

(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



(10) 国際公開番号

WO 2010/044455 A1

PCT

(43) 国際公開日
2010年4月22日(22.04.2010)

- (51) 国際特許分類:
H02M 5/297 (2006.01) H02M 1/12 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2009/067892
- (22) 国際出願日: 2009年10月16日(16.10.2009)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2008-268155 2008年10月17日(17.10.2008) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): ナブテスコ株式会社(NABTESCO CORPORATION) [JP/JP]; 〒1050022 東京都港区海岸一丁目9番18号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 中村 和人 (NAKAMURA, Kazuhito) [JP/JP]; 〒6512271 兵庫県神戸市西区高塚台7丁目3番地の3 ナブテスコ株式会社 神戸工場内 Hyogo (JP). 山本 耕才 (YAMAMOTO, Kosai) [JP/JP]; 〒6512271 兵庫県神戸市西区高塚台7丁目3番地の3 ナブテスコ株式会社 神戸工場内 Hyogo (JP).

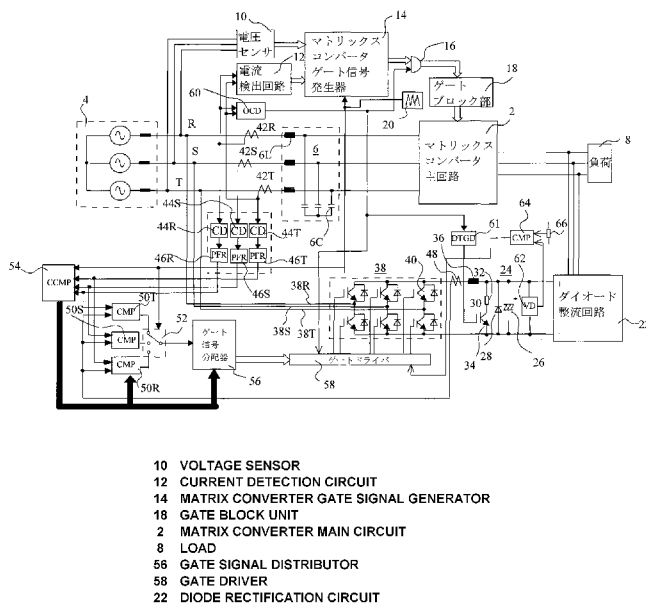
- (74) 代理人: 木村 正俊 (KIMURA, Masatoshi); 〒6500034 兵庫県神戸市中央区京町7番地 新クレセントビル7階 神戸欧和特許事務所 Hyogo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, 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, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, 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, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (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, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ,

[続葉有]

(54) Title: AC-AC DIRECT POWER CONVERTER

(54) 発明の名称: 交流-交流直接変換型電力変換装置

[図1]



(57) Abstract: Provided is an AC-AC direct power converter which can actively reduce a higher harmonic of a power source. A matrix converter main circuit (2) includes an LC filter (6) connected to an AC power source (4) and converts an AC output of the 3-phase AC power source (4) into other AC output. A diode bridge rectification circuit (22) and a PWM converter unit (38) are connected between the output side of the matrix converter main circuit (2) and the input side of the LC filter (6). A clamp circuit (24) is connected between the output side of the rectification circuit (22) and the input side of the PWM converter unit (38). Control is performed as follows. Current of the AC power source (4) is detected by current detection units (44R, 44S, 44T). The maximum or the minimum output signal of power frequency component removers (46R, 46S, 46T) is detected by a current comparator (54). The output signals of comparators (50R, 50S, 50T) are selected by a selection switch (52). A switching element of the converter unit (38) is selected according to the output signal of the comparators.

(57) 要約: 【課題】電源高調波をアクティブに低減することができる交流-交流直接変換型電力変換装置を提供する。【解決手段】交流電源4との間にLCフィルタ6が接続さ

れているマトリックスコンバータ主回路2は三相交流電源4の交流出力を別の交流出力に変換する。マトリックスコンバータ主回路2の出力側とLCフィルタ6の入力側の間にダイオードブリッジ整流回路22、PWMコンバータ部38が接続され、整流回路22の出力側とPWMコンバータ部38の入力側との間にクランプ回路24が接続されている。交流電源4の電流を電流検出部44R、44S、44Tで検出し、電源周波数成分除去器46R、46S、46Tの出力信号の最大または最小のものを電流比較器54で判別し、コンパレータ50R、50S、50Tの出力信号を切換スイッチ52、コンバータ部38のスイッチング素子を選択し制御する。

WO 2010/044455 A1

CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, 添付公開書類:
TD, TG).

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

明 細 書

発明の名称： 交流－交流直接変換型電力変換装置

技術分野

[0001] 本発明は、交流－交流直接変換型電力変換装置に関し、特に、電源高調波の抑制に関する。

背景技術

[0002] 交流－交流直接変換型電力変換装置、いわゆるマトリックスコンバータは、非特許文献１に開示されているように、三相交流入力を双方向スイッチによって高速でオン、オフして、所望の周波数の交流出力に直接に変換する。三相交流電源とマトリックスコンバータとの間には、スイッチング成分（キャリアリップル）の電源への影響を制限するために、ＬＣフィルタが設けられている。また、マトリックスコンバータの入力側及び出力側にそれぞれダイオードブリッジを設け、これらダイオードブリッジの間にコンデンサを接続してある。これは、マトリックスコンバータの負荷が誘導性負荷の場合であって、マトリックスコンバータを構成する双方向スイッチを全て遮断したときに、誘導性負荷に蓄積されるエネルギーを吸収するためである。

[0003] 非特許文献１：マトリックスコンバータの技術動向とその実験システム マイウェイ技研株式会社 伊東洋一著（<http://www.myway-labs.co.jp/technical/koza/08Matorixver1.5.pdf>）

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0004] このようなマトリックスコンバータは、発電機のような可変周波数の交流電源に接続され、モータを駆動することがある。この場合、マトリックスコンバータのスイッチング周波数が一定であるとしても、交流電源のインピーダンス（例えば、発電機の同期リアクタンス）やモータの状況に応じてＬＣフィルタの共振条件が変動することがある。特に、ＬＣフィルタでは、電源周波数が大幅に変動するような場合、周波数が高くなれば、フィルタのリア

クトルのインピーダンスが大きくなって、負荷出力電圧を低下させる。このような問題が生じることを考慮して、リアクトルの値を小さく選択すると、LCフィルタを設けた本来の目的であるキャリアリップルの削減の効果が低減する。

- [0005] 本発明は、周波数が大幅に変動するような交流電源に接続した場合でも、電源への高調波成分の低減に着目せずに電源インピーダンスなどと共振しない値にLCフィルタのインダクタンスを設定しても、電源高調波をアクティブに低減することができる交流－交流直接変換型電力変換装置を、提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

- [0006] 本発明の一態様の交流－交流直接変換型電力変換装置は、電力変換器を有している。この電力変換器は、多相交流電源、例えば三相交流電源からの交流出力が入力側に供給され、前記交流出力を別の交流出力に直接に変換して出力側から出力する。この電力変換器は、例えば入力側と出力側との間に双方向スイッチング素子によって構成されたブリッジを有し、これらスイッチング素子が、PWM制御信号によってオン、オフされることによって、交流入力を所望の交流出力に直接に変換する。この電力変換器の入力側と前記交流電源との間にLCフィルタが接続されている。前記電力変換器の出力側にダイオードブリッジ整流器の入力側が接続されている。このダイオードブリッジ整流器の出力側にブリッジ変換器の入力側が接続され、ブリッジ変換器の出力側が前記LCフィルタの入力側に接続されている。ブリッジ変換器は、複数のスイッチング素子で構成されている。前記ダイオードブリッジ整流器の出力側と前記ブリッジ変換器の入力側との間にクランプが接続されている。クランプは、例えばダイオードブリッジ出力側の2つの端子間に接続されたクランプコンデンサを含んでいる。さらに、電流源は、例えば、ダイオードブリッジの一方の出力側、例えば正極側と、ブリッジ変換手段の2つの出力側の一方、例えば正極側との間に直列に接続されたリアクトルからなる。なお、このリアクトルはクランプコンデンサとの接続位置よりも、ブリッ

ジ変換器側に接続されている。前記交流電源の相電流を検出する複数の電流検出器が設けられている。これら電流検出器の検出信号から前記交流電源の電源周波数成分を複数の電源周波数成分除去器が除去する。これら電源周波数成分除去器の出力信号と、前記電流源のリアクトルを流れる電流とを複数の比較器がそれぞれ比較する。前記各電源周波数成分除去器の出力信号のうち最大または最小のものを判別器が判別する。制御器が、この判別器の判別結果に対応する比較器、例えば最大または最小の出力信号を発生している電源周波数成分除去器の出力信号が供給されている比較器の出力信号を選択する。さらに、制御器は、前記判別器の判別結果に従って、前記ブリッジ変換器のスイッチング素子を選択し、例えば最大または最小の相電流が流れるスイッチング素子を選択し、選択されたスイッチング素子を比較器の出力信号に基づいて制御する。なお、制御器による制御は、PWM制御信号の周期と同期することが望ましい。

[0007] このように構成すると、最大または最小の相電流と電流源手段のリアクトルを流れる電流との比較結果に基づいて、例えば両者の差を零にする方向にブリッジ変換器のスイッチング素子が制御され、LCフィルタから電源側へ流れる高調波成分を抑制することができる。従って、LCフィルタは、電源への高調波成分の低減に着目することなく、交流電源がその周波数が変化するものであっても、電源インピーダンスなどと共振しにくい値に設定することができる。

[0008] 前記クランプのコンデンサの電圧を監視する電圧監視器を設けることができる。この場合、前記制御器は、前記電圧監視器によって監視された前記コンデンサの電圧が予め定めた基準値よりも低いとき、前記ブリッジ変換器を停止させる。

[0009] このように構成すると、クランプのコンデンサの電圧が予め定めた基準値よりも低いとき、例えば電力変換器に交流電源が接続された不安定な初期状態において、ブリッジ変換器が動作することを阻止できる。

[0010] 前記クランプの前記コンデンサを、初期充電する充電器を備えることもで

きる。電力変換器への電源投入時には、クランプのコンデンサに突入電流が流れる。この突入電流の値は、電流源のリアクトルによって或る程度抑制できるが、リアクトルの値は、上述した高調波成分の抑圧を優先して設定するので、十分に突入電流を抑圧できないこともある。そこで、突入電流を抑圧するために、初期充電器を設けてある。

[0011] 前記電流源のリアクトルに直列に第1のダイオードを接続し、第1のダイオードは前記ブリッジ変換器の入力側に電流が流れる方向に接続されている。コンデンサに直列回路が接続されている。この直列回路は、別のリアクトルと、この別のリアクトルと直列に接続された第2のダイオードとを有し、第2のダイオードは前記クランプのコンデンサに電流が流れる方向に接続されている。直列回路によってコンデンサが初期充電される。

[0012] 本発明の他の態様の交流－交流直接変換型電力変換装置は、上述した態様の交流－交流直接変換型電力変換装置と同様に、電力変換器と、LCフィルタと、ダイオードブリッジ整流器と、ブリッジ変換器と、クランプと、電流源とを、有している。この電流源のリアクトルと共に、チョッパを構成するように、チョッパ用スイッチング素子が設けられている。このチョッパ用スイッチング素子を流れる電流をチョッパ電流検出器が検出する。前記交流電源の少なくとも2相電流を複数の電源電流検出器が検出する。これら電源電流検出器の検出信号から前記交流電源の電源周波数成分を複数の電源周波数成分除去器が除去する。制御器が、これら電源周波数成分除去器の出力信号から目標値を算出し、この目標値と前記チョッパ電流検出器のチョッパ電流とを比較し、この比較結果に応じて前記ブリッジ変換器のスイッチング素子を、制御する。制御器は、例えばチョッパ用スイッチング素子のオン、オフによって、LCリアクトルにコンデンサのエネルギーを蓄積し、リアクトルの電流が目標値以上となると、ブリッジ変換器を介してLCフィルタの入力側に供給する。これによって、電源電流の高調波成分が抑圧される。

[0013] 前記クランプのコンデンサの両端間にダイオードブリッジの入力側を接続し、ダイオードブリッジの出力側を前記LCフィルタの入力側に接続するこ

ともできる。このように構成すると、ダイオードブリッジを介してクランプからLCフィルタの入力側に電流を供給した上で、電源電流の高調波成分を抑圧することができる。

- [0014] 前記ブリッジ変換器の前記各スイッチング素子にそれぞれ直列にダイオードを接続し、クランプとして作動させることもできる。更に、前記ブリッジ変換器の前記各スイッチング素子をMOSFETによって構成することもできる。

発明の効果

- [0015] 以上のように、本発明によれば、周波数が大幅に変動するような交流電源に接続した場合でも、電源への高調波成分の低減に着目することなく、電源インピーダンスなどと共振しない値に設定することを重視してLCフィルタのインダクタンスを選定しても、電源高調波を打ち消すことができる。

図面の簡単な説明

- [0016] [図1] 図1は本発明の第1の実施形態の交流－交流直接変換型電力変換装置のブロック図である。

[図2a] 図2aは図2bで使用するPWMコンバータ部のIGBに付した符号の説明図である。

[図2b] 図2bは、図1の交流－交流直接変換型電力変換装置のPWMコンバータ部の動作説明図である。

[図3a-f] 図3a乃至図3fは、図1の交流－交流直接変換型電力変換装置のPWMコンバータ部での電流の流れの説明図である。

[図4a-c] 図4a乃至図4cは、図1の交流－交流直接変換型電力変換装置の波形図である。

[図5] 図1の交流－交流直接変換型電力変換装置の変形例の一部を示すブロック図である。

[図6] 本発明の第2の実施形態の交流－交流直接変換型電力変換装置のブロック図である。

[図7a-c] 図7a乃至図7cは、図6の交流－交流直接変換型電力変換装置の

PWMコンバータの動作説明図である。

[図8a-b] 図8 a 及び図8 b は、図6の交流－交流直接変換型電力変換装置のチョッパの波形図である。

[図9] 図6の交流－交流直接変換型電力変換装置のリプル補償の説明図である。

[図10] 本発明の第3の実施形態の交流－交流直接変換型電力変換装置のブロック図である。

[図11] 図10の交流－交流直接変換型電力変換装置のPWMコンバータ部の動作説明図である。

[図12] 図10の交流－交流直接変換型電力変換装置のPWMコンバータ部の変形例の一部を示すブロック図である。

発明を実施するための形態

[0017] 本発明の第1実施形態の交流－交流直接変換型電力変換装置は、図1に示すように、電力変換器、例えばマトリックスコンバータ主回路2を有している。マトリックスコンバータ主回路2の入力側は、多相交流電源、例えば三相交流電源4にLCフィルタ6を介して接続されている。三相交流電源4は、例えば発電機のような周波数可変のものである。LCフィルタ6は、三相交流の各相に対して直列に接続されたインダクタ6Lと、各相間にスター接続されたコンデンサ6Cとから構成されている。マトリックスコンバータ主回路2の出力側は、負荷8に接続されている。負荷8としては、例えば三相モータを使用することができる。

[0018] マトリックスコンバータ主回路2は、公知のように複数、例えば9個の双方向スイッチング素子によってLCフィルタ6の3つの出力側と、負荷8の3つの入力側とを全て接続しており、これら双方向スイッチング素子をPWM信号によりオン、オフすることによって、負荷8に所望の周波数の交流出力を供給する。マトリックスコンバータ主回路2を制御するために、電圧センサ10、電流検出回路12、マトリックスコンバータゲート信号発生器14、ゲートブロック部16、ゲートドライバ18、PWMキャリアクロック

発生器 20 等が設けられている。これらの構成は、本発明の要旨に直接関係しないので、これ以上の説明は省略する。

[0019] マトリックスコンバータ主回路 2 の 3 つの出力側には、ダイオードブリッジ整流器、例えばダイオード整流回路 22 の 3 つの入力側が接続されている。ダイオード整流回路 22 は、例えば 6 つのダイオードをブリッジ接続した公知のもので、2 つの出力側を有している。

[0020] ダイオード整流回路 22 の正負 2 つの出力側には、クランプ回路 24 が接続されている。クランプ回路 24 は、ダイオード整流回路 22 の 2 つの出力側間に接続されたクランプコンデンサ 26 を有している。クランプコンデンサ 26 に逆並列に環流ダイオード 28 が接続されている。さらに、環流ダイオード 28 に並列に直列回路 30 が接続されている。この直列回路 30 は、放電抵抗器 32 と、スイッチング素子、例えば放電用 IGBT スイッチ 34 とによって構成されている。ダイオード整流回路 22 の正の出力側と、ダイオード整流回路 22 の負の出力側とが、クランプ回路 24 の正の出力側と負の出力側を構成している。更にクランプ回路 24 の正の出力側には、電流源、例えばリアクトル 36 の一端が接続されている。

[0021] このクランプ回路 24 の負の出力側と、リアクトル 36 の他端に、ブリッジ変換器、例えば PWM コンバータ部 38 の 2 つの入力側が接続されている。PWM コンバータ部 38 は、その 2 つの入力側間に、3 つの並列回路を有し、各並列回路は、それぞれ直列に接続されたスイッチング素子、例えば IGBT 40 からなる。各並列回路における IGBT 40 の相互接続点が、PWM コンバータ部 38 の 3 つの出力側 38R、38S、38T とされ、それぞれ LC フィルタ 6 の 3 つの入力側 R、S、T の対応するものに接続されている。

[0022] PWM コンバータ部 38 を制御するために、三相交流電源 4 の各相には電流センサ 42R、42S、42T が設けられている。これら電流センサ 42R、42S、42T は、電流検出器 (CD) 44R、44S、44T に接続され、三相交流電源 4 の各相の電流が、これら電流検出器 44R、44S、

44Tによって検出される。これら電流検出器44R、44S、44Tの検出信号は、電源周波数成分除去器(PFR)46R、46S、46Tに供給される。これら除去器46R、46S、46Tによって、これら検出信号に含まれる電源周波数成分が除去され、リップル成分が出力される。すなわち、リップル成分が含まれる検出信号からリップル成分以外の電源周波数成分が取り除かれて、リップル成分のみが取り出される。

[0023] また、PWMコンバータ部38を制御するために、リアクトル36を流れる電流を検出するクランプ電流検出器48が設けられている。このクランプ電流検出器48で検出されたクランプ電流が、コンパレータ(CMP)50R、50S、50Tにおいて、電源周波数成分除去器46R、46S、46Tの検出信号とそれぞれ比較される。これらコンパレータ50R、50S、50Tの出力信号のうち1つが、選択器、例えば切換スイッチ52によって選択される。この切換スイッチ52の切換は、PWMキャリアクロック発生器20からのPWMキャリアクロックに同期して、行われる。切換の制御は、電源周波数成分除去器46R、46S、46Tの検出信号を入力し、PWMキャリアクロックに同期して、これら検出信号のうち最大のものまたは最小のもの、即ち絶対値が最大のものを表している判別器、例えば電流比較器(CCMP)54の比較結果によって行われる。例えば、電源周波数成分除去器46Rの検出信号が最大または最小であると、コンパレータ50Rの出力信号が切換スイッチ52によって選択され、電源周波数成分除去器46Sの検出信号が最大または最小であると、コンパレータ50Sの出力信号が切換スイッチ52によって選択され、電源周波数成分除去器46Tの検出信号が最大または最小であると、コンパレータ50Tの出力信号が切換スイッチ52によって選択される。

[0024] 選択されたコンパレータ50R、50Sまたは50Tの出力信号は、ゲート信号分配器56に供給される。ゲート信号分配器56には、電流比較器54での比較結果(電源周波数成分除去器46R、46S、46Tの検出信号をのうち最大のものまたは最小のものを表したもの)も供給されている。ゲ

ート信号分配器 56 は、これらに基づいて、PWMコンバータ部 38 のいずれの IGBT 40 を導通させるかを決定する。

[0025] 例えば、PWMコンバータ部 38 の IGBT 40 を図 2 a に示すようにそれぞれ Q_r 、 Q_s 、 Q_t 、 Q_{-r} 、 Q_{-s} 、 Q_{-t} と名付けると、図 2 b の欄 1 に示すように、交流電源 4 の R 相の値が最大で、極性が正の場合、 Q_s 、 Q_t 、 Q_{-r} を導通させる。図 2 b の欄 2 に示すように交流電源 4 の S 相の値が最大で、極性が正の場合、 Q_r 、 Q_t 、 Q_{-s} を導通させる。図 2 b の欄 3 に示すように交流電源 4 の T 相の値が最大で、極性が正の場合、 Q_r 、 Q_s 、 Q_{-t} を導通させる。図 2 b の欄 4 に示すように、交流電源 4 の R 相の値が最大で、極性が負の場合、 Q_r 、 Q_{-s} 、 Q_{-t} を導通させる。図 2 b の欄 5 に示すように、交流電源 4 の S 相の値が最大で、極性が負の場合、 Q_s 、 Q_{-r} 、 Q_{-t} を導通させる。図 2 b の欄 6 に示すように、交流電源 4 の T 相の値が最大で、極性が負の場合、 Q_t 、 Q_{-r} 、 Q_{-s} を導通させる。

[0026] これによって、図 3 a 乃至図 3 f に示すように、クランプコンデンサ 26 から放電された高調波成分と逆極性の電流が LC クランプフィルタ 6 の入力側に流れ、高調波成分を低減することができる。この実施形態では、PWM キャリアクロックに PWM コンバータ部 38 のスイッチング周波数を同期させているので、一度に電流補償することができる相は 1 相だけであり、3 相のうち 1 相から他の相に流れる電流で電流補償できる。実際には、3 相の高調波電流の総和は零であり、最も高調波電流の絶対値が大きい相から他の 2 相に補償電流を流せば、リップル成分のピーク値を抑制して結果的に高調波成分を低減できる。

[0027] 図 4 a は、 L （リアクトル 36 のインダクタンス）= 1 mH、 C （クランプコンデンサ 26 の容量）= 2.2 μ F、 R （放電抵抗器 32 の抵抗値）= 10 Ω でシミュレーションした場合の交流電源 4 の各相高調波成分と、3 相の高調波成分の総和波形を示している。図 4 a では、電源電流波形にリップルが重畳していることが分かる。図 4 b は図 4 a の時間軸を拡大したもので

、図 4 c は更に時間軸を拡大した波形と、各相の高調波成分の総和を示している。これから明らかなように、各相の高調波電流の総和は、3 相交流の原理と同様に零になる。例えば、高調波電流は R 相から S、T 相に流れることになる。従って、キャリア周波数の周期内であれば、3 相のうち 1 相から他の 2 相へ電流を流せば、電流補償を行うことができる。

[0028] 従って、ゲート信号分配器 5 6 によって決定されたいずれの IGBT 4 0 を導通させるかに従って、ゲートドライバ 5 8 が決定された IGBT をキャリア周期ごとに導通させる。

[0029] なお、ゲートドライバ 5 8 は、交流電源 4 から過電流が流れていることを過電流検出器 (OCD) 6 0 が検出したときには、全ての IGBT 4 0 をブロックする。このとき、同時にマトリックスコンバータ主回路 2 の動作も、過電流検出器 6 0 によって停止させられる。このとき、放電タイミングゲートドライバ (OTGD) 6 1 からの信号に基づいて放電用 IGBT スイッチ 3 4 がオンして、クランプコンデンサ 2 6 の電荷を放電させる。これによって、全ての IGBT 4 0 がブロックされたり、マトリックスコンバータ主回路 2 が動作停止されたりしたことにより、発生したサージをクランプコンデンサ 2 6 が効果的に吸収する。

[0030] また、クランプコンデンサ 2 6 の充電電圧が予め定めた基準電圧よりも低い場合にも、ゲートドライバ 5 8 は、全ての IGBT 4 0 をブロックする。そのため、クランプコンデンサ 2 6 に並列に電圧検出器 (VD) 6 2 が設けられ、この電圧検出器 6 2 での検出電圧が比較器 (CMP) 6 4 において基準電圧設定器として使用されている可変抵抗器 6 6 からの基準電圧と比較されている。比較器 6 4 は、基準電圧よりもクランプコンデンサ 2 6 の電圧が低いとき、ゲートドライバ 5 8 に、信号を供給し、ゲートドライバ 5 8 は、IGBT 4 0 をブロックする。

[0031] なお、リアクトル 3 6 のインダクタンスは、スイッチングキャリア周波数の周期でリップル電流を十分に補償できるように電流上昇率を考慮して、設定されている。このリアクトル 3 6 は、マトリックスコンバータ主回路 2 の

電源投入時にクランプコンデンサ 26 の電荷が放電されているときの突入電流を抑制する機能も兼ねている。しかし、インダクタンスをリップル補償電流の設定を優先して決めるので、インダクタンスの値によっては、突入電流を十分に抑制できないこともある。そのような場合には、図 5 に示すように、別途設けたリアクトル 68 と、クランプコンデンサ 26 側に電流を流す方向性に接続されたダイオード 70 との直列回路からなる充電器を、交流電源 4 の 1 相とクランプコンデンサ 26 の正極との間に接続することもできる。リアクトル 68 のインダクタンスを、突入電流を十分に抑制することができる値に設定して、クランプコンデンサ 26 を初期充電する。この場合、リアクトル 36 に直列に、PWM コンバータ部 38 側にのみ電流を流す方向にダイオード 72 を接続する。これらダイオード 70、72 は、それぞれ逆流防止用である。

[0032] 本発明の第 2 の実施形態の交流—交流直接変換型電力変換装置を図 6 乃至図 9 に示す。第 1 の実施形態の交流—交流直接変換型電力変換装置は、クランプコンデンサ 26 の電圧が電源電圧よりも高いことを前提としたもので、電源電圧がクランプコンデンサ 26 の電圧に近い場合には十分な補償電流を流すことができない可能性がある。この点を改善したのが、第 2 の実施形態の交流—交流直接変換型電力変換装置である。

[0033] この実施形態では、図 6 に示すように、リアクトル 36 の PWM コンバータ部 38 側の端部とクランプ回路 24 の負の出力側との間にチョッパ用スイッチ、例えばチョッパ用 IGBT 74 を設け、さらにクランプコンデンサ 26 に並列に逆流防止用ダイオード 76 を介してフィルタ用コンデンサ 78 を設けることによって、チョッパ回路を構成している。チョッパ用 IGBT 74 をオンさせたときに、クランプコンデンサ 26 とリアクトル 36 とを共振させ、電源電圧よりも高い電圧を発生させ、それに基づく電流を補償電流として PWM コンバータ部 38 を介して LC フィルタ 6 の入力側に流すのが本来である。しかし、クランプコンデンサ 26 は比較的容量が大きいので、キャリア周波数の周期内に、共振による電流が立ち上がらない可能性がある。

そこで、容量の小さいフィルタ用コンデンサ 78 を設け、これとリアクトル 36 とを共振させるようにしている。

[0034] なお、リアクトル 36 の PWM コンバータ部 38 側の端部は、逆流防止用ダイオード 80 を介して PWM コンバータ部 38 の正の入力側に接続されている。また、この正の入力側には、環流用ダイオード 82 のアノードが接続され、カソードがリアクトル 36 のクランプコンデンサ 26 側の端部に接続されている。

[0035] 図 7 a に示すようにチョッパ用 IGBT 74 をオンさせると、図示するように電流が流れ、フィルタ用コンデンサ 78 の電荷エネルギーがリアクトル 36 に電流エネルギーとして蓄積される。この状態で、チョッパ用 IGBT 74 をオフにすると、図 7 b に示すように、リアクトル 36 から逆流防止用ダイオード 80 から PWM コンバータ部 38 のオンされている正側の 1 つの IGBT 40、同図では R 相の IGBT を介して補償電流 I_p が LC フィルタ 6 の R 相の入力側に流れ込み、LC フィルタ 6 の T 相から PWM コンバータ部 38 のオンされている T 相の IGBT 40、環流ダイオード 28 を介してリアクトル 36 に流れる。IGBT 40 がオフにされた後には、図 7 c に示すように、リアクトル 36 のエネルギーは、逆流阻止用ダイオード 80、環流用ダイオード 82 を環流するが、図示していない環流用ダイオード 82 に直列に接続した抵抗器でエネルギーが消費され急速に減衰する。

[0036] 図 8 a 乃至図 8 c はクランプコンデンサ 26 の電流 I_c 、電圧 V_c 、リアクトル 36 を流れる電流 I_L 、補償電流 I_p を示したもので、図 8 a はチョッパ用 IGBT 74 のオン時間が短い場合を示し、図 8 b はチョッパ用 IGBT 74 のオン時間が長い場合を示している。クランプコンデンサ 26 の電流 I_c は、図 8 a、図 8 b に破線で示すように正弦波状に変化するが、そのピーク値まで放電すると、クランプコンデンサ 26 の電圧の極性が反転する。そこで、ピーク値を超える前にチョッパ用 IGBT 74 をオフにして、補償電流 I_p の大きさを調整している。

[0037] 図 9 は、電源電流に含まれるリップルと補償したいリップルと、補償する

ために流す補償電流を示したもので、補償したいリップル成分に応じて後述するようにして定めたチョッパ電流目標値 I_{cp} に応じて、キャリア周期の半周期の開始時からPWMコンバータ部38のIGBT40が導通を開始するまでの時間が決定され、その後、予め定めた時間だけIGBT40が導通させられる。この導通期間は、その後の半周期の終了時までダイオード80、82等における環流時定数が充分にとれるように設定されている。

[0038] チョッパ電流目標値 I_{cp} は、図6に示す電流センサ42R、42T、電流検出器44R、44T、電源周波数成分除去器46R、46Tによって検出されたR相及びT相の電源電流から電源周波数成分を除去したものに基づいて、電源チョッパ電流目標値演算器84によって演算される。この演算は、キャリア周期ごとに必要であるので、PWMキャリアクロック発生器20からのキャリア信号に同期して行われている。このチョッパ電流目標値 I_{cp} と、チョッパ用IGBT74に直列に接続されたチョッパ電流検出器86によって検出されたチョッパ電流とが比較器(CMP)88によって比較され、チョッパ電流目標値 I_{cp} にチョッパ電流が一致したとき、チョッパIGBTゲート信号発生器(GSG)90の信号がゲートドライバ92に供給されて、チョッパ用IGBT74がオフとされる。即ち、チョッパIGBTゲート信号発生器90も、PWMキャリアクロック発生器20からのキャリア信号に同期しており、キャリア周期の開始時点で、チョッパ用IGBT74をオンしており、上述したように、チョッパ電流目標値 I_{cp} にチョッパ電流が一致したとき、チョッパ用IGBT74をオフしている。

[0039] 電流センサ42R、42Tの出力信号は、2相3相変換器(2-3C)94に供給されて、この2相3相変換器94の出力信号に基づいてゲート信号分配器96が、PWMコンバータ部38のいずれの相のIGBT40を導通させるかを定め、ゲートドライバ58に供給する。

[0040] 第3の実施形態の交流-交流直接変換型電力変換装置を図10、図11に示す。この交流-交流直接変換型電力変換装置は、図10に示すように、クランプ回路として動作させるためのダイオードブリッジ回路100を設け、

PWMコンバータ部38は、180度導通型の電流型コンバータとして作動させるものである。第2の実施形態と同等部分には同一符号を付して、その説明を省略する。

[0041] PWMコンバータ部38は、図11に示す6つのパターンで、常に正極側及び負極側のIGBT40がオンするようにゲート信号分配器96が決定する。なお、PWMコンバータ38は、上述したように180度導通型の電流型コンバータとして作動するので、その出力側にはACリアクトル102が挿入されている。

[0042] なお、図12に示すようにPWMコンバータ部38aのスイッチング素子をMOSFET40aによって構成することもできる。MOSFET40aを使用することによって、高速スイッチングを行うことができる。

請求の範囲

[請求項1]

多相交流電源からの交流出力が入力側に供給され、前記交流出力を直接に別の交流出力に変換して出力側から出力する電力変換器と、

この電力変換器の入力側と前記交流電源との間に接続されたLCフィルタと、

前記電力変換器の出力側に入力側が接続されたダイオードブリッジ整流器と、

このダイオードブリッジ整流器の出力側に入力側が接続され、出力側が前記LCフィルタの入力側に接続され、複数のスイッチング素子で構成されているブリッジ変換器と、

前記ダイオードブリッジ整流器の出力側と前記ブリッジ変換器の入力側との間に接続され、少なくともコンデンサを有するクランプと、

前記ダイオードブリッジ整流器の出力側と前記ブリッジ変換器の入力側との間であって、前記クランプより前記ブリッジ変換器側に配置され、少なくともリアクトルを有する電流源と、

前記交流電源の相電流を検出する複数の電流検出器と、

これら電流検出器の検出信号から前記交流電源の電源周波数成分を除去する複数の電源周波数成分除去器と、

これら電源周波数成分除去器の出力信号と、前記電流源のリアクトルを流れる電流とをそれぞれ比較する複数の比較器と、

前記各電源周波数成分除去器の出力信号のうち最大または最小のものを判別する判別器と、

この判別器の判別結果に対応する比較器の出力信号を選択し、かつ前記判別器の判別結果に従って、前記ブリッジ変換器のスイッチング素子を選択し、選択されたスイッチング素子を比較器の出力信号に基づいて制御する制御器とを、

具備する交流－交流直接変換型電力変換装置。

[請求項2]

請求項1記載の交流－交流直接変換型電力変換装置において、

前記クランプのコンデンサの電圧を監視する電圧監視器を設け、前記制御器は、前記電圧監視器によって監視された前記コンデンサの電圧が予め定めた基準値よりも低いとき、前記ブリッジ変換器を停止させる交流－交流直接変換型電力変換装置。

[請求項3] 請求項 1 または 2 記載の交流－交流直接変換型電力変換装置において、前記クランプの前記コンデンサを、初期充電する充電器を備えた交流－交流直接変換型電力変換装置。

[請求項4] 請求項 1 記載の交流－交流直接変換型電力変換装置において、前記電流源のリアクトルに直列に第 1 のダイオードが接続され、第 1 のダイオードは前記ブリッジ変換器の入力側に電流が流れる方向に接続され、前記クランプのコンデンサに直列回路が接続され、この直列回路は、別のリアクトルと、この別のリアクトルと直列に接続された第 2 のダイオードとを有し、第 2 のダイオードは前記クランプのコンデンサに電流が流れる方向に接続されている交流－交流直接変換型電力変換装置。

[請求項5] 多相交流電源からの交流出力が入力側に供給され、前記交流出力を直接に別の交流出力に変換して出力側から出力する電力変換器と、

 この電力変換器の入力側と前記交流電源との間に接続された LC フィルタと、

 前記電力変換器の出力側に入力側が接続されたダイオードブリッジ整流器と、

 このダイオードブリッジ整流器の出力側に入力側が接続され、出力側が前記 LC フィルタの入力側に接続され、スイッチング素子で構成されたブリッジ変換器と、

 前記ダイオードブリッジ整流器の出力側と前記ブリッジ変換器の入力側との間に接続され、少なくともコンデンサを有するクランプと、

 前記ダイオードブリッジ整流器の出力側と前記ブリッジ変換器の入力側との間であって、前記クランプより前記ブリッジ変換器側に配置

され、少なくともリアクトルを有する電流源と、

この電流源のリアクトルと共に、チョッパを構成するチョッパ用スイッチング素子と、

このチョッパ用スイッチング素子を流れる電流を検出するチョッパ電流検出器と、

前記交流電源の少なくとも2相電流を検出する複数の電源電流検出器と、

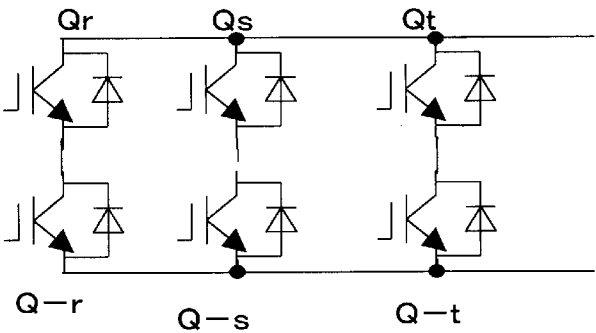
これら電源電流検出器の検出信号から前記交流電源の電源周波数成分を除去する複数の電源周波数成分除去器と、

これら電源周波数成分除去器の出力信号から目標値を算出し、この目標値と前記チョッパ電流検出器のチョッパ電流とを比較し、この比較結果に応じて前記ブリッジ変換器のスイッチング素子を制御する制御器とを、具備する交流－交流直接変換型電力変換装置。

[請求項6] 請求項5記載の交流－交流直接変換型電力変換装置において、前記クランプのコンデンサの両端間に入力側が接続され、出力側が前記LCフィルタの入力側に接続されたダイオードブリッジ回路が設けられた交流－交流直接変換型電力変換装置。

[請求項7] 請求項6記載の交流－交流直接変換型電力変換装置において、前記ブリッジ変換器の前記各スイッチング素子がMOSFETである交流－交流直接変換型電力変換装置。

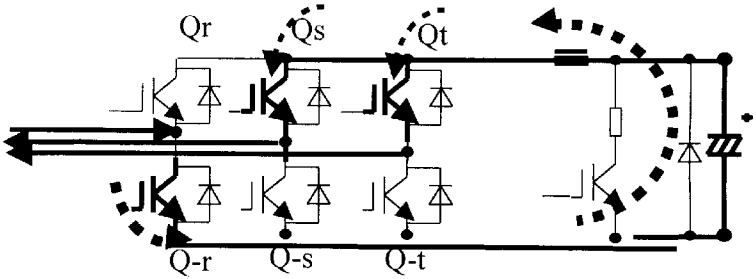
[図2a]



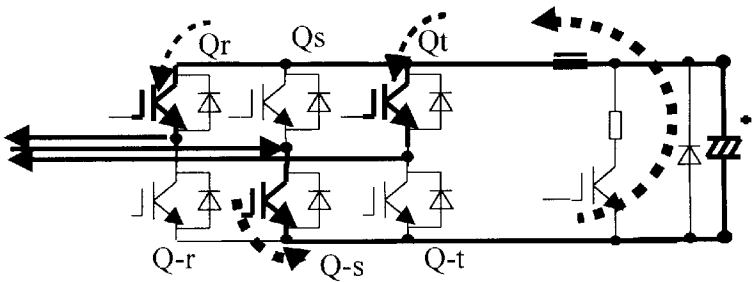
[図2b]

	相	高周波電流の 大きさ	電流の方向 (電源からを+)	点弧IGBT					
				Qr	Qs	Qt	Q-r	Q-s	Q-t
1	R	大	+		○	○	○		
	S								
	T								
2	R	大	+	○		○		○	
	S								
	T								
3	R	大	+	○	○				○
	S								
	T								
4	R	大	-	○				○	○
	S								
	T								
5	R	大	-		○		○		○
	S								
	T								
6	R	大	-			○	○	○	
	S								
	T								

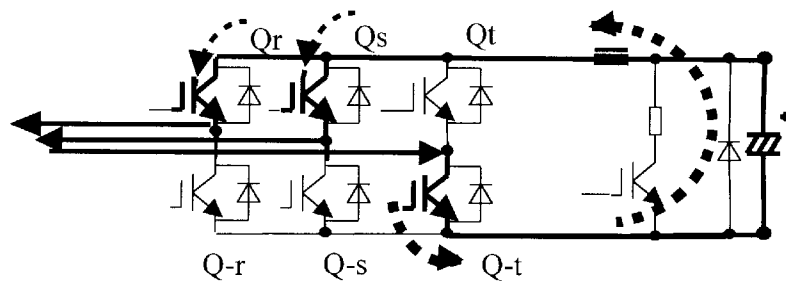
[図3a]



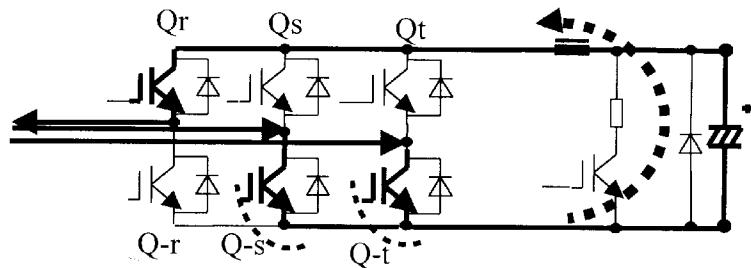
[図3b]



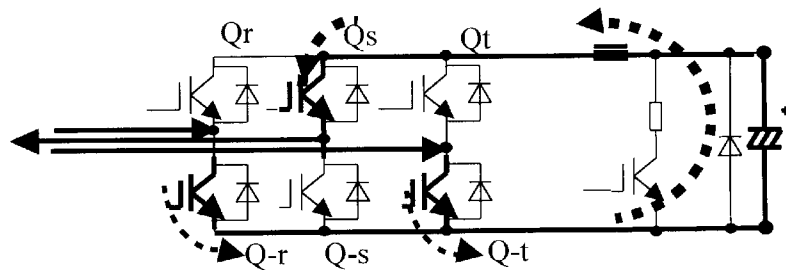
[図3c]



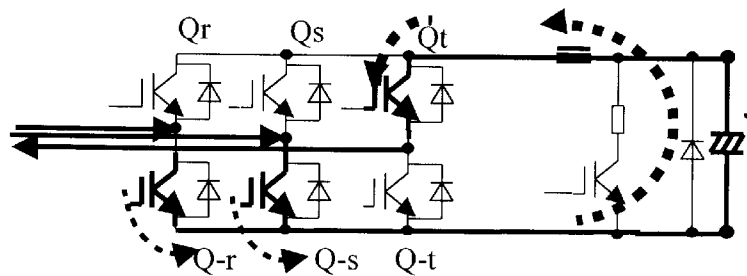
[図3d]



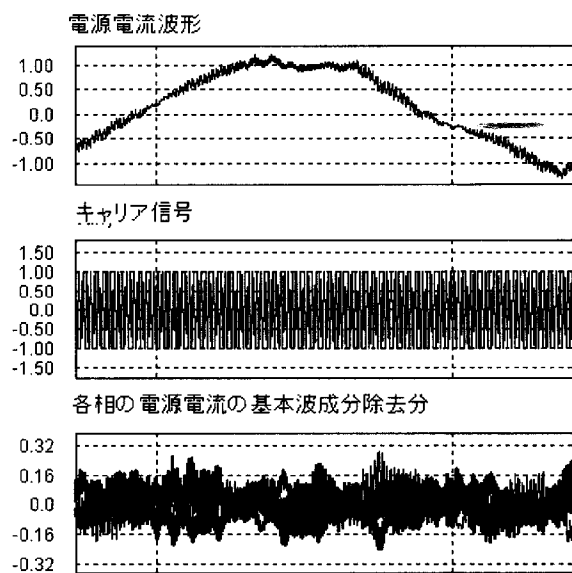
[図3e]



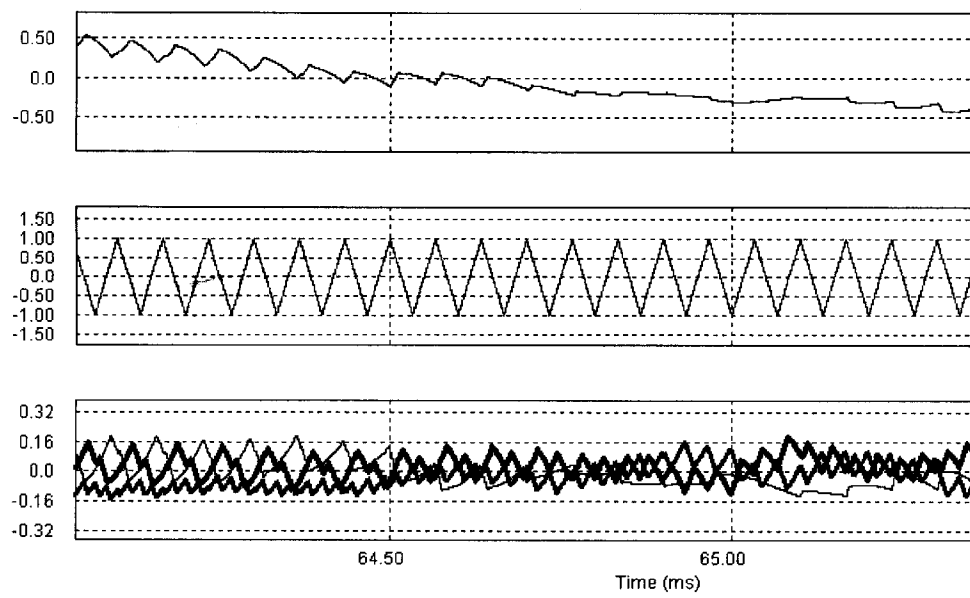
[図3f]



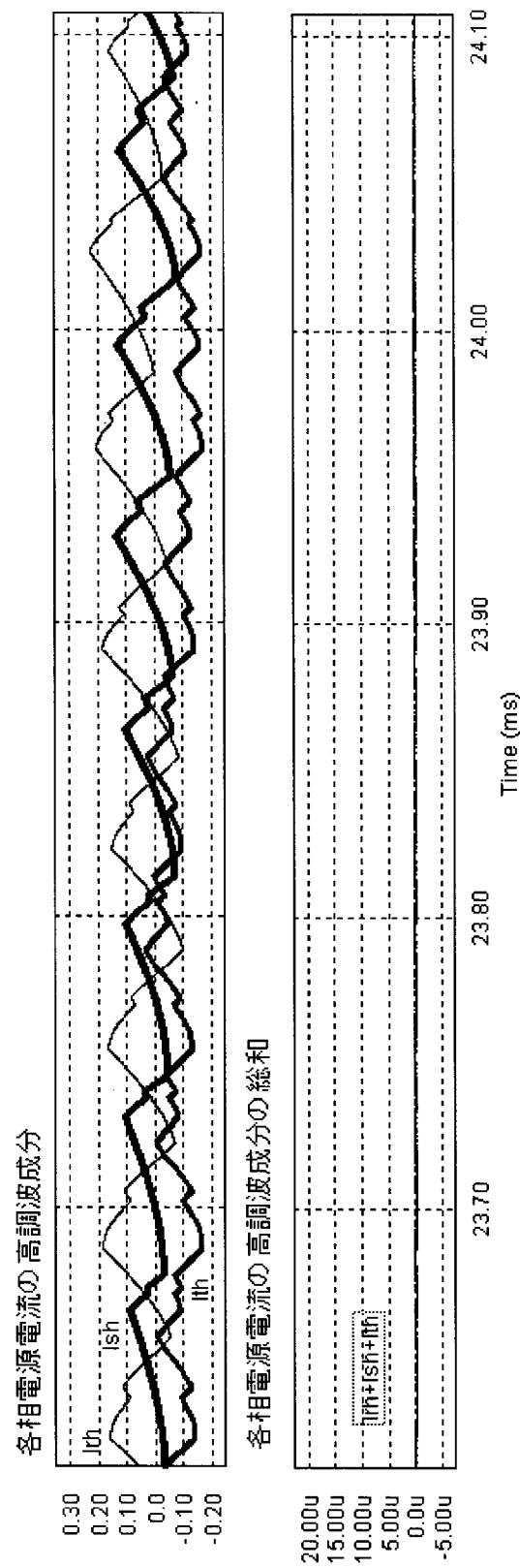
[図4a]



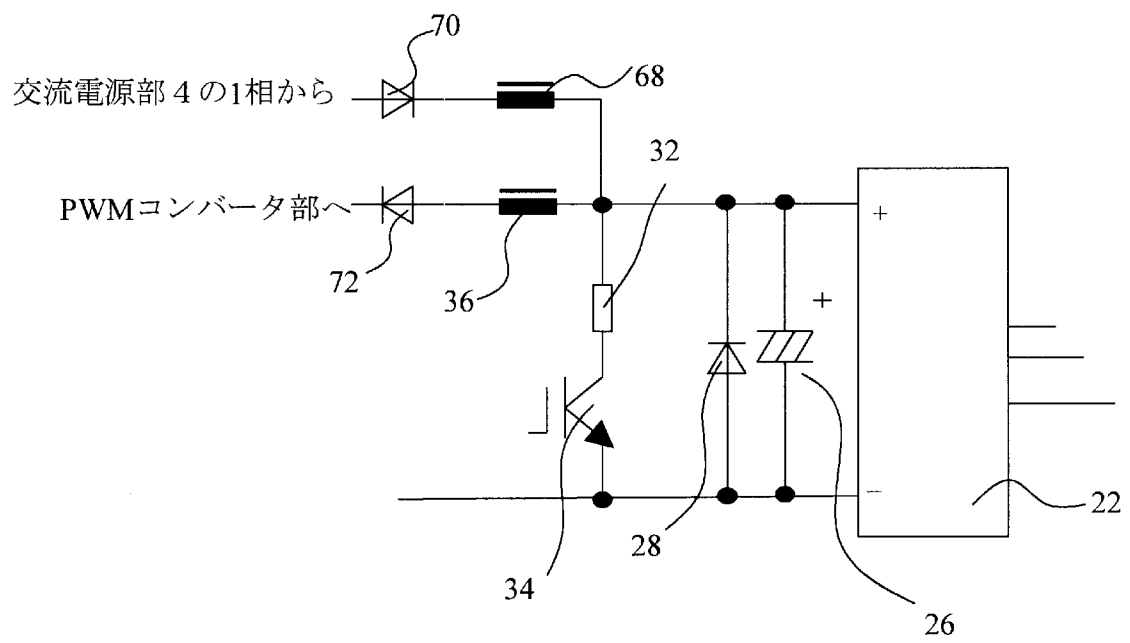
[図4b]



[図4c]

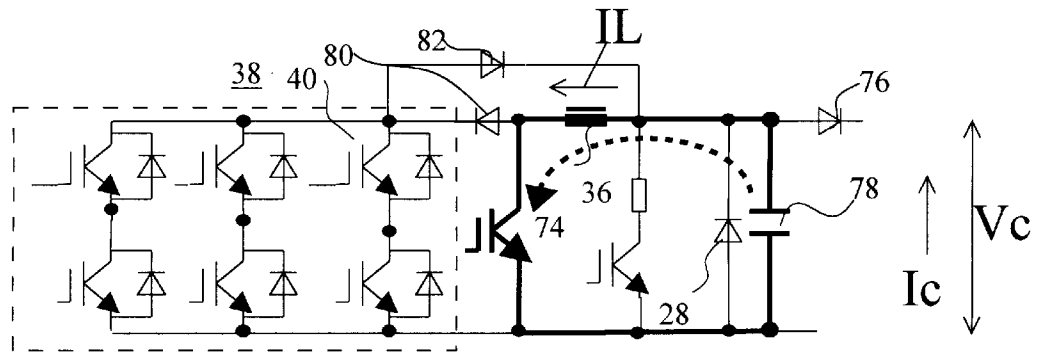


[図5]

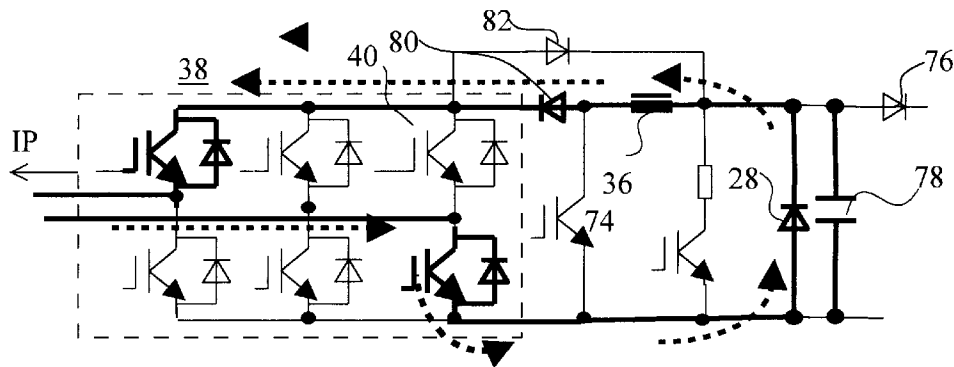


[illegible]

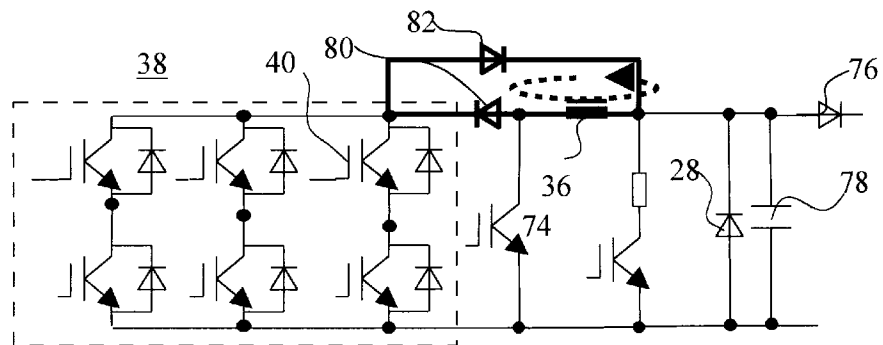
[図7a]



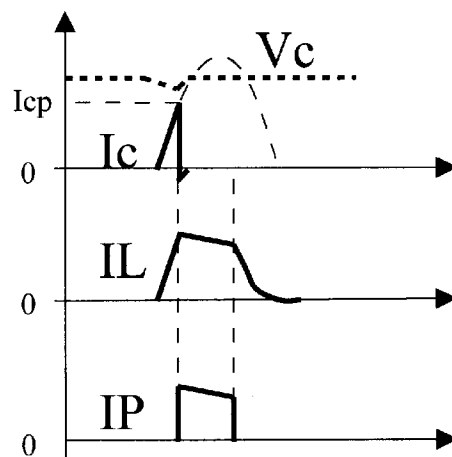
[図7b]



[図7c]

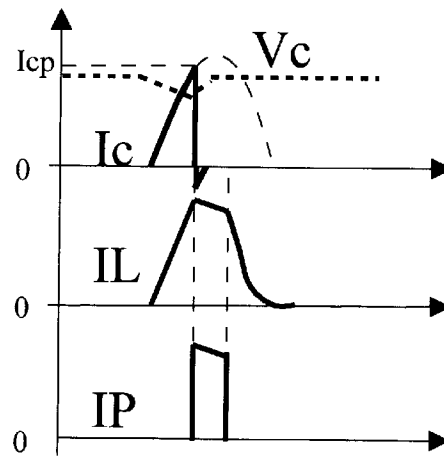


[図8a]



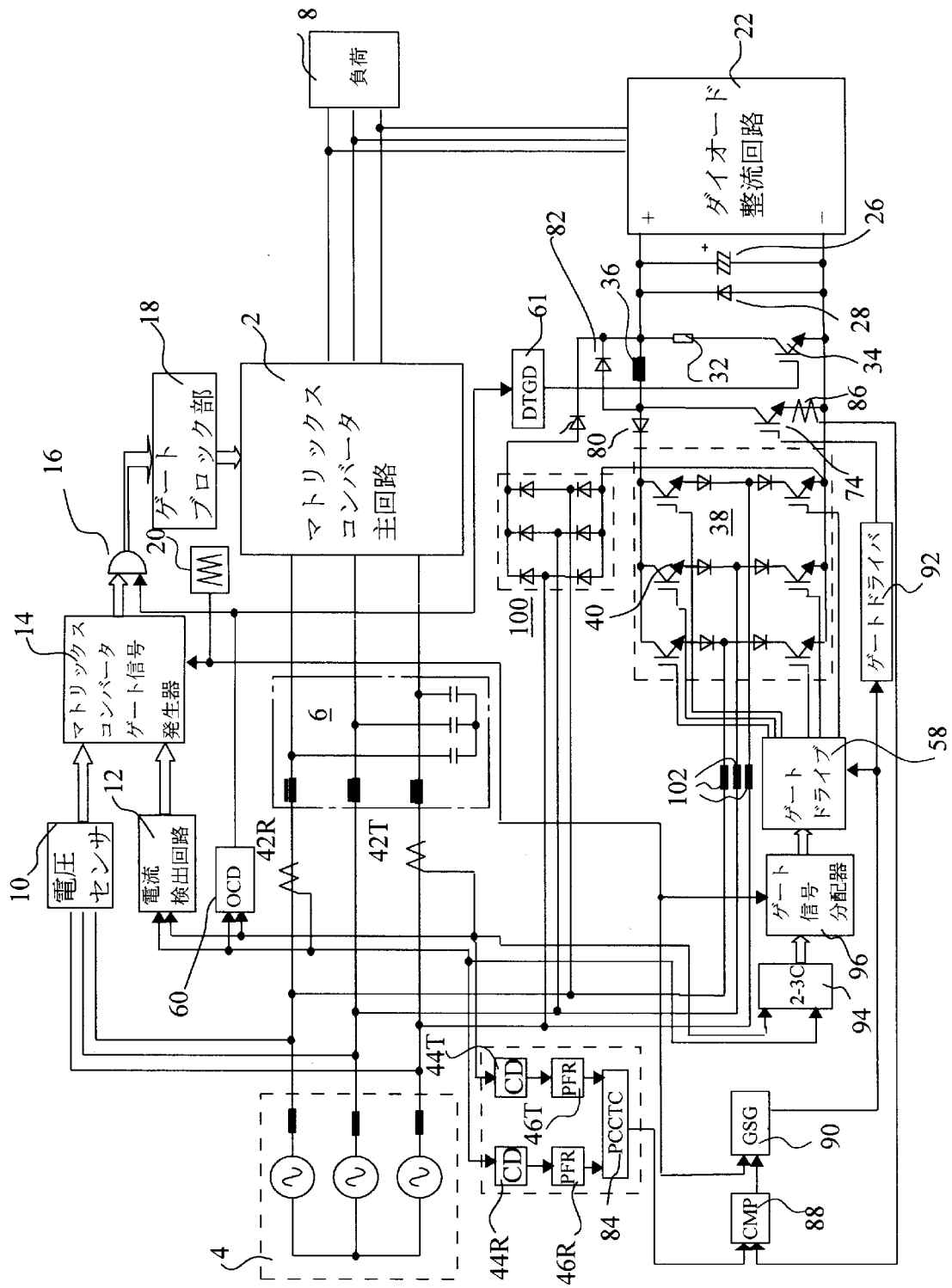
チョッパIGBTのON時間が
短い場合

[図8b]

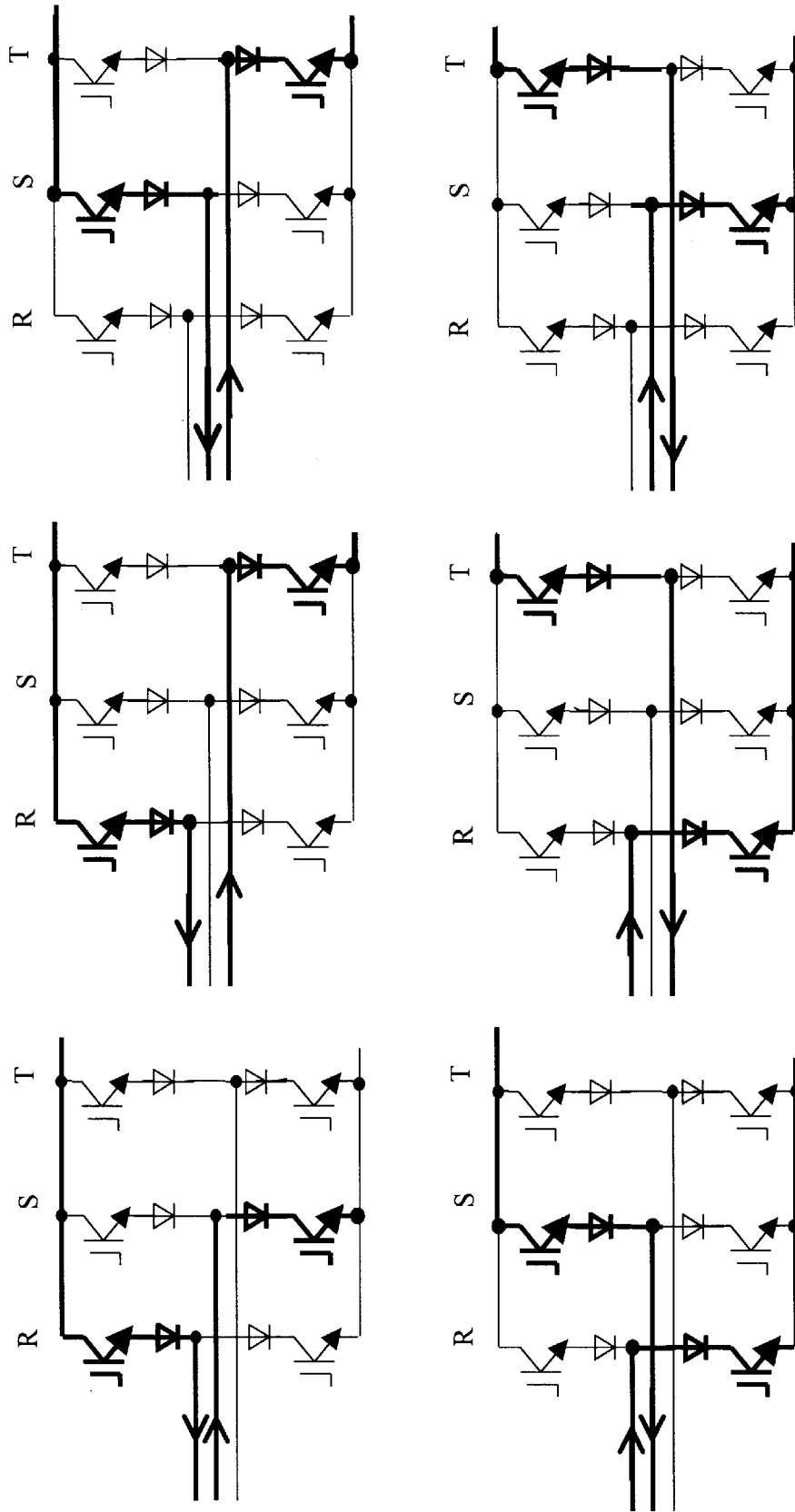


チョッパIGBTのON時間が
長い場合

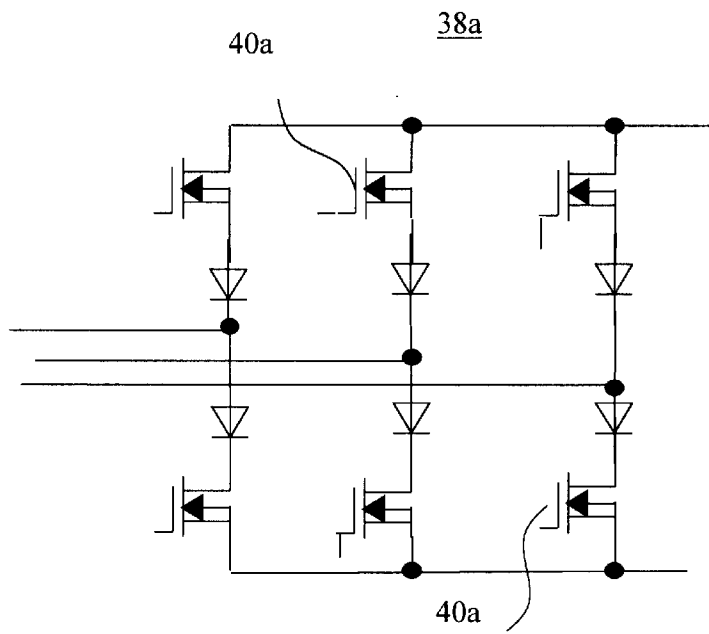
[図10]



[図11]



[図12]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2009/067892

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M5/297(2006.01) i, H02M1/12(2006.01) 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)

H02M5/297, H02M1/12

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	1996-2010
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2010	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2010

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 2008-79381 A (Toyo Electric Mfg. Co., Ltd.), 03 April 2008 (03.04.2008), paragraphs [0011] to [0019]; fig. 1 to 5 (Family: none)	1-7
A	JP 2007-221844 A (Yaskawa Electric Corp.), 30 August 2007 (30.08.2007), paragraphs [0010] to [0014]; fig. 1 to 4 (Family: none)	1-7
A	JP 2006-109582 A (Yaskawa Electric Corp.), 20 April 2006 (20.04.2006), paragraphs [0025] to [0054]; fig. 1 to 9 (Family: none)	1-7

☒ 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
06 January, 2010 (06.01.10)

Date of mailing of the international search report
19 January, 2010 (19.01.10)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2009/067892

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 2006-74904 A (Fuji Electric Holdings Co., Ltd.), 16 March 2006 (16.03.2006), paragraphs [0019] to [0031]; fig. 1 to 4 (Family: none)	1-7
A	JP 2005-354780 A (Fuji Electric Holdings Co., Ltd.), 22 December 2005 (22.12.2005), paragraphs [0020] to [0033]; fig. 1 to 3 (Family: none)	1-7
A	JP 2000-139076 A (Yaskawa Electric Corp.), 16 May 2000 (16.05.2000), paragraphs [0005] to [0017]; fig. 1 to 7 & US 6351397 B1 & EP 1154552 A1 & WO 2000/027019 A1 & CN 1325559 A	1-7

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H02M5/297 (2006.01)i, H02M1/12 (2006.01)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 (I P C))

Int.Cl. H02M5/297, H02M1/12

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	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 0 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 0 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 0 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 2008-79381 A (東洋電機製造株式会社) 2008.04.03, 【0011】 - 【0019】, 図 1-5 (ファミリーなし)	1 - 7
A	JP 2007-221844 A (株式会社安川電機) 2007.08.30, 【0010】 - 【0014】, 図 1-4 (ファミリーなし)	1 - 7
A	JP 2006-109582 A (株式会社安川電機) 2006.04.20, 【0025】 - 【0054】, 図 1-9 (ファミリーなし)	1 - 7

☒ 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

0 6 . 0 1 . 2 0 1 0

国際調査報告の発送日

1 9 . 0 1 . 2 0 1 0

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (I S A / J P)

郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5

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)

櫻田 正紀

3 V

2 9 1 7

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 5 7

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 2006-74904 A (富士電機ホールディングス株式会社) 2006. 03. 16, 【0019】－【0031】, 図 1-4 (ファミリーなし)	1－7
A	JP 2005-354780 A (富士電機ホールディングス株式会社) 2005. 12. 22, 【0020】－【0033】, 図 1-3 (ファミリーなし)	1－7
A	JP 2000-139076 A (株式会社安川電機) 2000. 05. 16, 【0005】－【0017】, 図 1-7 & US 6351397 B1 & EP 1154552 A1 & WO 2000/027019 A1 & CN 1325559 A	1－7