＮの順バイアス回路と逆バイアス回路の両ゲート抵抗を可変する実施例である。

[0110] 当然、Ｖ相とW相にもＵ相同様に動作する回路構成が施されている。

[0111] 図９は、本願におけるワイドバンドギャップ半導体素子のdV_{DS}/dtの波形図である。

[0112] （ａ）は、例えば、Ｉｑまたは Ｉ１（ｒ）またはｃｏｓΦに基づいて、ゲートドライブ回路８ＵＰと８ＵＮの順バイアス回路と逆バイアス回路の両ゲ

ート抵抗を可変した実施例であり、ＵＰＦとＵＮＦが抵抗可変回路をオンして順バイアス用と逆バイアス用のゲート抵抗を小さくした場合のワイドバンドギャップ半導体素子のｄV_{DS}／ｄｔの波形図である。

[0113] （ｂ）は、例えば、Ｉｑまたは１（ｒ）またはｃｏｓΦに基づいて、ゲートドライブ回路８ＵＰと８ＵＮの順バイアス回路と逆バイアス回路の両ゲート抵抗を可変しない実施例であり、ＵＰＦとＵＮＦが抵抗可変回路をオフして順バイアス用と逆バイアス用のゲート抵抗を大きくした場合のワイドバンドギャップ半導体素子のｄV_{DS}／ｄｔの波形図である。

実施例 9

[0114] 図１０は、本願における電力変換装置の他の主回路構成図である。

[0115] 図１と共通の構成および同一の機能については、やはり同一の参照番号を付してある。

[0116] 図１と異なるのは、電流検出器の検出位置である。

[0117] ＳＨ１、ＳＨｉ、ＳＨｄは電流検出用のシャント抵抗器であり、ＳＨ１は直流中間回路のＮ側の電流を検出し、ＳＨｉは、逆変換器３を構成する下アームの各スイッチング素子であるＵ相とＶ相とW相のＩＧＢＴに接続され、ＳＨｄは、各スイッチング素子であるＩＧＢＴに並列に接続されたダイオードに接続されている。

[0118] すなわち、電力変換装置の直流母線側に設けられたシャント抵抗器ＳＨｉは、各ＩＧＢＴに流れる合成電流を検出する電流検出器であり、シャント抵抗器ＳＨｄは、各ＩＧＢＴに並列に接続されたダイオードに流れる合成電流を検出する電流検出器である。

[0119] シャント抵抗ＳＨｉ、ＳＨｄは、Ｕ相を構成する下アームのＩＧＢＴとダイオードに接続されているが、Ｕ相を構成する上アームのＩＧＢＴとダイオードに接続して電流を検出してもよい。ＳＨ１かＳＨｉ、ＳＨｄのシャント抵抗器の電圧を検出することにより、電動機の各線電流を間接的に検出することができる。

[0120] このため、電流検出回路の検出信号に対し、ベクトル制御回路１２により

求めたＩｑやＰＷＭ演算回路のｕ相の相電圧Ｖｕを基準にした特定の位相の近傍における電流から、有効電流成分Ｉ１（ｒ）と無効電流成分Ｉ１（ｉ）を検出し、上記実施例と同様にゲート抵抗を可変できることは自明である。

実施例 10

[0121] 図１１はＰＭモータの簡易等価回路である。

[0122] 電機子抵抗Ｒａ、電機子インダクタンスＬａ、電機子電流Ｉａ、速度起電力Ｅａで構成される。

[0123] 図１２は電力変換装置でＰＭモータを制御する場合のベクトル図である。

[0124] （ａ）は磁束一定制御の場合、（ｂ）は弱め界磁制御の場合である。

[0125] 電力変換装置でＰＭモータを駆動する制御として、装着された磁石により生成された磁束Φｍの方向をｄ軸とし、ｄ軸に直交するｑ軸（電気的にθ＝９０°）に電機子電流Ｉａが流れるように電流のベクトルを制御する。

[0126] ｄ軸を設定するため磁石により生成された磁束方向を磁極位置センサを使用せずに制御アルゴリズムで推定する。

[0127] 発生トルクは、直流機、交流機を問わず、磁束と電流の外積で表される（Ｔ＝Φｍ＊Ｉ＊ｓｉｎθ）。この場合、Ｔ＝Φｍ＊Ｉ＊ｓｉｎ９０°＝Φｍ＊Ｉａとなる。

[0128] この場合においては、電気子電流Ｉａが図２で説明したトルク電流成分Ｉｑに相当する。

[0129] このため、実施例２で説明したと同様に電気子電流成分に基づいて、ゲートドライブ回路のゲート抵抗を可変する。

[0130] 図１３は、本願に係る電力変換装置のＰＭモータの制御ブロック図（第八の形態）である。

[0131] 図１２で説明したように、装着された磁石により生成された磁束Φｍの方向をｄ軸とし、ｄ軸に直交するｑ軸（電気的にθ＝９０°）に流れる電流のベクトルを制御する。

[0132] 電流検出器ＣＴでＰＭモータの線電流を検出し、ｄｑ軸変換部で検出した電流を直交したｄｑ軸に変換し、励磁電流成分Ｉｄとトルク電流成分Ｉｑに

分解する。

磁束Φｍの方向に流れるｄ軸電流指令Ｉｄ*＝０に設定し、検出した励磁電流成分Ｉｄが常に０となるようにｄ軸電流制御の回路が動作する（図１２（ａ）のベクトル図に相当）。このように制御すれば、ＰＭモータに流れる電気子電流Ｉａはトルク電流成分Ｉｑとしてｑ軸電流制御の回路が動作し制御される。すなわち、ＰＭモータに流れる電気子電流Ｉａを、モータの発生トルクに比例するトルク電流成分として動作させることができる。

[0133] 弱め界磁領域では、ｄ軸電流指令Ｉｄ*＜０に設定し、装着された磁石により生成された磁束Φｍを減少（Φｄ＝Φｍ－ｋ＊Ｉｄ）させる（図１２（ｂ）のベクトル図に相当）。磁束Φｍを減少させるためには、ＰＭモータに流れる電気子電流Ｉａの位相を９０°以上（θ＞９０°）に制御すればよい。

[0134] すなわち、図２（ａ）、（ｂ）で説明したＩｑと同様に、Ｉａが予め設定されたＩａｒより小さい場合には、交流機が無負荷状態に近いと判断して、ＵＰＦとＵＮＦは抵抗可変回路をオフして、ゲートドライブ回路のゲート抵抗を大きくし、ＩａがＩａｒより大きい場合には、交流機が負荷状態と判断して、ＵＰＦとＵＮＦは抵抗可変回路をオンして、ゲートドライブ回路のゲート抵抗を小さくするように構成する。

[0135] もちろん、検出した電機子電流Ｉａの代わりにトルク電流指令Ｉｑ*を使用してもよい。

[0136] 当然、電気子電流成分に基づいて、実施例６で説明したゲートドライブ回路８ＵＰと８ＵＮの順バイアス回路のみのゲート抵抗を可変しても、実施例７で説明したゲートドライブ回路８ＵＰと８ＵＮの逆バイアス回路のみのゲート抵抗を可変しても、実施例８で説明したゲートドライブ回路８ＵＰと８ＵＮの順バイアス回路と逆バイアス回路の両ゲート抵抗を可変してもよい。当然、Ｖ相とW相にもＵ相同様に動作する回路構成が施されている。

[0137] 以上の実施例では、予め設定されたＩｑｒ、Ｉ１（ｒ）、Ｉａｒ、ｃｏｓΦｒ値が交流機の無負荷に近い状態（負荷率≒０）のレベルで説明したが、交流機の負荷率が例えば７０％以下としても本願の意図と効果は同様である

。すなわち、予め決定した負荷率に応じてＩｑｒ、Ｉ１ｒ、Ｉａｒ、ｃｏｓΦｒ値を設定しておけばよい。

[0138] 予め決定したＩｑｒ、Ｉ１ｒ、Ｉａｒ、ｃｏｓΦｒ値は、事前に温度試験を実施し、Ｉｑ値とスイッチング素子の温度上昇値の相関データ、Ｉ１（ｒ）値とスイッチング素子の温度上昇値の相関データ、Ｉａ値とスイッチング素子の温度上昇値の相関データ、ｃｏｓΦ値とスイッチング素子の温度上昇値の相関データから求めておけばよい。例えば、事前の温度試験でＩｑ値が定格トルク電流値Ｉｑｒｒの７０％を超えるとスイッチング素子の温度上昇値が規定値を超える場合には、Ｉｑｒ＝７０％と予め決定しておけばよい。Ｉ１ｒ、Ｉａｒ、ｃｏｓΦｒ値についても同様に事前の温度試験から予め決定しておけばよい。

実施例 11

[0139] 図１４はトルク電流基準設定値(絶対値)とゲート合成抵抗の相関データ表の一例（第九の形態）である。

[0140] 事前の温度試験で得られたＩｑ値とスイッチング素子の温度上昇値の相関データから、トルク電流基準設定値(絶対値)ＩＡ（＝Ｉｑ／Ｉｑｒｒ）とそれに対応したゲート合成抵抗Ｒｔが予め不揮発性メモリに格納してある。

[0141] 図１に示したデジタル操作パネル7からトルク電流基準設定値(絶対値)ＩＡをユーザが設定する。この設定値ＩＡに対応したゲート合成抵抗Ｒｔを不揮発性メモリから読み出し、当該ゲート合成抵抗値に対応した直列抵抗値ＲＳを選択する。

[0142] （ａ）は、個々の設定値ＩＡに対応した個々のゲート合成抵抗Ｒｔを不揮発性メモリに格納した例であり、（ｂ）は、範囲が決められた設定値ＩＡに対応したゲート合成抵抗Ｒｔを不揮発性メモリに格納した例である。

[0143] 電動機の負荷率はユーザが設備との見合いで選定するものであり、必ずしも負荷率１００％で運転されるものではない。このため、ユーザが設備の負荷率に応じてゲート抵抗値を自由に選定できることは、まさしくＥＭＣ（電磁環境両立性）の観点から有効な方法である。

[0144] もちろん、事前の温度試験で得られたＩ１（ｒ）値とスイッチング素子の温度上昇値の相関データから、基準設定値とそれに対応したゲート合成抵抗Ｒｔを予め不揮発性メモリに格納し、デジタル操作パネル7によって基準設定値をユーザが設定することにより、設定値に対応したゲート合成抵抗Ｒｔを不揮発性メモリから読み出し、当該ゲート合成抵抗値に対応した直列抵抗値ＲＳを選択する構成であっても、Ｉａ値とスイッチング素子の温度上昇値の相関データから、基準設定値とそれに対応したゲート合成抵抗Ｒｔを予め不揮発性メモリに格納し、デジタル操作パネル7によって基準設定値をユーザが設定することにより、設定値に対応したゲート合成抵抗Ｒｔを不揮発性メモリから読み出し、当該ゲート合成抵抗値に対応した直列抵抗値ＲＳを選択する構成であっても、ｃｏｓΦ値とスイッチング素子の温度上昇値の相関データから、基準設定値とそれに対応したゲート合成抵抗Ｒｔを予め不揮発性メモリに格納し、デジタル操作パネル7によって基準設定値をユーザが設定することにより、設定値に対応したゲート合成抵抗Ｒｔを不揮発性メモリから読み出し、当該ゲート合成抵抗値に対応した直列抵抗値ＲＳを選択する構成であっても本願の意図は変わらない。

[0145] パワー半導体スイッチング素子は、素子に流れる電流が大きくなるに従い同じゲート抵抗値でもそのスイッチングスピードは遅くなる傾向にあり、素子に流れる電流が小さい方がスイッチングスピードは速くノイズレベルは大きいといえる。

[0146] このため、有効電流またはトルク電流または力率に基づけば電動機が過励磁状態か負荷状態かを適切に判断でき、判断速度も極めて速いため、検出した有効電流またはトルク電流または力率が小さい場合、半導体スイッチング素子のゲートドライブ回路のゲート駆動抵抗値を大きくすることによりスイッチングスピード遅くし、ノイズレベルを低減することができる。

[0147] 以上の実施例で示したように、スイッチングスピードの速いワイドバンドギャップ半導体スイッチング素子を用いて構成した電力変換装置において、電流検出回路で検出したトルク電流成分または有効電流成分に基づいた負荷

率に応じて、ゲートドライブ回路のゲート駆動抵抗値を変えてワイドバンドギャップ半導体スイッチング素子のスピードを制御することにより、ｄＶ／ｄｔに起因した漏洩電流の抑制およびノイズによる電力変換装置周辺に存在する流量計、圧力計、センサ類の誤動作誘発を防止することができるという効果がある。

符号の説明

[0148] １…順変換器、２…平滑用コンデンサ、３…逆変換器、４…誘導電動機、５…制御回路、６…冷却ファン、７…デジタル操作パネル、８…ゲートドライブ回路、９…抵抗可変回路、１３…電力変換装置、ＣＴ…電流検出器、ＤＩＣ…ドライブ用ＩＣ、ＳＨ１，ＳＨｉ，ＳＨｄ…直流母線側の電流検出用シャント抵抗、８ＵＰ…Ｕ相上アームのゲートドライブ回路、８ＵＮ…Ｕ相下アームのゲートドライブ回路、ＰＷＭＵＰ…Ｕ相上アームへのＰＷＭ信号、ＰＷＭＵＮ…Ｕ相下アームへのＰＷＭ信号、ＵＰＦ…Ｕ相上アームの抵抗可変回路への信号、ＵＮＦ…Ｕ相下アームの抵抗可変回路への信号、ｔ…時間、＊…乗算演算子、

ＥＭＣ…Ｅｌｅｃｔｒｏ Ｍａｇｎｅｔｉｃ Ｃｏｍｐａｔｉｂｉｌｉｔｙ

請求の範囲

[請求項1] 電力変換装置であって、

交流電圧を直流電圧に変換する順変換器と、

前記順変換器にて変換された直流電圧を平滑する直流中間回路と、

前記直流中間回路にて平滑化された直流電圧を交流電圧に変換する逆変換器と、

前記逆変換器の半導体スイッチング素子を駆動するゲートドライブ回路と、

該電力変換装置を流れる電流を検出する電流検出器と、

前記電流検出器にて検出した電流から各電流成分値を検出し、該検出した各電流成分値または該各電流成分値から求めた力率値とに基づき前記ゲートドライブ回路のゲート抵抗値を変える制御回路と、を備える電力変換装置。

[請求項2] 請求項１記載の電力変換装置であって、

前記半導体スイッチング素子はワイドバンドギャップ半導体素子であることを特徴とする電力変換装置。

[請求項3] 請求項１記載の電力変換装置であって、

前記電流検出器は、該電力変換装置の出力側の電流または該電力変換装置の直流母線側の電流を検出することを特徴とする電力変換装置。

[請求項4] 請求項１記載の電力変換装置であって、

前記制御回路では、該検出した電流を座標軸変換によりトルク電流成分値もしくは励磁電流成分値として検出する、または、該検出した電流の特定の位相の近傍をサンプリングすることにより、有効電流成分値または無効電流成分値を検出することを特徴とする電力変換装置。

[請求項5] 請求項４記載の電力変換装置であって、

前記制御回路では、前記トルク電流成分値または前記有効電流成分

値または前記各電流成分値から求めた力率値に基づいて、前記ゲートドライブ回路のゲート抵抗値を変えることを特徴とする電力変換装置。

[請求項6] 請求項５記載の電力変換装置であって、

前記制御回路では、前記トルク電流成分値または前記有効電流成分値または前記各電流成分値から求めた力率値が予め設定された値より大きい場合には、前記ゲートドライブ回路のオン側またはオフ側のゲート抵抗値を変更する前の値より小さくすることを特徴とする電力変換装置。

[請求項7] 請求項５記載の電力変換装置であって、

前記制御回路では、前記トルク電流成分値または前記有効電流成分値または前記各電流成分値から求めた力率値が予め設定された値より大きい場合には、前記ゲートドライブ回路のオン側とオフ側のゲート抵抗値を変更する前の値より小さくすることを特徴とする電力変換装置。

[請求項8] 電力変換装置の制御方法であって、

交流電圧を直流電圧に変換する順変換工程と、

前記順変換工程にて変換された直流電圧を平滑する平滑工程と、

前記平滑工程にて平滑化された直流電圧を交流電圧に変換する逆変換工程と、

半導体スイッチング素子を駆動する駆動工程と、

該電力変換装置を流れる電流を検出する電流検出工程と、

前記電流検出工程にて検出した電流から各電流成分値を検出し、該検出した各電流成分値または該各電流成分値から求めた力率値とに基づきゲートドライブ回路のゲート抵抗値を変える制御工程と、を備える電力変換装置の制御方法。

[請求項9] 請求項８記載の電力変換装置の制御方法であって、

前記半導体スイッチング素子はワイドバンドギャップ半導体素子で

あることを特徴とする電力変換装置の制御方法。

[請求項10] 請求項８記載の電力変換装置の制御方法であって、

前記電流検出工程は、該電力変換装置の出力側の電流または該電力変換装置の直流母線側の電流を検出することを特徴とする電力変換装置の制御方法。

[請求項11] 請求項８記載の電力変換装置の制御方法であって、

前記制御工程では、該検出した電流を座標軸変換によりトルク電流成分値もしくは励磁電流成分値として検出する、または、該検出した電流の特定の位相の近傍をサンプリングすることにより、有効電流成分値または無効電流成分値を検出することを特徴とする電力変換装置の制御方法。

[請求項12] 請求項１１記載の電力変換装置の制御方法であって、

前記制御工程では、前記トルク電流成分値または前記有効電流成分値または前記各電流成分値から求めた力率値に基づいて、前記ゲートドライブ回路のゲート抵抗値を変えることを特徴とする電力変換装置の制御方法。

[請求項13] 請求項１２記載の電力変換装置の制御方法であって、

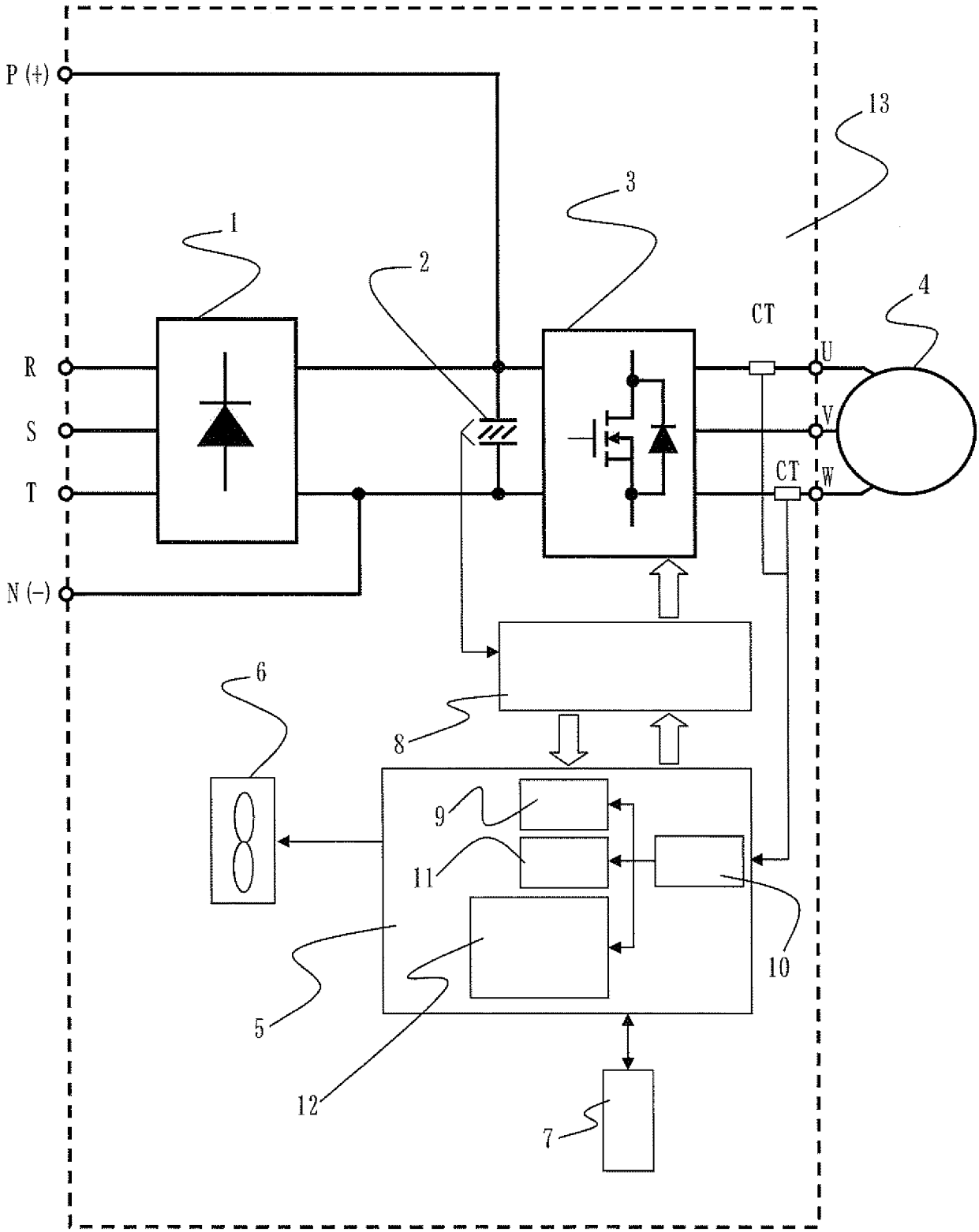
前記制御工程では、前記トルク電流成分値または前記有効電流成分値または前記各電流成分値から求めた力率値が予め設定された値より大きい場合には、前記ゲートドライブ回路のオン側またはオフ側のゲート抵抗値を変更する前の値より小さくすることを特徴とする電力変換装置の制御方法。

[請求項14] 請求項１２記載の電力変換装置の制御方法であって、

前記制御工程では、前記トルク電流成分値または前記有効電流成分値または前記各電流成分値から求めた力率値が予め設定された値より大きい場合には、前記ゲートドライブ回路のオン側とオフ側のゲート抵抗値を変更する前の値より小さくすることを特徴とする電力変換装置の制御方法。

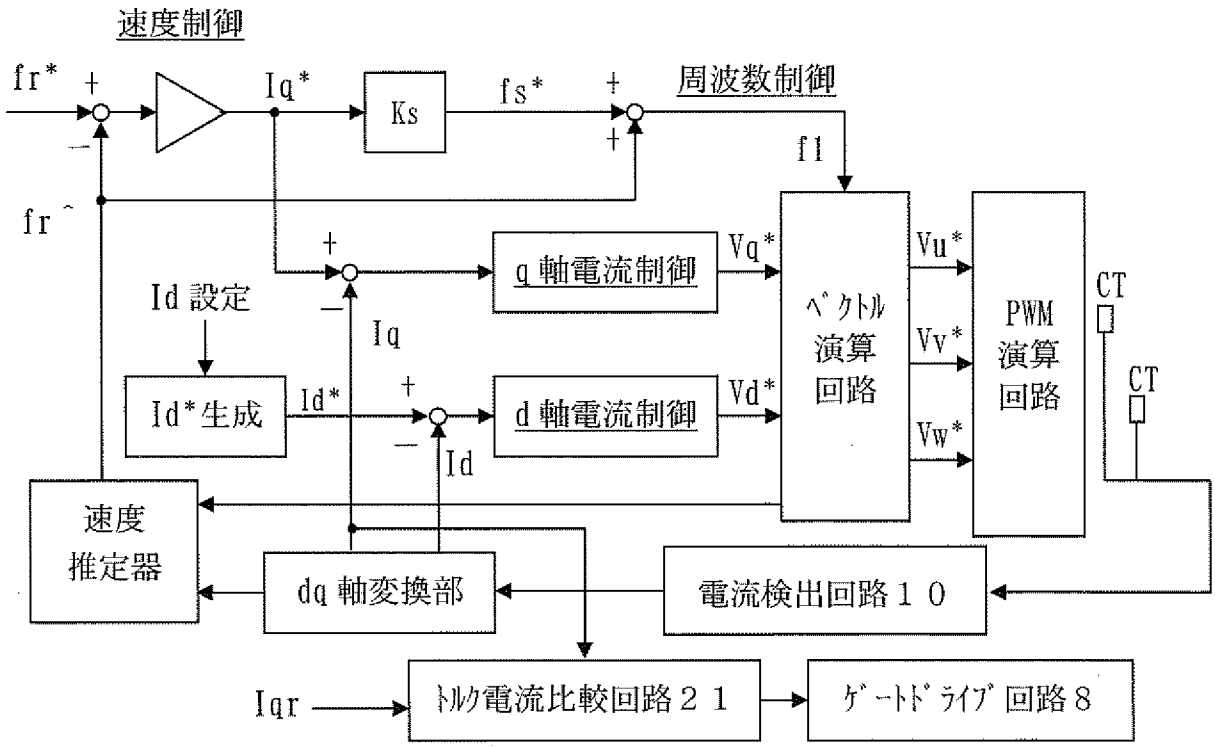
[図1]

図 1



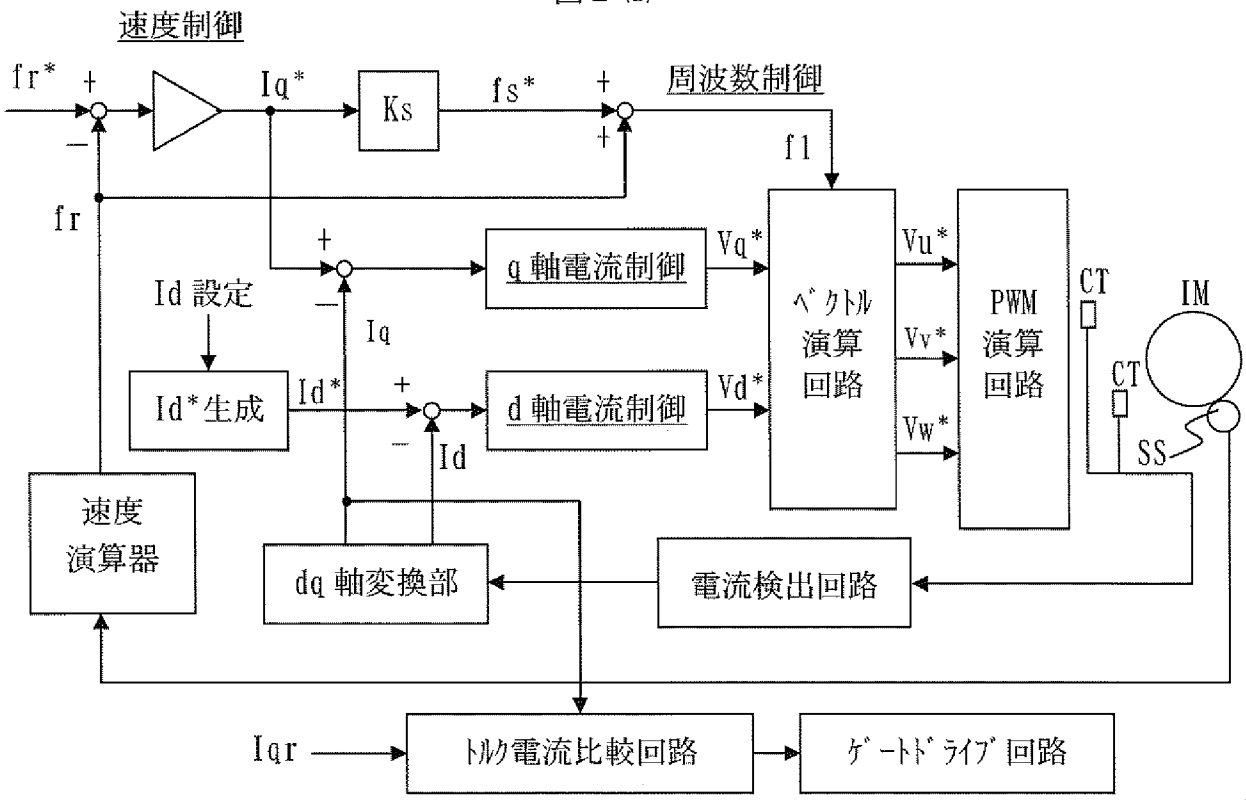
[図2(a)]

図２ (a)



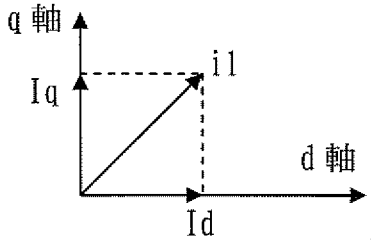
[図2(b)]

図２ (b)



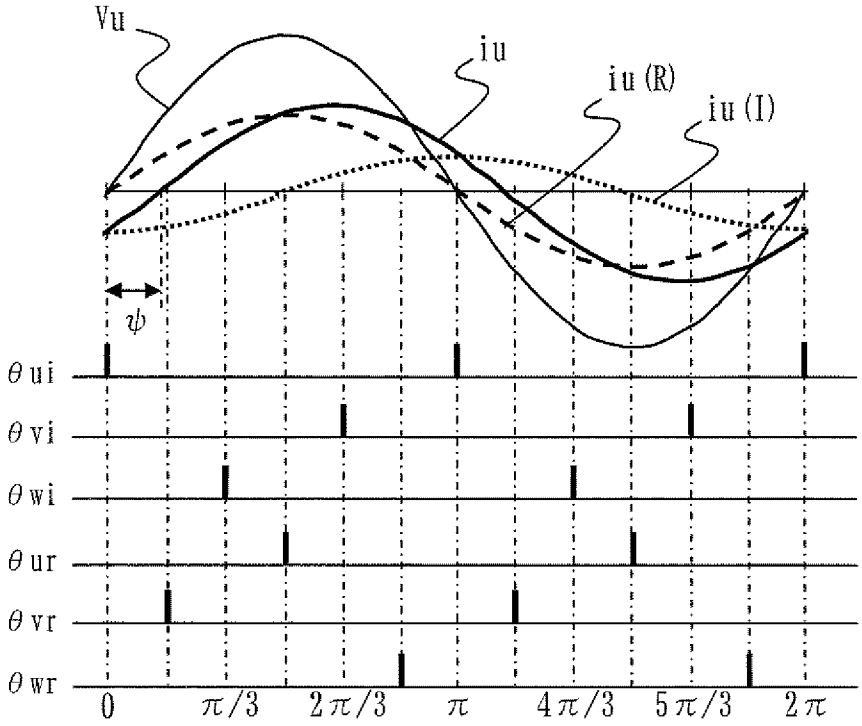
[図2(c)]

図２(c)


q 軸
i1
Iq
d 軸
Id

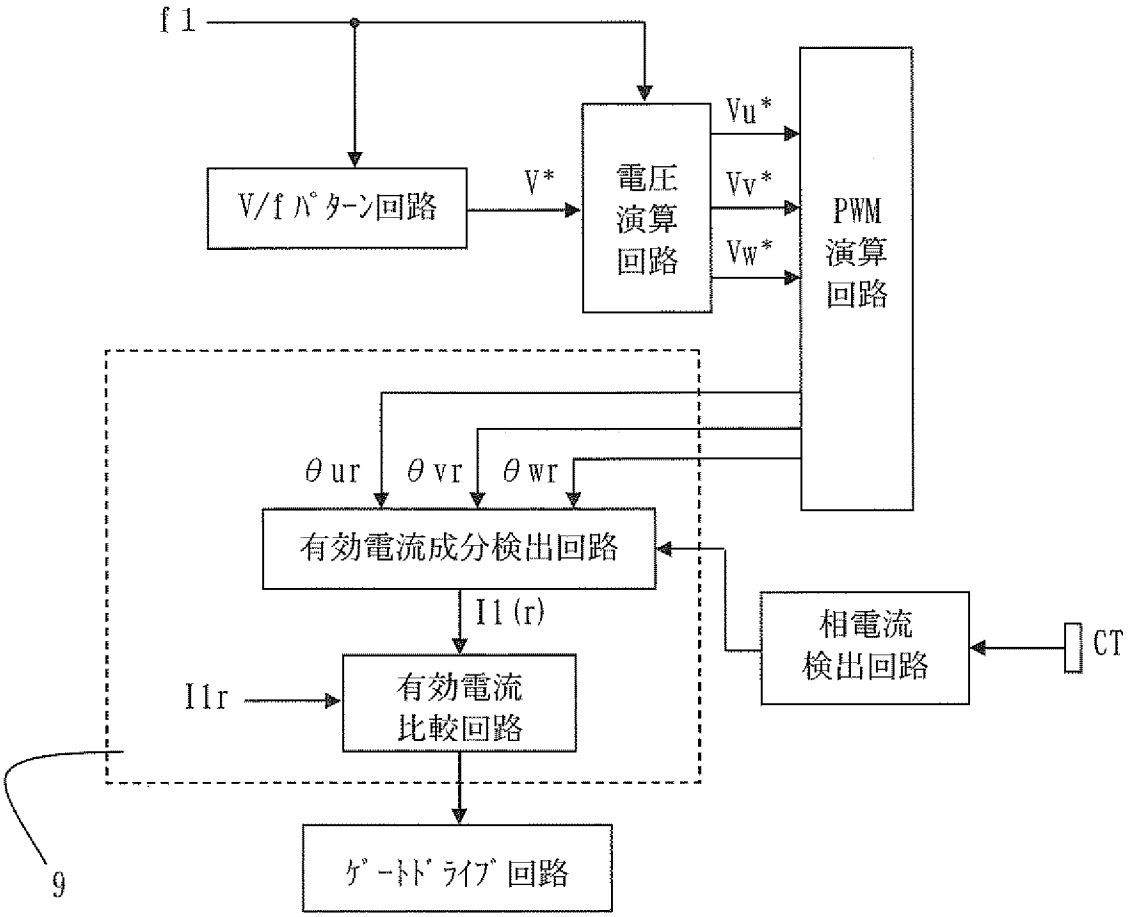
[図3]

図３

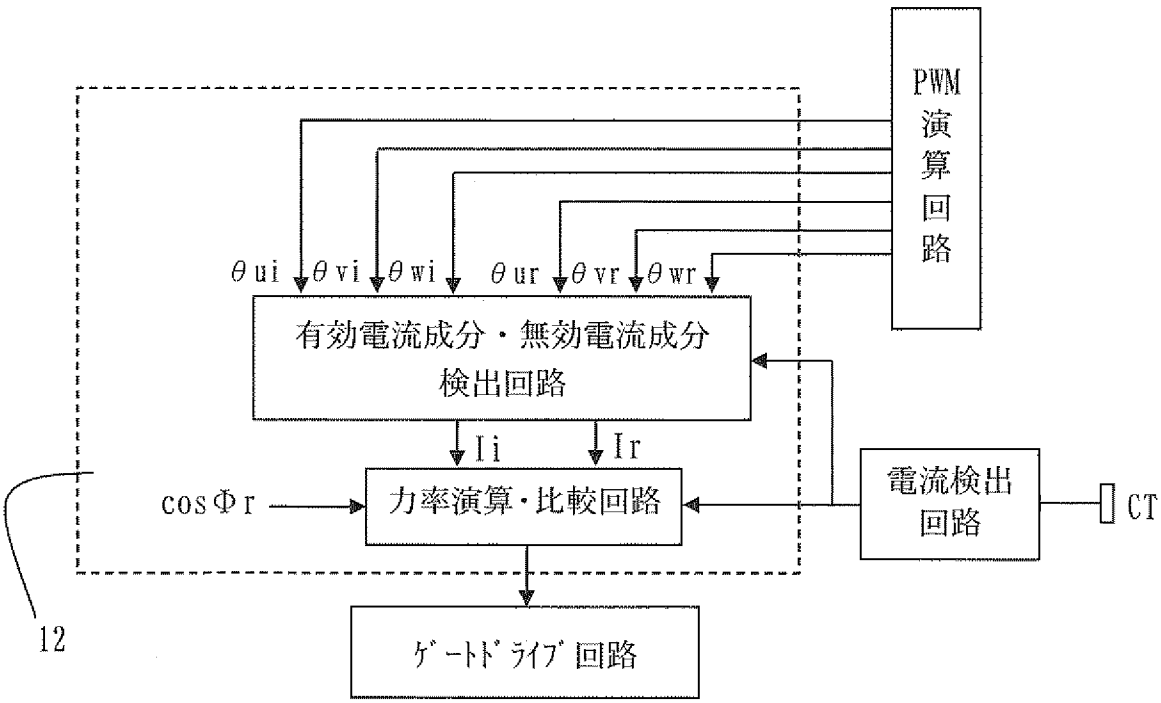

Vu
iu
iu (R)
iu (I)
ψ
θui
θvi
θwi
θur
θvr
θwr
0
π/3
2π/3
π
4π/3
5π/3
2π

[図4]

図４


f 1
V/f パターン回路
V*
電圧
演算
回路
Vu*
Vv*
Vw*
PWM
演算
回路
θur
θvr
θwr
有効電流成分検出回路
I1(r)
相電流
検出回路
CT
I1r
有効電流
比較回路
ゲートドライブ回路
9

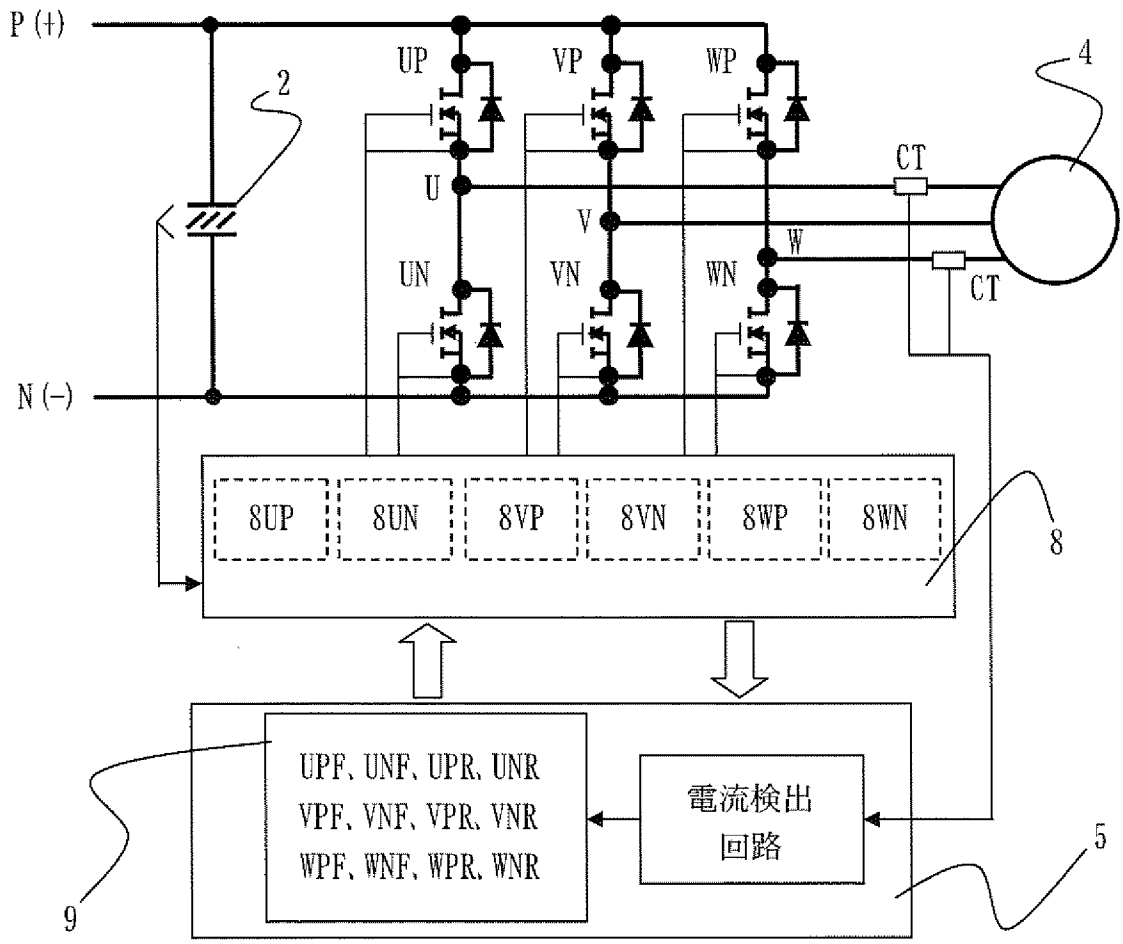
（ａ）


PWM
演
算
回
路
θui
θvi
θwi
θur
θvr
θwr
有効電流成分・無効電流成分
検出回路
Ii
Ir
cosΦr
力率演算・比較回路
電流検出
回路
CT
ゲートドライブ回路
12

（ｂ）

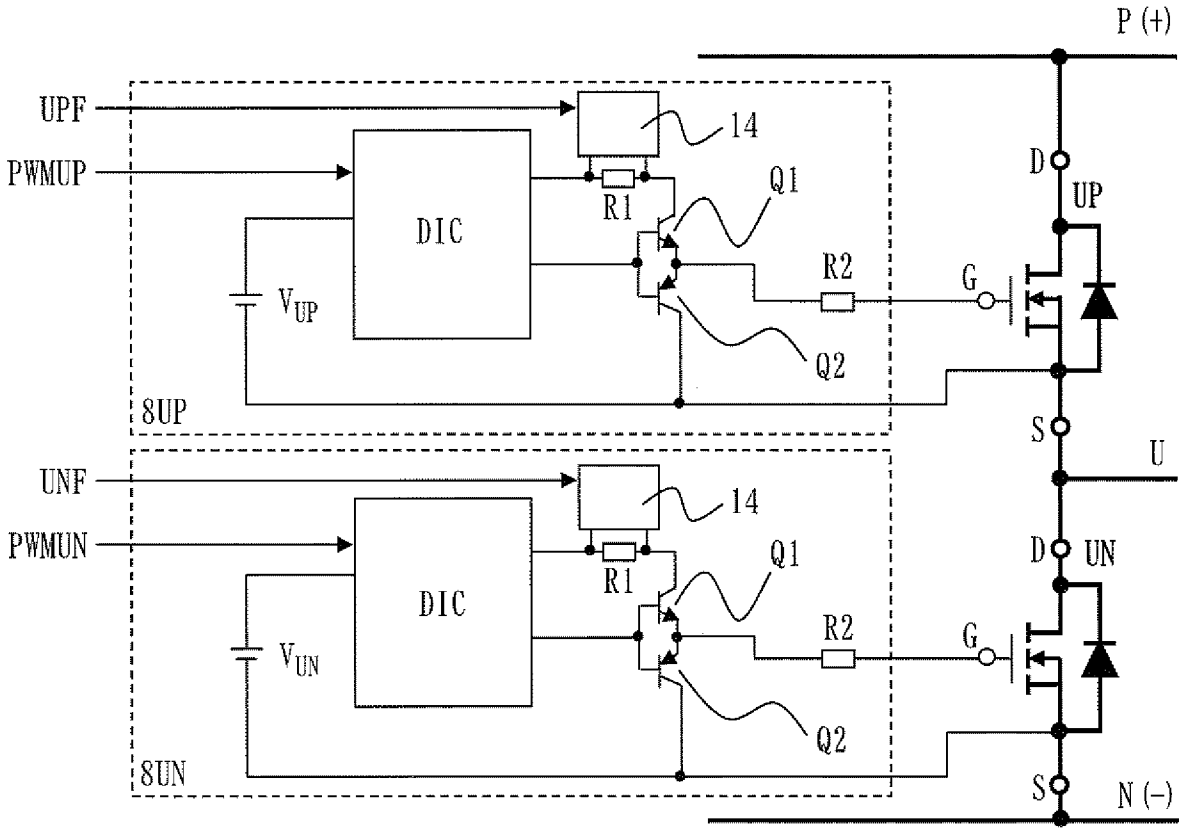
[図5]

図５


P (+)
N (-)
2
UP
VP
WP
U
V
W
UN
VN
WN
CT
CT
4
8UP
8UN
8VP
8VN
8WP
8WN
8
UPF、UNF、UPR、UNR
VPF、VNF、VPR、VNR
WPF、WNF、WPR、WNR
電流検出
回路
9
5

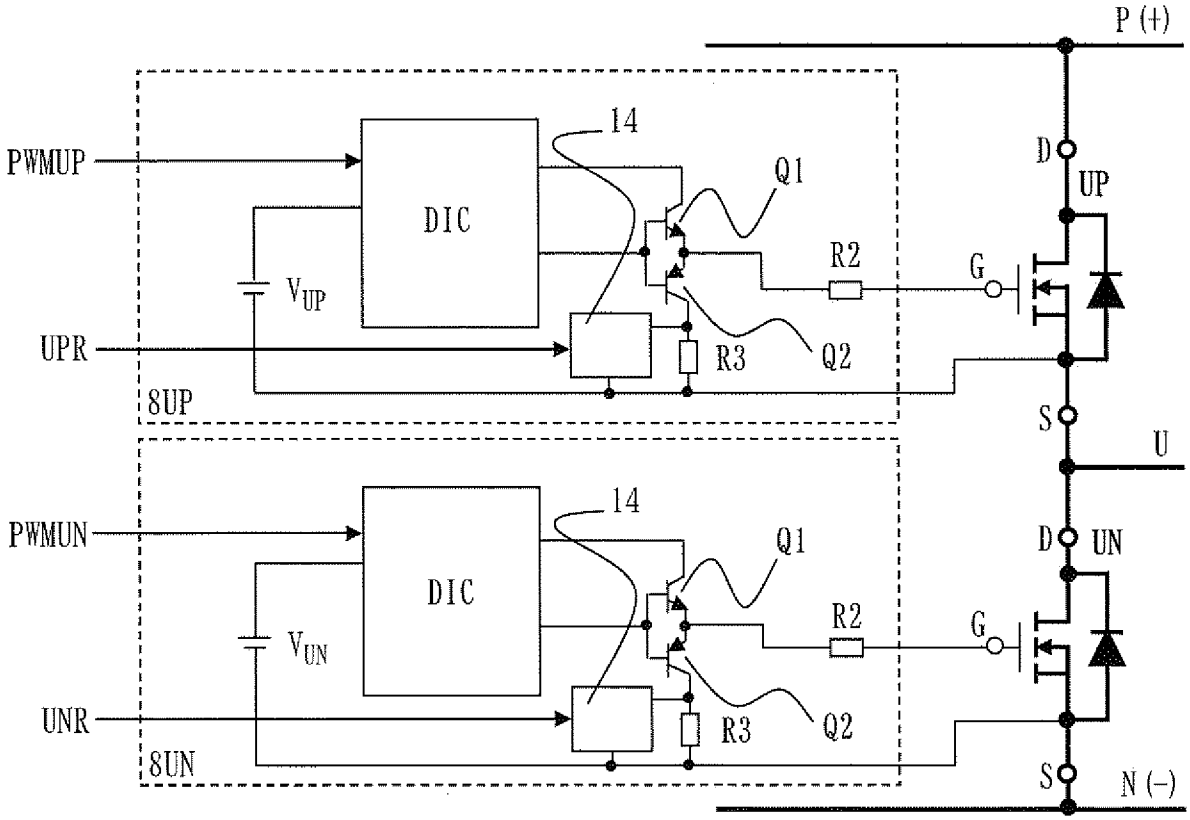
[図6]

図 6


P (+)
UPF
PWMUP
DIC
14
R1
Q1
R2
Q2
V_{UP}
8UP
D
UP
G
S
U
UNF
PWMUN
V_{UN}
8UN
D
UN
S
N (−)

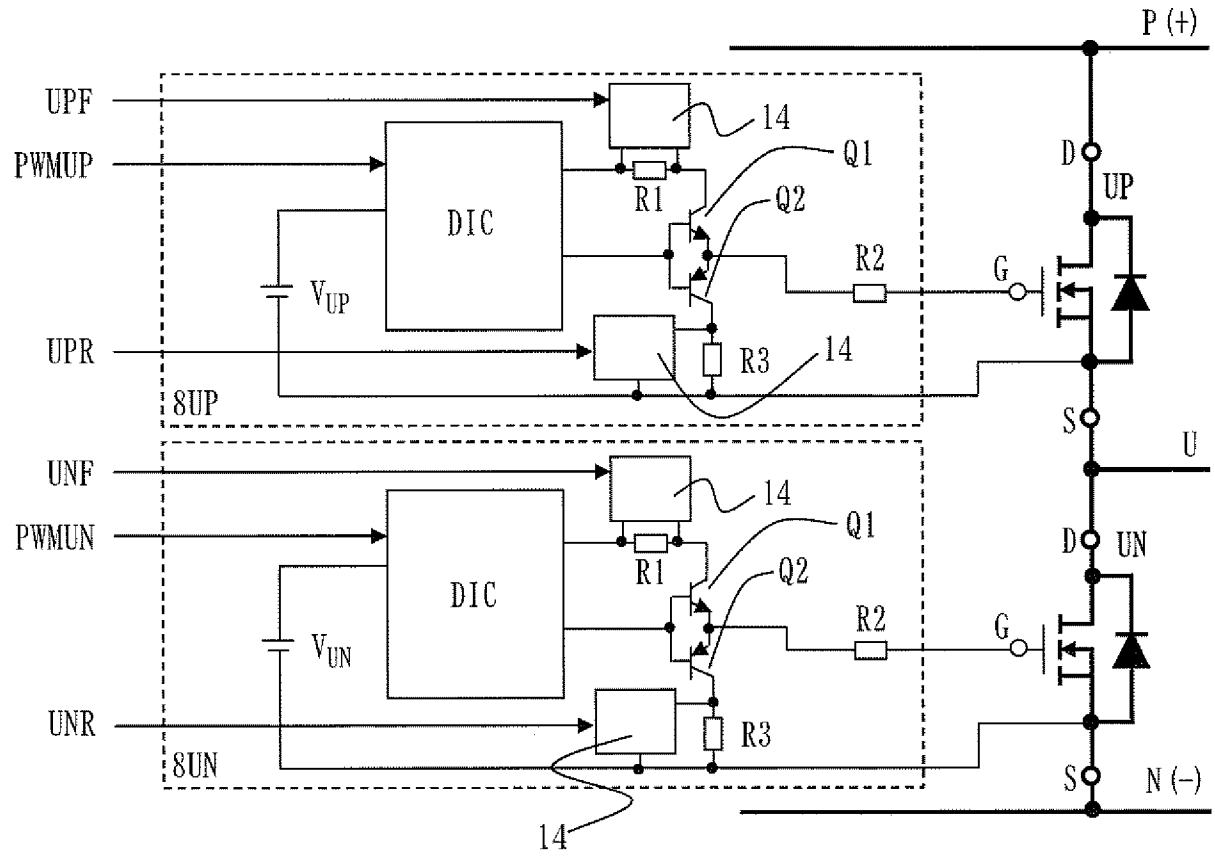
[図7]

図 7


P (+)
PWMUP
DIC
14
Q1
R2
R3
Q2
V_{UP}
UPR
8UP
D
UP
G
S
U
PWMUN
V_{UN}
UNR
8UN
D
UN
S
N (−)

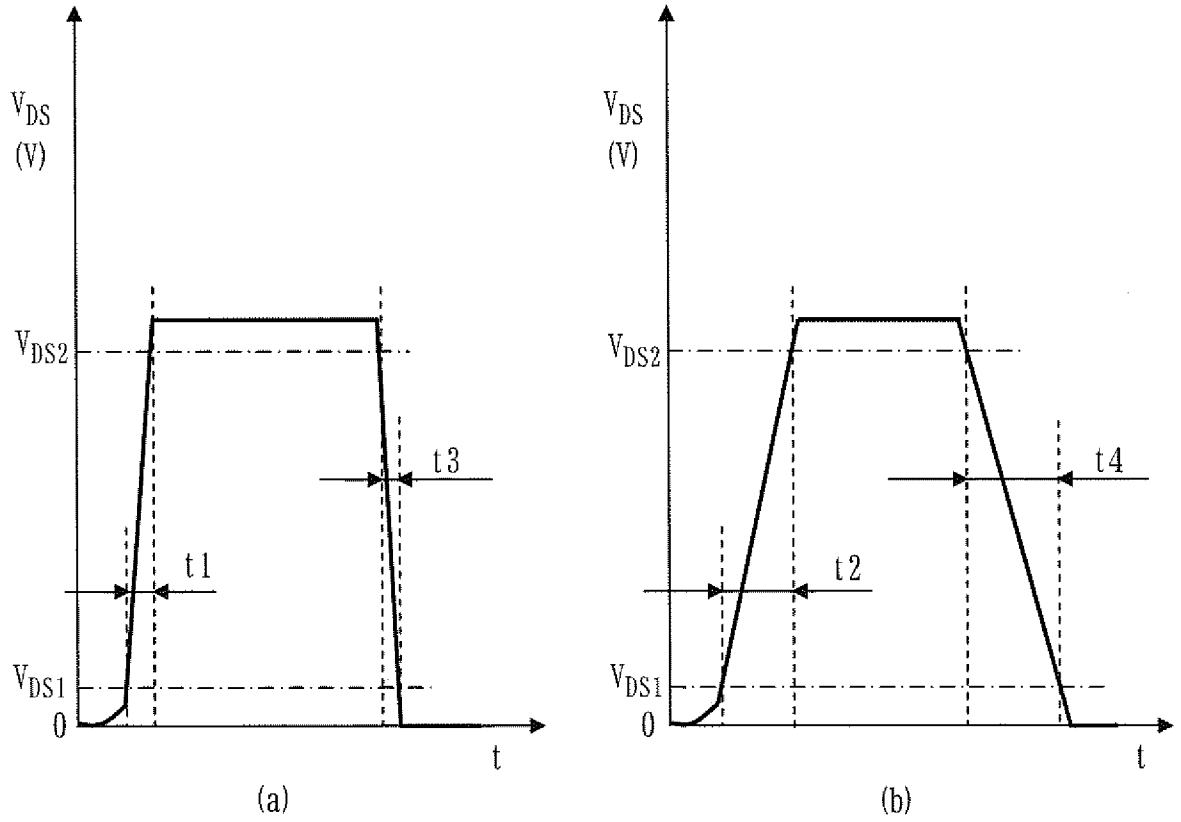
[図8]

図８


P (+)
UPF
PWMUP
UPR
8UP
DIC
V_{UP}
14
Q1
Q2
R1
R2
R3
G
D
UP
S
U
UNF
PWMUN
UNR
8UN
V_{UN}
D
UN
S
N (−)

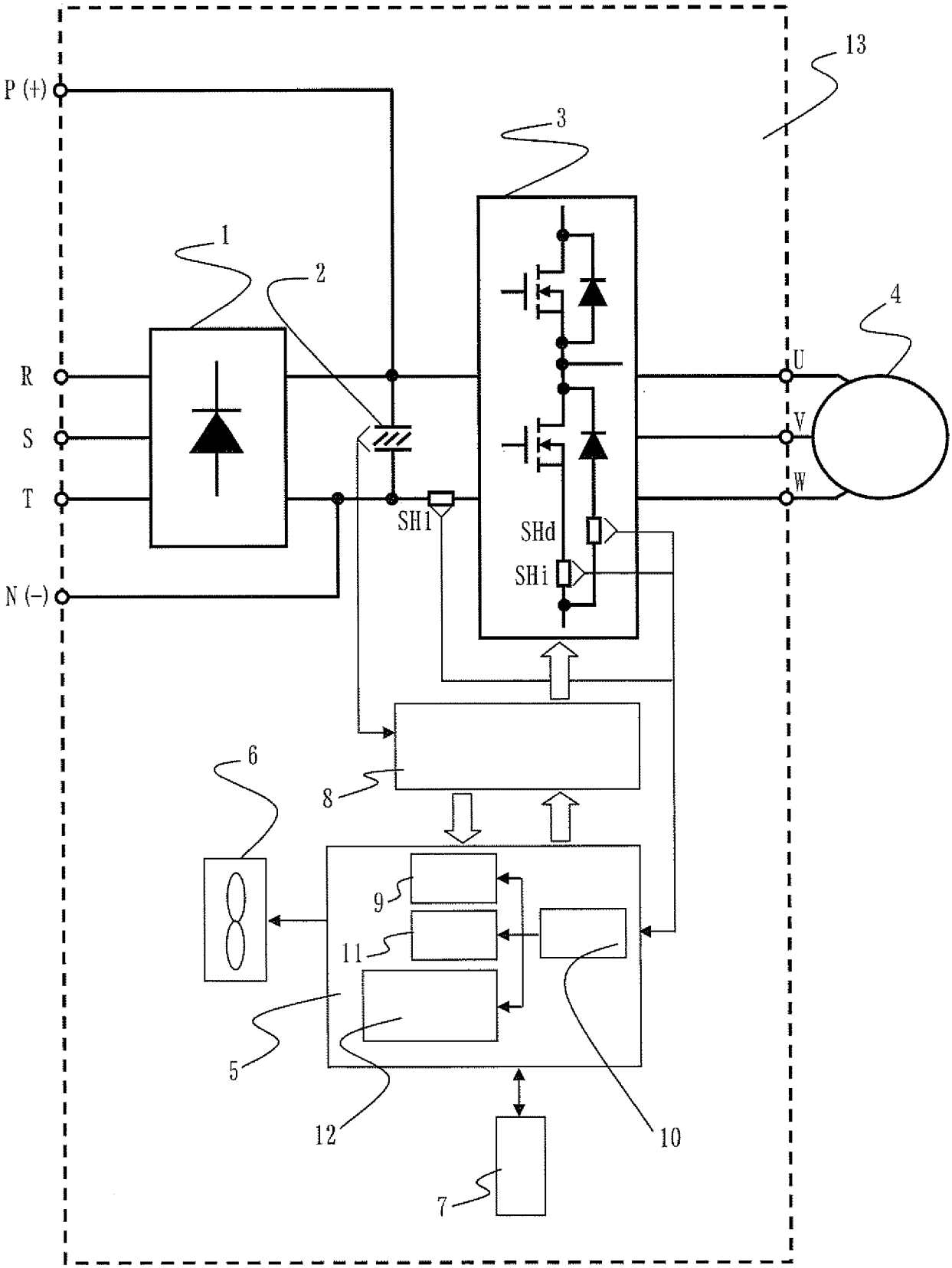
[図9]

図９


V_{DS} (V)
V_{DS2}
V_{DS1}
0
t1
t3
t
(a)
V_{DS} (V)
V_{DS2}
V_{DS1}
0
t2
t4
t
(b)

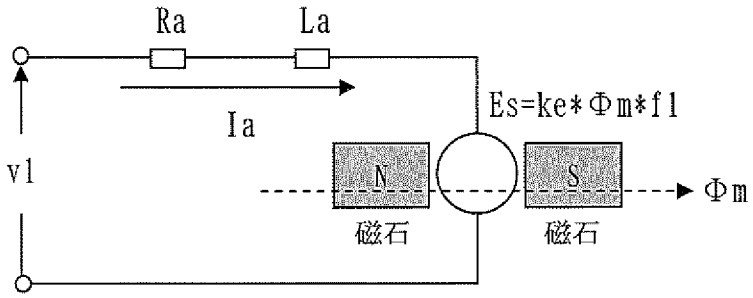
[図10]

図１０



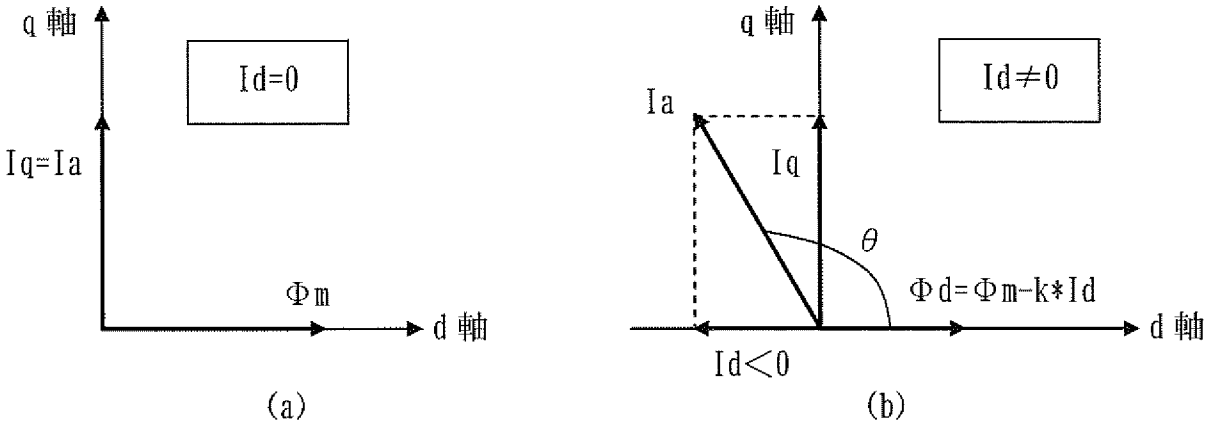
[図11]

図１１



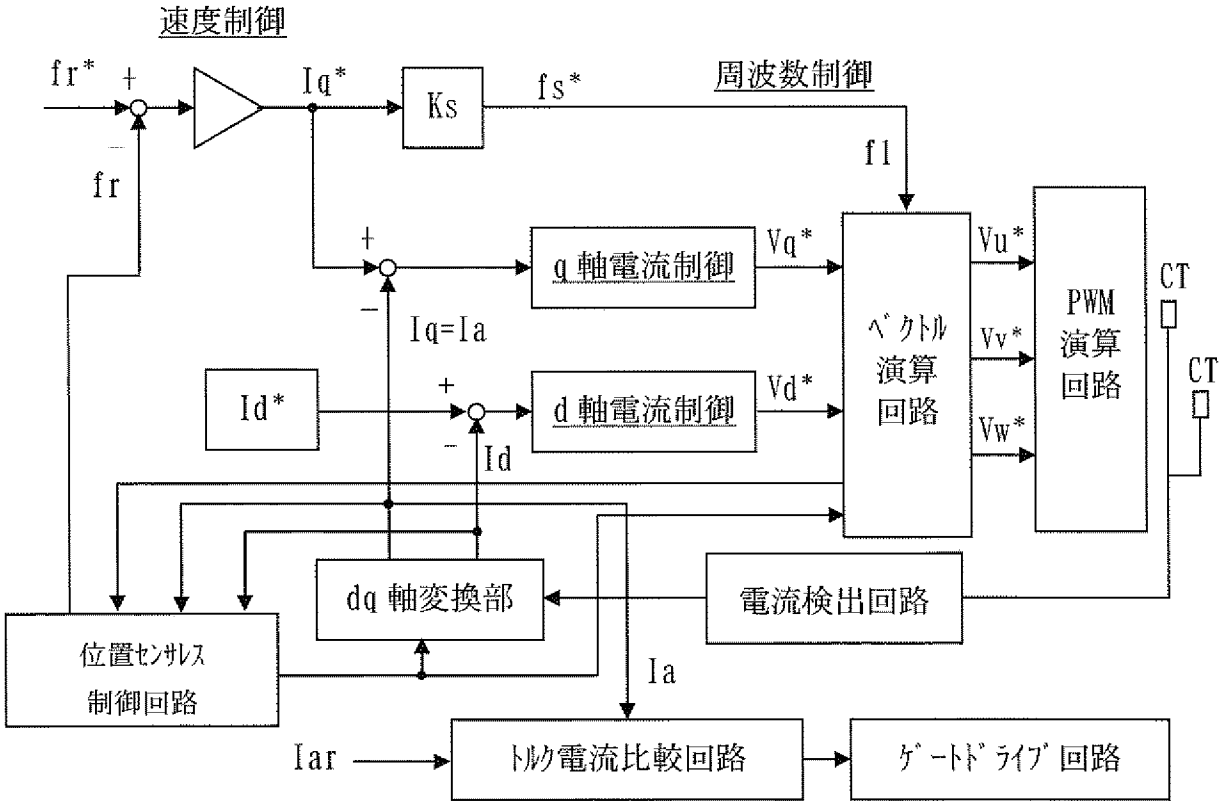
[図12]

図１２



[図13]

図１３



[図14]

図１４

トルク電流基準設定値 (絶対値) IA=Iq/Iqrr (%)	ゲート合成抵抗 Rt (Ω)
0	100
10	90
⋮	⋮
70	50
70＜IA	10

(a)

トルク電流基準設定値 (絶対値) IA=Iq/Iqrr (%)	ゲート合成抵抗 Rt (Ω)
0＜IA≦50	100
50＜IA≦70	50
70＜IA	10

(b)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2013/085030

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H02M7/537(2006.01)i, *H02M1/08*(2006.01)i, *H02M7/48*(2007.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H02M7/537, H02M1/08, H02M7/48

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2014
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2014	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2014

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 3820167 B2 (Mitsubishi Electric Corp.), 13 September 2006 (13.09.2006), fig. 1, 4 to 6 (Family: none)	1-14
A	JP 2011-142752 A (Toshiba Corp.), 21 July 2011 (21.07.2011), paragraphs [0020], [0038], [0047], [0052], [0061]; fig. 1 to 3 (Family: none)	1-14
A	JP 2013-128356 A (Panasonic Corp.), 27 June 2013 (27.06.2013), paragraphs [0020] to [0027]; fig. 1 to 2 (Family: none)	1-14

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed
"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
08 April, 2014 (08.04.14)	22 April, 2014 (22.04.14)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office Facsimile No.	Authorized officer Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2013/085030

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2012-228035 A (Mitsubishi Electric Corp.), 15 November 2012 (15.11.2012), paragraphs [0025] to [0029], [0050] to [0053], [0092] to [0095]; fig. 1 to 2, 9 (Family: none)	1-14

国際調査報告

国際出願番号　ＰＣＴ／ＪＰ２０１３／０８５０３０

Ａ．　発明の属する分野の分類（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H02M7/537(2006.01)i, H02M1/08(2006.01)i, H02M7/48(2007.01)i

Ｂ．　調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H02M7/537, H02M1/08, H02M7/48

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	１９２２－１９９６年
日本国公開実用新案公報	１９７１－２０１４年
日本国実用新案登録公報	１９９６－２０１４年
日本国登録実用新案公報	１９９４－２０１４年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

Ｃ．　関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリー＊	引用文献名　及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求項の番号
A	JP 3820167 B2（三菱電機株式会社）2006.09.13, 図１、図４－６（ファミリーなし）	1-14
A	JP 2011-142752 A（株式会社東芝）2011.07.21, 【００２０】、【００３８】、【００４７】、【００５２】、【００６１】、図１－３（ファミリーなし）	1-14
A	JP 2013-128356 A（パナソニック株式会社）2013.06.27, 【００２０】－【００２７】、図１－２（ファミリーなし）	1-14

☑　Ｃ欄の続きにも文献が列挙されている。

☐　パテントファミリーに関する別紙を参照。

＊　引用文献のカテゴリー
「Ａ」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「Ｅ」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「Ｌ」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「Ｏ」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「Ｐ」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献
「Ｔ」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「Ｘ」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Ｙ」特に関連のある文献であって、当該文献と他の１以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「＆」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日 ０８．０４．２０１４	国際調査報告の発送日 ２２．０４．２０１４
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁（ＩＳＡ／ＪＰ） 郵便番号１００－８９１５ 東京都千代田区霞が関三丁目４番３号	特許庁審査官（権限のある職員）　３Ｖ　９３２６ 槻木澤　昌司 電話番号　０３－３５８１－１１０１　内線　３３５７

Ｃ（続き）．　関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリー＊	引用文献名　及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求項の番号
A	JP 2012-228035 A（三菱電機株式会社）2012.11.15, 【００２５】－【００２９】、【００５０】－【００５３】、【００９２】－【００９５】、図１－２、図９（ファミリーなし）	1-14