

(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
2012 年 7 月 26 日(26.07.2012)



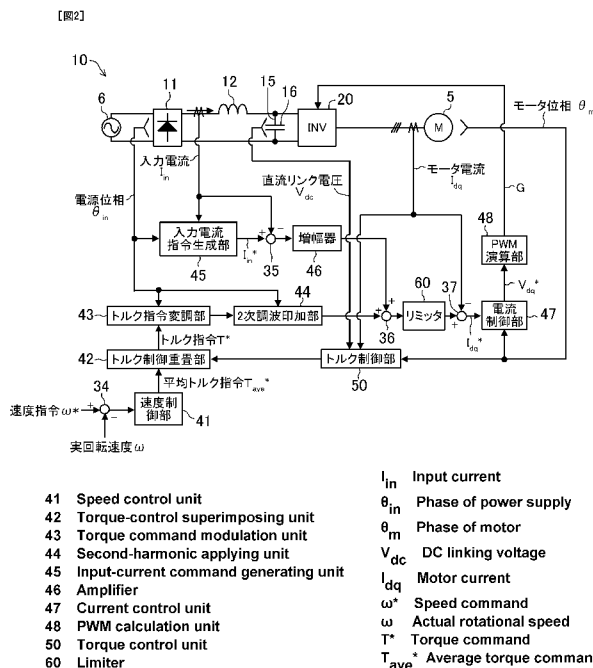
(10) 国際公開番号
WO 2012/098628 A1

- (51) 国際特許分類:
H02P 6/16 (2006.01) *H02P 6/10* (2006.01)
H02M 7/48 (2007.01) *H02P 27/06* (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2011/007364
- (22) 国際出願日: 2011 年 12 月 28 日(28.12.2011)
- (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 2011-007775 2011 年 1 月 18 日(18.01.2011) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): ダイキン工業株式会社 (DAIKIN INDUSTRIES, LTD.) [JP/JP]; 〒5308323 大阪府大阪市北区中崎西 2 丁目 4 番 1 2 号 梅田センタービル Osaka (JP).
- (72) 発明者: および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 小川 卓郎 (OGAWA, Takurou) [JP/JP]; 〒5258526 滋賀県草津市岡本町字大谷 1 0 0 0 番地の 2 ダイキン工業株式会社 滋賀製作所内 Shiga (JP). 関本 守満 (SEKIMOTO, Morimitsu) [JP/JP]; 〒5258526 滋賀県草津市岡本町字大谷 1 0 0 0 番地の 2 ダイキン工業株式会社 滋賀製作所内 Shiga (JP).
- (74) 代理人: 前田 弘, 外 (MAEDA, Hiroshi et al.); 〒5410053 大阪府大阪市中央区本町 2 丁目 5 番 7 号 大阪丸紅ビル Osaka (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, 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, QA, RO, RS, RU, RW, 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, MD, 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, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

[続葉有]

(54) Title: POWER CONVERSION APPARATUS

(54) 発明の名称: 電力変換装置



(57) Abstract: A power conversion apparatus is provided with a conversion unit (20) that converts power coming from the side of an AC power-supply (6) into AC power having a prescribed frequency, using the switching functions of a plurality of switching elements (Sr, Ss, St, Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz), and outputs the converted AC power to a motor (5). The power conversion apparatus is also provided with a control unit (40) that conducts a torque-control operation such that the output torque of the motor (5) will include therein a power-supply pulsating component, which is a pulsating component having a frequency that is an integer multiple of the frequency of the output of the AC power-supply (6), and such that the output torque will fluctuate in accordance with fluctuations in the load-torque of the motor (5). The control unit (40) also obtains the peak current value when the timings of the peak of the power-supply pulsating component and the peak of the fluctuating component of the load-torque coincide or roughly coincide, and reduces the fluctuating range of the output torque so that the peak current value will not exceed a prescribed upper-limit value.

(57) 要約:

[続葉有]



添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

交流電源 (6) 側からの電力を複数のスイッチング素子 (Sr, Ss, St, Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz) のスイッチング動作によって所定の周波数の交流電力に変換し、該交流電力をモータ (5) に出力する変換部 (20) を設ける。モータ (5) の出力トルクが、交流電源 (6) の出力電圧の周波数の整数倍の脈動成分である電源脈動成分を含み、且つモータ (5) の負荷トルク変動に応じて変動するようにトルク制御動作を行うとともに、電源脈動成分のピークと負荷トルク変動成分のピークとのタイミングが一致もしくは略一致したときのピーク電流値を求め、該ピーク電流値が所定の上限值を超えないように、出力トルクの変動幅を低減させる制御部 (40) を設ける。

明 細 書

発明の名称：電力変換装置

技術分野

[0001] 本発明は、モータを制御する電力変換装置に関するものである。

背景技術

[0002] 従来より、圧縮機等のモータを制御する電力変換装置が広く知られている。

[0003] 例えば特許文献 1 には、圧縮機の一回転中の負荷トルクの脈動に応じて、モータの出力トルクを変動させる電力変換装置が開示されている。即ち、例えば図 18 に示すように、1 シリンダ式の圧縮機では、ピストンが一回転する際、その回転角に応じて圧縮トルクが変動し、これに伴いモータの負荷トルクも脈動する。そこで、特許文献 1 の電力変換装置では、この負荷トルクの脈動に同期するように、モータの出力トルクを変動させている。これにより、圧縮機の運転時における振動を抑制している。

[0004] 一方、特許文献 2 には、出力電圧を平滑するコンデンサの容量が極めて小さい電力変換装置が開示されている。具体的に、この電力変換装置は、コンバータ回路と、該コンバータ回路に並列に接続される直流リンク部と、複数のスイッチング素子を有するインバータ回路とを備えている。コンバータ回路では、交流電源の電源電圧が全波整流されて直流リンク部へ出力される。直流リンク部には、静電容量が極めて小さいコンデンサが接続されている。具体的に、このコンデンサは通常の平滑コンデンサの $1/100$ 程度の静電容量しか有していない。このため、直流リンク部からは、整流後の電圧が平滑化されずに脈動した直流電圧として出力される。インバータ回路は、この直流電圧を交流電力に変換し、この電力をモータに供給してモータを駆動する。特許文献 2 の電力変換装置は、このようにコンデンサを小容量することで、電力変換装置の小型化、低コスト化を図っている。

[0005] 更に、特許文献 3 では、特許文献 2 に開示のようなコンデンサの容量が小

さい電力変換装置について、上記のようなトルク制御を行うものが開示されている。つまり、直流リンク部のコンデンサの静電容量が小さいと、インバータ回路への出力電圧も、脈動成分を有することになる。そこで、特許文献3では、モータの負荷トルクの脈動成分と、電源電圧の出力電圧の脈動成分が出力トルクに含まれるようにして、モータの負荷トルクに応じて出力トルクを変動させ、圧縮機の振動を低減している。

先行技術文献

特許文献

[0006] 特許文献1：特開2005-046000号公報

特許文献2：特開2002-51589号公報

特許文献3：特許第4192979号

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0007] ところで、特許文献3に開示のようなトルク制御動作においては、モータの負荷トルクの脈動成分のピークと、電源電圧に同期する直流リンク電圧の脈動成分のピークとが一致するタイミングにおいて、出力トルクの増大に伴いモータの電流値が上昇する。このため、このようなモータの電流値の増大に伴い、スイッチング素子の破壊を招いたり、モータ磁石の減磁を招いたりする、という不具合が生じる。このような不具合の対策として、例えば特許文献3には、モータの電流値を検出し、この電流が所定の上限値を越えると、出力トルクを低減させる制御が開示されている。

[0008] しかしながら、直流リンク電圧の脈動成分と、負荷トルクの脈動成分とはそれぞれ異なる周波数で脈動するため、両者の成分のピークのタイミングは必ずしも一致しない。このため、両者のピークがずれているタイミングでモータの電流を検出しても、この電流値は比較的低い値となるため、所望とするピーク電流を検出することができない。その結果、モータの出力トルクの変動幅を正確に制限することができず、上記のような不具合が生じてしまう

可能性がある。

[0009] 本発明は、かかる点に鑑みてなされたものであり、その目的は、トルク制御動作において、モータ電流の上昇を確実に検出できる電力変換装置を提案することである。

課題を解決するための手段

[0010] 第1の発明は、複数のスイッチング素子 (Sr, Ss, St, Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz) を有し、交流電源 (6) 側からの電力を前記複数のスイッチング素子 (Sr, Ss, St, Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz) のスイッチング動作によって所定の周波数の交流電力に変換し、該交流電力をモータ (5) に出力する変換部 (20) と、上記モータ (5) の出力トルクが、上記交流電源 (6) の出力電圧の周波数の整数倍の脈動成分である電源脈動成分を含み、且つ上記モータ (5) の負荷トルク変動に応じて変動するようにトルク制御動作を行うとともに、上記電源脈動成分のピークと上記負荷トルク変動成分のピークとのタイミングが一致もしくは略一致したときのピーク電流値を求め、該ピーク電流値が所定の上限値を超えないように、上記出力トルクの変動幅を低減させる制御部 (40) と、を備えていることを特徴とする。

[0011] なお、ここでいう交流電源 (6) の出力電圧とは、例えば直流リンク部を有する電力変換装置である場合、直流リンク部の出力電圧 (即ち、交流電源 (6) に同期する脈動成分を含む出力電圧) も含むものである。

[0012] 第1の発明では、制御部 (40) が、モータ (5) の出力トルクに交流電源 (6) の出力電圧の脈動成分が含まれるように、モータ (5) の出力トルクを脈動させる。また、制御部 (40) は、モータ (5) の負荷トルクの変動に応じてモータ (5) の出力トルクを変動させる、トルク制御動作を行う。

[0013] また、第2の発明は、第1の発明において、上記制御部 (40) は、所定の判定時間において上記ピーク電流値を保持するピークホールド部 (55) と、該ピークホールド部 (55) で保持されたピーク電流値が所定の上限値を越えると、上記モータ (5) の出力トルクの変動幅を低減させるトルク制御量調整部 (54) とを備えていることを特徴とする。

- [0014] このトルク制御動作において、ピークホールド部（55）がモータ（5）の電流の最大値をピーク電流として保持することで、モータ（5）のピーク電流を確実に導出することができる。この点について詳細に説明する。
- [0015] 上述のように、モータ（5）の電流は、モータ（5）の負荷トルクのピークと、交流電源（6）の出力電圧のピークとのタイミングが、一致した時に最も大きくなる。ところが、モータ（5）の負荷トルクの脈動の周期と、交流電源（6）の出力電圧の脈動の周期とは、必ずしも同じでないため、両者のピークが一致しないタイミングでモータ（5）の電流を検出しても、この電流値は比較的小さい値となってしまう。つまり、両者のピークが一致するタイミングにおいて、モータ（5）の電流を検出しなければ、トルク制御動作時に生じるモータ（5）のピーク電流を確実に導出することができない。
- [0016] そこで、本発明では、ピークホールド部（55）がモータ（5）の電流の最大値を所定の判定期間毎に保持するようにしている。これにより、この判定期間において、モータ（5）の負荷トルクのピークと、電源電圧の出力電圧のピークとがほぼ重なるタイミングでピーク電流を導出できる。トルク制御量調整部（54）は、このようにして導出したピーク電流が所定の上限値を越えると、モータ（5）の出力トルクの変動幅を低減させる制御を行う。
- [0017] 第3の発明は、第2の発明において、上記制御部（40）は、上記ピークホールド部（55）の判定期間中に、上記負荷トルクの脈動成分のピークと上記電源脈動成分とが一致もしくは略一致するように、上記モータ（5）の運転周波数（ f_c ）を補正する速度指令調整部（72）を備えていることを特徴とする。
- [0018] 第3の発明では、ピークホールドの判定期間において、速度指令調整部（72）によって、モータ（5）の負荷トルクのピークと、直流リンク部（15）の出力電圧のピークのタイミングとを一致もしくは略一致させることができる。その結果、この判定期間において、モータ（5）のピーク電流を確実に導出することができる。
- [0019] 第4の発明は、第2又は第3の発明において、上記制御部（40）は、上記

交流電源（６）の出力電圧の周波数と、上記モータ（５）の運転周波数とに基づいて、上記モータ（５）の負荷トルクのピークと上記交流電源（６）の出力電圧のピークとが一致もしくは略一致するタイミングが存在する周期を導出する周期導出部（７１）を備え、上記速度指令調整部（７２）は、上記周期導出部（７１）で導出される周期が、上記ピークホールド部（５５）の判定期間以下となるように、上記モータ（５）の運転周波数を補正することを特徴とする。

[0020] 第４の発明では、周期導出部（７１）によって、交流電源（６）の出力電圧の周波数と、モータ（５）の運転周波数とに基づいて、交流電源（６）の出力電圧のピークと、モータ（５）の負荷トルクのピークとのタイミングが一致もしくは略一致する周期が導出される。速度指令調整部（７２）は、このようにして導出された周期が、ピークホールド部（５５）の判定期間以下となるように、モータ（５）の運転周波数を補正する。その結果、この判定期間において、交流電源（６）の出力電圧のピークと、モータ（５）の負荷トルクのピークとのタイミングを一致もしくは略一致させてピーク電流を導出することができる。

[0021] また、第５の発明は、第１の発明において、上記制御部（４０）は、上記ピーク電流値を推定し、推定したピーク電流値が所定の上限値を超えないように、上記モータ（５）の出力トルクの変動幅を低減させることを特徴とする。

[0022] この構成では、推定により、ピーク電流値が求められる。

[0023] 第６の発明は、第１から第５の発明のいずれか１つにおいて、上記交流電源（６）からの電圧を整流するコンバータ回路（１１）と、上記コンバータ回路（１１）の出力に並列に接続されるコンデンサ（１６）を有する直流リンク部（１５）と、上記直流リンク部（１５）からの出力電圧を交流電圧に変換し、該交流電圧をモータ（５）に上記変換部としてのインバータ回路（２０）とを備え、上記コンデンサ（１６）の容量値は、上記インバータ回路（２０）の入力電圧が大きく脈動するような値に設定されていることを特徴とする。

[0024] 第６の発明の電力変換装置は、コンデンサ（１６）の静電容量が極めて小さくなり、インバータ回路（２０）の入力電圧が大きく脈動するように構成され

る。

発明の効果

[0025] 第1の発明や第2の発明によれば、モータ（5）のピーク電流が所定値を越えると、モータ（5）の出力トルクを低減させている。このため、モータ（5）の電流値が過剰となってスイッチング素子等が破損してしまうことを未然に回避できる。

[0026] 特に、第2の発明では、モータ（5）の電流値を所定の判定期間において保持する、ピークホールドを行うようにしているため、負荷トルクのピークと電源電圧のピークとのタイミングが一致もしくは略一致するタイミングでのピーク電流を導出することができる。従って、モータ（5）の電流値の上昇を確実に検出でき、スイッチング素子等を確実に保護できる。

[0027] 特に、第3や第4の発明では、判定期間内において、負荷トルクのピークと直流リンク電圧のピークとのタイミングが一致もしくは略一致するようにモータ（5）の運転周波数を調整している。この運転周波数は、一般的には電源周波数に基づいて決定しているため、例えば交流電源（6）の電源周波数が所望の周波数（例えば50Hz又は60Hz）に対してばらついた場合にも、所望とする周期でビートを発生させることができる。また、例えばマイコンクロックがばらついた場合にも、所望とする周期でビートを発生させることができる。その結果、この判定期間内において、負荷トルクのピークと直流リンク電圧のピークとが一致もしくは略一致するタイミングでのピーク電流を確実に導出することができる。

[0028] また、第5の発明では、容易にピーク電流を求めることが可能になる。

[0029] 第6の発明では、コンデンサの静電容量が極めて小さな、いわゆるコンデンサレスの電力変換装置において、モータ（5）の電流値の上昇を確実に検出でき、スイッチング素子等を確実に保護できる。

図面の簡単な説明

[0030] [図1]図1は、実施形態に係る電力変換装置の概略の回路図である。

[図2]図2は、電力変換装置の制御部の詳細を表したブロック図である。

[図3]図3は、電力変換装置のトルク制御部の詳細を表したブロック図である。

[図4]図4は、トルク制御動作（トルク制御量＝100%）における、モータの負荷トルク、直流リンク電圧、及びモータの出力トルクの波形を表した図表である。

[図5]図5は、トルク制御動作（トルク制御量＝150%）における、モータの負荷トルク、直流リンク電圧、及びモータの出力トルクの波形を表した図表であり、リミッタのよってマイナストルクを制限していない状態のものである。

[図6]図6は、トルク制御動作（トルク制御量＝150%）における、モータの負荷トルク、直流リンク電圧、及びモータの出力トルクの波形を表した図表であり、リミッタのよってマイナストルクを制限した状態のものである。

[図7]図7は、トルク制御動作における、モータの負荷トルク、直流リンク電圧、及びモータの出力トルクの波形を表した図表であり、負荷トルクのピークと直流リンク電圧のピークとが一致した状態のものである。

[図8]図8は、トルク制御動作におけるピークホールドの動作を説明するための図表である。

[図9]図9は、モータの負荷トルクのピークと、直流リンク電圧のピークとが徐々にずれていく状態を説明するための図表である。

[図10]図10は、速度指令補正部のブロック図である。

[図11]図11は、ビートの発生の周期と、ピークホールドの判定周期とを表した図表であり、判定期間毎にビートが発生しない状態を示したものである。

[図12]図12は、速度指令補正部の制御動作を示すフローチャートである。

[図13]図13は、ビートの発生の周期と、ピークホールドの判定周期とを表した図表であり、判定期間毎にそれぞれビートが発生する状態を示したものである。

[図14]図14は、リアクタとコンデンサの共振に伴う直流リンク電圧の上昇

の一例を表した図表である。

[図15]図 1 5 は、変形例 1 に係る電力変換装置の概略の回路図である。

[図16]図 1 6 は、変形例 2 に係る電力変換装置の回路図である。

[図17]図 1 7 は、変形例 3 に係る電力変換装置の回路図である。

[図18]図 1 8 は、圧縮トルクの変動の一例を示す図表である。

[図19]図 1 9 は、本発明の実施形態 2 に係る制御部の構成を示すブロック図である。

発明を実施するための形態

[0031] 以下、本発明の実施形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、以下に示す実施形態は、本質的に好ましい例示であって、本発明、その適用物、あるいはその用途の範囲を制限することを意図するものではない。

[0032] 《発明に係る実施形態 1》

本発明に係る電力変換装置 (10) は、例えば空気調和装置の冷媒回路に接続される圧縮機の三相交流式のモータ (5) に接続される。圧縮機は、例えば 1 つのシリンダを有するロータリー式の圧縮機で構成される。つまり、この圧縮機では、駆動軸が 1 回転する際に、圧縮トルク (即ち、モータ (5) の負荷トルク) が脈動する。また、モータ (5) は、例えば 4 極 6 スロットの集中巻きの DC ブラシレス式のモータである。後述するように、電力変換装置 (10) では、このモータ (5) の発生トルクを制御してモータ (5) の振動を抑制するトルク制御動作を実行可能に構成されている。

[0033] 〈電力変換装置の全体構成〉

図 1 に示すように、電力変換装置 (10) は、コンバータ回路 (11)、直流リンク部 (15)、インバータ回路 (20)、及び制御部 (40) を有している。電力変換装置 (10) は、单相の交流電源 (6) から供給された交流の電力を所定の周波数の電力に変換して、モータ (5) に供給する。

[0034] コンバータ回路 (11) は、交流電源 (6) に接続されている。コンバータ回路 (11) は、複数 (本実施形態では 4 つ) のダイオード (D1~D4) がブリッジ状に結線された、いわゆるダイオードブリッジ回路である。コンバータ回

路（11）は、交流電源（6）が出力した交流を直流に全波整流する全波整流回路である。

[0035] 直流リンク部（15）は、コンバータ回路（11）の出力側に並列に接続されている。コンバータ回路（11）と直流リンク部（15）の間には、リアクタ（12）が接続されている。直流リンク部（15）は、コンデンサ（16）を有している。コンデンサ（16）の両端に生じた直流電圧（直流リンク電圧 V_{dc} ）は、インバータ回路（20）の入力ノードに接続されている。

[0036] コンデンサ（16）は、例えばフィルムコンデンサによって構成されている。コンデンサ（16）は、その静電容量が比較的小さい容量（例えば数十 μF ）に設定されている。具体的に、コンデンサ（16）は、インバータ回路（20）のスイッチング素子（ $S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$ ）が動作する際、このスイッチング動作の周波数に対応して生じるリップル電圧（電圧変動）を平滑化可能な静電容量を有している。一方、コンデンサ（16）は、コンバータ回路（11）によって整流された電圧（電源電圧に起因する電圧変動）を平滑化できない静電容量を有している。従って、直流リンク部（15）は、コンバータ回路（11）の出力を受けて、コンデンサ（16）の両端から交流電源（6）の電源電圧 V_{in} の2倍の周波数の脈動を有する直流リンク電圧 V_{dc} を出力する。直流リンク部（15）が出力する直流リンク電圧 V_{dc} は、その最大値がその最小値の2倍以上となるような大きな脈動を有している。

[0037] インバータ回路（20）は、変換部を構成しており、入力ノードが直流リンク部（15）のコンデンサ（16）に並列に接続され、直流リンク部（15）の出力をスイッチングして三相交流に変換し、接続されたモータ（5）に供給する。本実施形態のインバータ回路（20）は、複数のスイッチング素子がブリッジ結線されて構成されている。このインバータ回路（20）は、三相交流をモータ（5）に出力するので、6個のスイッチング素子（ $S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$ ）を備えている。詳しくは、インバータ回路（20）は、2つのスイッチング素子を互いに直列に接続してなる3つのスイッチングレグを備え、各スイッチングレグにおいて上アームのスイッチング素子（ S_u, S_v, S_w ）と下アームのス

スイッチング素子 (S_x, S_y, S_z) との midpoint が、それぞれモータ (5) の各相のコイル (図示は省略) に接続されている。また、各スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) には、還流ダイオード ($D_u, D_v, D_w, D_x, D_y, D_z$) が逆並列に接続されている。インバータ回路 (20) は、これらのスイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) のオンオフ動作によって、直流リンク部 (15) から入力された直流リンク電圧 (V_{dc}) をスイッチングして三相交流電圧に変換し、モータ (5) へ供給する。

[0038] 電力変換装置 (10) は、各種の検出部を備えている。具体的に、電力変換装置 (10) は、交流電源 (6) の電源電圧 (V_{in}) を検出する電源電圧検出部 (25) と、交流電源 (6) の電源電圧の電源位相 (θ_{in}) を検出する電源位相検出部 (26) と、交流電源 (6) の電源電圧の周波数 (f_{in}) を検出する電源周波数検出部 (27) とを有している。また、電力変換装置 (10) は、コンバータ回路 (11) の入力電流 (I_{in}) を検出する入力電流検出部 (28) と、直流リンク部 (15) の直流リンク電圧 (V_{dc}) を検出する DC リンク電圧検出部 (29) とを有している。更に、電力変換装置 (10) は、モータ (5) を流れる電流 (I_{dq}) (詳細には、モータ (5) の各相を流れる電流) を検出するモータ電流検出部 (30) と、モータ (5) の位相 (θ_m) を検出するモータ位相検出部 (31) と、モータ (5) の実回転速度 (ω_m) を検出するモータ回転数検出部 (32) とを有している。

[0039] 制御部 (40) は、インバータ回路 (20) のスイッチング (オンオフ動作) を制御するゲート信号 (G) をインバータ回路 (20) に出力するものである。本実施形態の制御部 (40) は、電源電圧の脈動成分を、モータ (5) の出力トルクに合成させるとともに、該モータ (5) の負荷トルク変動に応じてモータ (5) の出力トルクを変動させるトルク制御動作を行うように構成されている。

[0040] <制御部の詳細構成>

図 2 に示すように、制御部 (40) は、速度制御部 (41)、トルク制御部 (50)、トルク制御重畳部 (42)、トルク指令変調部 (43)、2 次調波印加部 (

44)、入力電流指令生成部(45)、増幅器(46)、リミッタ(60)、電流制御部(47)、及びPWM演算部(48)を備えている。

[0041] 速度制御部(41)には、減算器(34)において、モータ回転速度の速度指令(ω^*)からモータ(5)の実回転速度(ω_m)とが減算された後の偏差が入力される。速度制御部(41)は、実回転速度(ω_m)と速度指令(ω^*)との偏差を比例・積分演算(P I 演算)することで、モータ(5)の負荷トルクの平均(平均トルク)を算出する。この平均トルクは、所定の周期で脈動する負荷トルクの平均値である。速度制御部(41)は、この平均トルクを指令値(平均トルク指令値(T_{ave}^*))として、トルク制御重畳部(42)へ出力する。

[0042] トルク制御重畳部(42)では、平均トルク指令値(T_{ave}^*)と、詳しくは後述するトルク制御部(50)から出力された指令値とが乗算される。これにより、トルク制御重畳部(42)では、モータ(5)の負荷トルクの脈動成分を合成したトルク指令値(T^*)が生成される。トルク制御重畳部(42)で生成された指令値は、トルク指令変調部(43)に入力される。

[0043] トルク指令変調部(43)は、交流電源(6)の位相角(電源位相(θ_{in}))を入力として正弦値 $\sin \theta_{in}$ を生成し、これに応じた変調係数 r をトルク指令値(T^*)に乗算して2次調波印加部(44)に出力する。2次調波印加部(44)は、モータ(5)での出力電力を正弦波状にするように、トルク指令変調部(43)の出力値に電源周波数の2倍の周波数成分を印加する。上記の変調係数 r は、例えば $|\sin(\theta_{in})|$ や $\sin^2(\theta_{in})$ となる。なお、モータ(5)での出力電力を正弦波に近づけるために、電源周波数(50Hzまたは60Hz)に応じて変調係数 r を変更してもよい。また、モータ(5)の出力電力が正弦波状になるように、位相(θ_{in})を所定量 Δ だけずらした正弦値 $\sin(\theta_{in} + \Delta)$ に応じて変調係数 r を決定してもよい。これにより、電源周波数の2倍の周波数成分を印加するのとほぼ同様の効果を得ることができる。

[0044] 一方、入力電流指令生成部(45)は、入力電流(I_{in})をフーリエ変換して基本波周波数成分を抽出し、これに $\sin(\theta_{in})$ を乗算して入力電流の指令値

(I_{in}^*) を生成する。この指令値 (I_{in}^*) は、減算器 (35) において、入力電流の絶対値 ($|I_{in}|$) が減算された後、増幅器 (46) へ出力される。増幅器 (46) では、減算後の出力値に所定のゲインが乗算される。

[0045] 2次調波印加部 (44) からの出力値と、増幅器 (46) からの出力値とは、加算器 (36) において加算される。加算後の指令値は、詳細は後述するリミッタ (60) で処理された後、減算器 (37) に入力される。減算器 (37) では、リミッタ (60) 側から出力された指令値から、実際のモータ電流 (I_{dq}) が減算され、この値が電流制御部 (47) へ出力される。電流制御部 (47) は、この電流指令値に基づいて電圧指令値 (V_{dq}^*) を生成し、この電圧指令値 (V_{dq}^*) をPWM演算部 (48) へ出力する。

[0046] PWM演算部 (48) は、電圧指令値 (V_{dq}^*) に基づいて、各スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) のオンオフ動作を制御するゲート信号 (G) を生成する。これにより、各スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) は、所定のデューティでオンオフ動作を行う。

[0047] <トルク制御部の基本構成>

トルク制御部 (50) は、モータ (5) の負荷トルク等に基づいて、上述したトルク指令の制御量を決定／出力するためのものである。図3に示すように、トルク制御部 (50) は、1次成分抽出器 (52)、増幅器 (53)、トルク制御量調整部 (54)、及びピークホールド部 (55) を備えている。

[0048] 1次成分抽出器 (52) は、モータ (5) の負荷トルクの脈動成分のうち、モータ (5) の振動に最も影響を与える一次成分 (基本波周波数成分) を、フーリエ変換によって抽出する。増幅器 (53) は、1次成分抽出器 (52) で抽出された一次成分に所定のゲインを乗算し、トルク制御量調整部 (54) へ出力する。

[0049] トルク制御量調整部 (54) では、上述した平均トルク指令値 (T_{ave}^*) に乗算される指令値を最終的なトルク制御量として上記トルク制御重畳部 (42) へ出力する。このため、トルク制御重畳部 (42) からは、平均トルク指令値 (T_{ave}^*) よりも大きな変動幅のトルク指令値 (T^*) が出力される。なお、乗

算後のトルク指令値 (T^*) の変動幅が、平均トルク指令値 (T_{ave}^*) と同じである場合に、モータ (5) の出力トルクの変動幅が負荷トルクの平均値 (平均トルク) に相当する大きさとなり、この際の平均トルクに対する出力トルクの変動幅の割合をトルク制御量 = 100% とする。本実施形態では、モータ (5) の振動の主成分となる一次成分が平均トルクよりも大きいため、通常、十分に振動を抑制するようにトルク制御を行うと、トルク制御量が 100% 以上となる。つまり、本実施形態では、トルク制御動作時において、モータ (5) の出力トルクが、モータ (5) の負荷トルクの平均値よりも大きな変動幅を含む波形となるように調整される。

[0050] 図 3 に示すピークホールド部 (55) は、モータ (5) を流れる電流 (I_{dq}) の最大値を所定の判定期間において保持してピーク電流を導出するピーク電流導出部を構成している。トルク制御量調整部 (54) は、このピーク電流が所定の上限值を越えると、トルク制御量を低減するように出力指令値を調整する。また、トルク制御量調整部 (54) は、DC リンク電圧検出部 (29) で検出された直流リンク電圧 (V_{dc}) に基づいて、トルク制御量の出力指令値を制限する。

[0051] <トルク制御動作の基本動作について>

トルク制御動作について、より具体的に説明する。上述した電流制御部 (47) の入力指令値には、モータ (5) の負荷トルクを抑制する出力トルクを発生させるためのトルク指令値が合成される。これにより、トルク制御動作時には、例えば図 4 に示すようにして、モータ (5) の出力トルクが制御される。なお、図 4 は、交流電源 (6) の電源周波数 $f_{in} = 50 \text{ Hz}$ 、モータ (5) の回転速度 = 30 rps、トルク制御量 = 100% の条件下における、モータ (5) の負荷トルク、直流リンク部 (15) から出力される直流リンク電圧 (V_{dc})、及びモータ (5) の出力トルクの経時変化を表したものである。

[0052] 本実施形態の電力変換装置 (10) では、直流リンク電圧 (V_{dc}) が周期 (T_{dc}) で脈動するとともに、モータ (5) の負荷トルクも周期 (T_c) で脈動する。このため、出力トルクは、交流電源 (6) の電源電圧の脈動と、負荷トルク

の脈動とが合成されるように制御される。従って、例えば直流リンク電圧 (V_{dc}) のピークと、負荷トルクのピークとが比較的近くなるタイミングでは、出力トルクも比較的大きくなる。これにより、負荷トルクと同期するようにモータ (5) の出力トルクが制御されるため、モータ (5) の速度変動が抑制されてモータ (5) の振動が低減される。特に、本実施形態では、振動の主要因となる負荷トルクの基本波周波数成分を抑制するようにモータ (5) の出力トルクが制御されるため、モータ (5) の振動を効果的に抑制することができる。

[0053] 〈リミッタについて〉

上記のようなトルク制御動作においては、モータ (5) の振動の一次成分を抑制するためにトルク制御量が 100%以上となる。このため、このトルク制御では、モータ (5) の出力トルクの変動幅 (振幅) が大きく成り易い。従って、このようにして出力トルクの振幅が大きくなり、出力トルクがマイナス側に至ると、モータ (5) が回生動作を行ってしまう可能性がある。

[0054] 具体的に、例えば図 5 に示す例は、交流電源 (6) の電源周波数 $f_{in}=50\text{Hz}$, モータ (5) の回転速度 = 30 rps、トルク制御量 = 150% の条件下における、モータ (5) の負荷トルク、直流リンク部 (15) から出力される直流リンク電圧 (V_{dc})、及びモータ (5) の出力トルクの経時変化を表したものである。この例では、トルク制御量の増大に起因して出力トルクの変動幅が大きくなり、これに伴い出力トルクが 0 を下回ってマイナス側まで変動している。その結果、図 5 の破線で囲んだ領域では、モータ (5) が回生動作を行ってしまう。

[0055] 一方、本実施形態の電力変換装置 (10) は、直流リンク部 (15) のコンデンサ (16) の静電容量が極めて低く設定されている。このため、このようにモータ (5) が回生動作を行うと、この回生エネルギーをコンデンサ (16) が十分に吸収することができず、直流リンク部 (15) が過電圧となり、スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) 等の破壊を招く虞がある。そこで、本実施形態では、図 2 に示すように、制御部 (40) にリミッタ (60) を設けること

で、出力トルクがマイナストルクに至るのを制限している。つまり、リミッタ (60) は、入力された指令値に対して、モータ (5) の出力トルクがマイナスに至らないように、マイナス側の出力トルクを制限する指令値を生成する。これにより、例えば図 6 に示すように、従来であればマイナス側に変動していた出力トルク (図 6 の二点鎖線で示す出力トルク) が、マイナスよりも高い値 (例えば出力トルク = 0) の状態に維持される。その結果、モータ (5) の回生動作を確実に防止して、スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) 等の保護が図られる。一方、このリミッタ (60) の制御においては、プラス側の出力トルクに対しては何ら制限が加えられない。このため、トルク制御動作では、モータ (5) の出力トルクを十分に得ることができ、モータ (5) の振動を効果的に抑えることができる。

[0056] なお、本実施形態では、リミッタ (60) を電流制御部 (47) の入力側の直前に設けることで、出力トルクがマイナス側に至るのを確実に防止するようにしている。しかしながら、このリミッタ (60) は、電流制御部 (47) の入力側であれば他の箇所に設けるようにしてもよい。具体的には、このリミッタ (60) をトルク制御部 (50) のトルク制御量調整部 (54) の出力側に設けることもできる。

[0057] <トルク制御動作時のモータ電流の抑制について>

上述したトルク制御動作時には、モータ (5) の出力トルクの増大に起因して、モータ (5) の電流 (I_{dq}) が高くなる。具体的には、例えば図 7 に示すように、モータ (5) の負荷トルクのピーク (図 7 の 2 点鎖線で示すピーク (P_L)) と、直流リンク電圧 (V_{dc}) のピーク (図 7 の白抜きの点で示すピーク (P_{dc})) とのタイミングが一致もしくは略一致すると、これに伴いモータ (5) の出力トルクが極めて大きくなる。よって、これらの両者のピーク (P_L, P_{dc}) のタイミングが一致した場合に、モータ (5) の電流が急上昇する。このようにして、モータ (5) の電流が急峻に上昇すると、スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) の電流値が定格の最大許容電流値を越えてスイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) の破壊を招いたり、モータ (5) の磁石の減磁を招

いたりする。また、このような対策としてデバイスの電流容量を大きくすると、電力変換装置（10）のコストアップを招く。

[0058] このような不具合の対策としては、モータ（5）の電流値を適宜検出し、この電流が所定の上限値を越えないように、トルク制御量調整部（54）のトルク制御量を制限することが考えられる。しかしながら、本実施形態では、上記のように直流リンク電圧（Vdc）が所定の周波数で脈動するため、直流リンク電圧（Vdc）のピーク（Pdc）と、負荷トルクのピーク（Pl）とのタイミングが、必ずしも一致しない（例えば図4等を参照）。このため、両者のピーク（Pdc, Pl）がずれたタイミングでモータ（5）の電流を検出しても、この電流値は比較的低い値となり、所望とするピーク電流を検出できない。

[0059] そこで、本実施形態の制御部（40）には、モータ（5）のピーク電流を確実に検出できるように、上述したピークホールド部（55）が設けられている。

[0060] ピークホールド部（55）は、予め設定された所定の判定期間（Td）毎に、モータ電流検出部（30）で検出されたモータ電流（厳密には、モータ（5）の相電流の制御周期毎のピーク値）の最大値を保持するように構成されている。この点について図8を参照しながらより具体的に説明する。

[0061] ピークホールド部（55）には、モータ電流が適宜入力される。ピークホールド部（55）は、所定の判定期間（Td）毎に、モータ電流の最大値（即ち、ピーク電流（Ip））を導出する。本実施形態では、前回の判定期間で導出されたピーク電流（Ip）が、その次回の判定期間（Td）においても保持される。このようにして、所定の判定期間（Td）においてピーク電流（Ip）を保持することで、負荷トルクのピーク（Pl）と直流リンク電圧（Vdc）のピーク（Pdc）とのタイミングが一致するタイミングでのモータ（5）の電流を検出し易くなる。なお、判定期間（Td）としては、両者のピーク（Pl, Pdc）が一致するタイミングを十分に検出できる時間（例えば1秒）が設定される。

[0062] また、図8に示すように、1つの判定期間（Td）内においては、これまでのピーク電流（Ip）よりも検出されたモータ電流が大きくなると、ピーク電流（Ip）が更新される。つまり、1つの判定期間（Td）内においては、モータ

タ電流の最大値を適宜トレースするようにしてピーク電流 (I_p) が更新される。これにより、判定期間 (T_d) 内で平均トルクが急上昇するような場合でも、速やかに電流ピークを検出することができる。

- [0063] ピークホールド部 (55) で検出されたピーク電流 (I_p) は、トルク制御量調整部 (54) へ出力される。トルク制御量調整部 (54) は、このピーク電流 (I_p) が所定の上限値を越えると、トルク制御量を制限し、モータ (5) の出力トルクを低減させる。その結果、トルク制御動作において、モータ電流が過大となることが防止されるため、上述した不具合を未然に回避できる。なお、ピーク電流 (I_p) の上限値は、例えばスイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) の定格の最大許容電流値よりも低い所定値に設定されている。

- [0064] <トルク制御動作時の速度指令補正>

上述のように、ピークホールド部 (55) によって判定期間 (T_d) 毎にモータ電流のピーク電流 (I_p) を保持したとしても、この判定期間 (T_d) をあまりにも長くすると、トルク制御量の制御性が悪化してしまうことがある。具体的には、例えば判定期間 (T_d) 内においてピーク電流 (I_p) が保持された後、この判定期間 (T_d) 中に平均トルクが下がった場合、実際にはトルク制御量をもう少し大きくすることができるのに、上記のようにトルク制御量が制限されてしまい、トルク制御性能の悪化を招く。

- [0065] この点について、図9を参照しながら詳細に説明する。図9は、直流リンク電圧 (V_{dc}) の波形と、モータ (5) の負荷トルクの波形の一例を示したものである。この例では、時点 t_1 において、直流リンク電圧 (V_{dc}) のピーク (P_{dc}) と、モータ (5) の負荷トルクのピーク (P_l) とのタイミングが一致している。一方、この例では、直流リンク電圧の周波数 (f_{dc}) と、負荷トルクの周波数 (即ち、モータ (5) の運転周波数 f_c) の整数 n 倍とが僅かにずれている。このため、図9において、両者のピーク (P_l, P_{dc}) が一致した後は、直流リンク電圧 (V_{dc}) のピーク (P_{dc}) と、負荷トルクのピーク (P_l) とが少しずつずれていき、両者のピークのずれの間隔 (図9で示す ΔT) も徐々に大きくなっていく。このような条件下では、両者のピーク (P_l, P_{dc})

のタイミングがなかなか一致しないため、長時間に亘ってピーク電流 (I_p) を正確に検出できなくなる。一方、このような条件下でピーク電流 (I_p) を確実に検出できるように、判定期間 (T_d) を長めに設定すると、上述の如くトルク制御性能が悪化してしまう。

[0066] そこで、本実施形態の制御部 (40) には、このような条件下においてもピーク電流 (I_p) を確実に検出するための速度指令補正部 (70) が設けられている (図 10 を参照)。速度指令補正部 (70) は、ビート周期演算部 (71) と速度指令調整部 (72) とを備えている。ビート周期演算部 (71) は、トルク制御動作時において、直流リンク電圧 (V_{dc}) のピーク (P_{dc}) と、負荷トルクのピーク (P_L) とのタイミングが一致もしくは略一致するタイミングの周期 (以下、これをビート周期 (T_b) という) を導出する周期導出部を構成している。速度指令調整部 (72) は、ビート周期演算部 (71) で導出したビート周期 (T_b) に基づいて、モータ (5) の速度指令 (ω^*) を補正し、モータ (5) の運転周波数 (f_c) を調整するものである。

[0067] 具体的に、例えばトルク制御動作において、図 11 に模式的に示すように、直流リンク電圧 (V_{dc}) のピーク (P_{dc}) と負荷トルクのピーク (P_L) とが判定期間 (T_d) 中に一致せず、ビート周期 (T_b) がピークホールド部 (55) の判定期間 (T_d) よりもかなり大きくなっているとすると、このような条件下では、上記のピークホールドを行ってもピーク電流 (I_p) を確実に検出できない。

[0068] そこで、速度指令補正部 (70) は、図 12 に示すような制御を行う。ステップ S1 では、ビート周期演算部 (71) が直流リンク電圧 (V_{dc}) の脈動の周波数 (f_{dc}) を導出する。直流リンク電圧 (V_{dc}) の脈動の周波数 (f_{dc}) は、例えば電源周波数検出部 (27) で検出された交流電源 (6) の電源電圧の脈動の周波数 (f_{in}) を 2 倍すること ($f_{dc} = f_{in} \times 2$) により算出される。

[0069] 次いで、ステップ S2 において、ビート周期演算部 (71) は、直流リンク電圧 (V_{dc}) の脈動の周波数 (f_{dc}) と、モータ (5) の運転周波数 (f_c) の整数倍 (n 倍) とが最も近くなる整数 n を算出する。例えば交流電源 (6) の電

源電圧の周波数 (f_{in}) が50.1Hzであり、直流リンク電圧 (V_{dc}) の脈動の周波数 (f_{dc}) が100.2Hzであり、運転周波数 (f_c) が25Hzであったとすると、この整数 n は4となる。

[0070] 次いで、ステップS3において、ビート周期演算部(71)は、以下の(1)式により、ビートが発生する周波数(ビート周波数(f_b))を算出する。

[0071] $f_b = f_{dc} - (f_c \times n) \dots (1)$ 式

次いで、ステップS4において、ビート周期演算部(71)は、算出したビート周波数(f_b)の逆数を求めてビート周期(T_b)を算出する。算出された直流リンク電圧の周波数(f_{dc})が100.2Hzであり、モータ(5)の運転周波数(f_c)が25Hzであり、整数 n は4であったとすると、ビート周波数(f_b)は、上記(1)式により $100.2\text{Hz} - 25\text{Hz} \times 4 = 0.2\text{Hz}$ となり、ビート周期(T_b)は5secとなる。

[0072] ステップS5では、速度指令調整部(72)が、算出されたビート周期(T_b)と、ピークホールド部(55)に設定された判定期間(T_d)とを比較する。例えばビート周期(T_b) = 5 sec、判定期間(T_d) = 1secであり、ビート周期(T_b)が判定期間(T_d)よりも大きい場合、各判定期間(T_d)毎に、直流リンク電圧(V_{dc})のピーク(P_{dc})と負荷トルクのピーク(P_L)とのピーク電流(I_p)とが一致した時点でのモータ電流をピーク電流(I_p)として確実に検出できない。そこで、ステップS5では、 $T_b > T_d$ である場合に、ステップS6に移行してモータ(5)の運転周波数(f_c)を調整するように、速度指令(ω^*)を補正する。

[0073] 具体的に、ステップS6では、速度指令調整部(72)が、ビート周期(T_b)を判定期間(T_d)と同じとするための運転周波数(f_{c^*})を以下の(2)式により算出する。

[0074] $f_{c^*} = (f_{dc} - (1/T_d)) / n \dots (2)$ 式

例えば直流リンク電圧(V_{dc})の脈動の周波数(f_{dc})が100.2Hzであり、判定期間(T_d)が1 secであり、整数 n が4であったとすると、ビート周期(T_b)と判定期間(T_d)とを同じとするための運転周波数(f_{c^*})は、上記(2)

式により $(100.2\text{Hz}-1.0\text{Hz}) / 4 = 24.8\text{Hz}$ となる。そこで、速度指令調整部 (72) は、現在の運転周波数 (f_c 、例えば 25Hz) を算出後の運転周波数 (f_{c*} 、例えば 24.8Hz) に補正するように、入力された速度指令 (ω^*) を補正する。これにより、その後の運転では、ビート周期 (T_b) と判定期間 (T_d) とが同じ周期となるため、例えば図 13 に示すように、各判定期間 (T_d) 毎に、直流リンク電圧 (V_{dc}) のピーク (P_{dc}) と負荷トルクのピーク (P_l) とのタイミングを必ず一度は一致もしくは略一致させてピーク電流 (I_p) を導出することができる。

[0075] なお、本実施形態の速度指令調整部 (72) は、ビート周期 (T_b) が判定期間 (T_d) よりも大きい場合に、ビート周期 (T_b) と判定期間 (T_d) とが同じとなるようにモータ (5) の運転周波数 (f_c) を補正している。しかしながら、速度指令調整部 (72) は、ビート周期 (T_b) が判定期間 (T_d) よりも大きい場合に、ビート周期 (T_b) を判定期間 (T_d) よりも小さくするように運転周波数 (f_c) を補正するようにしてもよい。即ち、判定期間 (T_d) において、直流リンク電圧 (V_{dc}) のピーク (P_{dc}) と負荷トルクのピーク (P_l) とのタイミングが、最低でも 1 度は一致もしくは略一致するようにすればよい。

[0076] <直流リンク電圧に基づくトルク制御量の補正>

トルク制御動作時において、交流電源 (6) の電源電圧 (V_{in}) が比較的高い条件、あるいは低い条件下において、出力トルクが過剰になると、不具合を招く虞がある。具体的に、電源電圧 (V_{in}) が比較的高く、これに伴い直流リンク電圧 (V_{dc}) も比較的高い条件下において、トルク制御量が比較的大きい場合、リアクタ (12) とコンデンサ (16) との共振が大きくなり、直流リンク電圧 (V_{dc}) が過剰に高くなってしまふことがある (例えば図 14 を参照)。また、電源電圧 (V_{in}) が比較的低く、これに伴い直流リンク電圧 (V_{dc}) も比較的低い条件下において、トルク制御量が比較的大きい場合にも、所望の出力トルクを得ようとするために PWM 演算部 (48) のパルス信号のデューティが全体的に高くなってしまふ。その結果、電流制御の追従性が遅くなりトルク制御動作の制御性が悪化してしまふ虞がある。

[0077] そこで、本実施形態では、直流リンク電圧 (V_{dc}) の電源半周期中のピークに基づいてトルク制御量調整部 (54) が、トルク制御量を補正するようにしている。具体的に、例えば直流リンク電圧 (V_{dc}) の電源半周期中のピークが所定の上限值を越える場合、トルク制御量調整部 (54) は、直流リンク部 (15) が過電圧とならない程度に、トルク制御量を低減させる。これにより、トルク制御量調整部 (54) では、トルク制御量の指令値が所定値 (直流リンク電圧 V_{dc} が過電圧とならないような指令値) に制限される。その結果、上述のようなリアクタ (12) - コンデンサ (16) 間での共振が抑制され、図 14 に示すような直流リンク電圧 (V_{dc}) の上昇が抑制される。

[0078] また、例えば直流リンク電圧 (V_{dc}) の電源半周期中のピークが所定の下限值を下回る場合にも、トルク制御量調整部 (54) は、トルク制御量を低減させる。これにより、トルク制御量調整部 (54) では、トルク制御量の指令値が所定値まで制限される。その結果、PWM演算部 (48) のパルス信号のデューティが高くなり過ぎるのを抑制でき、これによりトルク制御動作の制御性の悪化を回避できる。

[0079] なお、本実施形態のトルク制御量調整部 (54) は、DCリンク電圧検出部 (29) で検出された直流リンク電圧 (V_{dc}) に基づいて、トルク制御量を制限している。しかしながら、例えば交流電源 (6) の電源電圧 (V_{in}) に基づいて、上記と同様にしてトルク制御量を制限するようにしてもよい。

[0080] - 実施形態の効果 -

上記実施形態によれば、トルク制御動作時に、モータ (5) の出力トルクがマイナス側に至らないようにリミッタ (60) が出力トルクを制限している (図 6 を参照)。このため、モータ (5) の回生動作を確実に防止でき、スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) 等を確実に保護できる。

[0081] また、本実施形態では、トルク制御動作時において、モータ (5) の電流の最大値をピークホールド部 (55) によって保持し、ピーク電流 (I_p) を導出するようにしている (図 8) を参照。このため、出力トルクのピークと、直流リンク電圧 (V_{dc}) のピークとが一致する時のモータ電流値をピーク電流 (

I_p)として導出し易くなる。そして、このピーク電流 (I_p) が所定値を越えると、出力トルクの変動幅を小さくすることで、スイッチング素子 ($S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) 等を確実に保護できる。

[0082] 更に、ピークホールド部 (55) の判定期間 (T_d) において、直流リンク電圧 (V_{dc}) のピーク (P_{dc}) と負荷トルクのピーク (P_L) とがなかなか一致しないような条件下においては、ビート周期 (T_b) と判定期間 (T_d) とを同じとするように、モータ (5) の運転周波数を調整している。このため、例えば図 13 に示すように、判定期間 (T_d) 毎に両者のピーク (P_{dc}, P_L) を確実に一致させてピーク電流 (I_p) を導出できる。

[0083] また、上記実施形態では、直流リンク電圧 (V_{dc}) の電源半周期中のピークが所定の上限値を越える場合には、出力トルクの制御量を所定値まで制限している。これにより、リアクタ (12) とコンデンサ (16) との間での共振に起因する直流リンク電圧 (V_{dc}) の上昇を未然に防止できる。また、直流リンク電圧 (V_{dc}) の電源半周期中のピークが所定の下限値を下回る場合にも、出力トルクの制御量を所定値まで制限している。これにより、PWM演算部 (48) でのデューティが増大することに起因して、トルク制御動作の制御性が悪化してしまうことを防止できる。

[0084] 《発明に係る実施形態 2》

図 19 は、本発明の実施形態 2 に係るトルク制御部 (50) の構成を示すブロック図である。本実施形態のトルク制御部 (50) は、実施形態 1 のトルク制御部 (50) におけるピークホールド部 (55) に代えて、ピーク電流値推定部 (80) を備えている。ピーク電流値推定部 (80) には、平均トルク指令値 (T_{ave}^*) が入力されている。トルク制御部 (50) は、ピーク電流値推定部 (80) によって上記ピーク電流の値を推定し、推定したピーク電流の値が所定の上限値を超えないように、上記モータ (5) の出力トルクの変動幅を低減させる。

[0085] ここで、実施形態 1 の 2 次調波印加部 (44) の出力値を I_{dq1}^* とし、平均トルク指令値 (T_{ave}^*)、トルク指令値 (T^*)、及び出力値 (I_{dq1}^*) の関係を次

式で表す。

$$[0086] \quad T^* = C_T \times T_{ave}^*$$

$$I_{dq1}^* = C_V \times T^* = C_V \times C_T \times T_{ave}^*$$

C_T は負荷トルク変動に起因する変動成分であり、 C_V は電圧脈動に起因する変動成分である。上記2つの変動成分により、出力値 (I_{dq1}^*) の大きさは変化することになる。出力値 (I_{dq1}^*) はモータ電流の大きさを表しているため、この出力値 (I_{dq1}^*) のピーク値が分かれば、インバータ回路 (20) におけるトルク制御時のピーク電流値を推定することができる。

[0087] 例えば、

$$C_T = 1 + k_T \times \sin(\theta_m)$$

k_T : トルク制御量, θ_m : モータ位相 (機械角)

$$C_V = k_V \times |\sin(\theta_{in})|$$

k_V : 電圧脈動成分の変動量, θ_{in} : 電源電圧の位相

のように構成すると、出力値 (I_{dq1}^*) が最大値をとるのは、位相 (θ_m)、電源位相 (θ_{in}) それぞれが、 90° もしくは 270° のときであり、その最大値は、

$$I_{dq1}^* = k_V \times (1 + k_T) \times T_{ave}$$

となる。したがって、 k_V 、 k_T 、 T_{ave} が決まれば、ビート状に変動するモータ電流のピーク値を推定することができる。

[0088] ピーク電流値推定部 (80) は、上記関係式に基づいてピーク電流値を求める。このように、ピーク電流値が求まれば、該ピーク電流値が所定の上限值を超えないように、モータ (5) の出力トルクの変動幅を低減させることで、実施形態1の例と同様の効果を得ることが可能になる。

[0089] <その他の実施形態>

上記実施形態では、電源として単相の交流電源 (6) を用いているが、この限りでなく、図15に示す例 (変形例1) のように、三相の交流電源を用いることもできる。図15に示すコンバータ回路 (11) は、6つのダイオード (D1~D6) がブリッジ状に結線されたダイオードブリッジ回路である。

[0090] また、上記実施形態は、コンバータ回路（11）及びインバータ回路（20）を含む電力変換装置を対象としているが、この限りでなく、例えば図16に示す例（変形例2）や図17に示す例（変形例3）のようなマトリックスコンバータ（20）を対象とすることもできる。これらのマトリックスコンバータ（20）は、交流電源（6）からの電力を所定の周波数の交流電力に変換する変換部を構成している。該マトリックスコンバータ（20）のスイッチング素子（Sr, Ss, St, Su, Sv, Sw, Sx, Sy, Sz）には、トランジスタ等を用いることができる。

産業上の利用可能性

[0091] 以上説明したように、本発明はモータのトルクを制御する電力変換装置について有用である。

符号の説明

- [0092]
- | | |
|----|-----------------|
| 5 | モータ |
| 6 | 交流電源 |
| 10 | 電力変換装置 |
| 11 | コンバータ回路 |
| 15 | 直流リンク部 |
| 16 | コンデンサ |
| 20 | インバータ回路 |
| 21 | コンデンサ |
| 40 | 制御部 |
| 54 | トルク制御量調整部 |
| 55 | ピークホールド部 |
| 60 | リミッタ（制限部） |
| 71 | ビート周期演算部（周期導出部） |
| 72 | 速度指令調整部 |

請求の範囲

[請求項1] 複数のスイッチング素子 ($S_r, S_s, S_t, S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) を有し、交流電源 (6) 側からの電力を前記複数のスイッチング素子 ($S_r, S_s, S_t, S_u, S_v, S_w, S_x, S_y, S_z$) のスイッチング動作によって所定の周波数の交流電力に変換し、該交流電力をモータ (5) に出力する変換部 (20) と、

上記モータ (5) の出力トルクが、上記交流電源 (6) の出力電圧の周波数の整数倍の脈動成分である電源脈動成分を含み、且つ上記モータ (5) の負荷トルク変動に応じて変動するようにトルク制御動作を行うとともに、上記電源脈動成分のピークと上記負荷トルク変動成分のピークとタイミングが一致もしくは略一致したときのピーク電流値を求め、該ピーク電流値が所定の上限値を超えないように、上記出力トルクの変動幅を低減させる制御部 (40) と、

を備えていることを特徴とする電力変換装置。

[請求項2] 請求項 1 において、

上記制御部 (40) は、所定の判定時間において上記ピーク電流値を保持するピークホールド部 (55) と、該ピークホールド部 (55) で保持されたピーク電流値が所定の上限値を越えると、上記モータ (5) の出力トルクの変動幅を低減させるトルク制御量調整部 (54) とを備えていることを特徴とする電力変換装置。

[請求項3] 請求項 2 において、

上記制御部 (40) は、上記ピークホールド部 (55) の判定期間中に、上記負荷トルクの脈動成分のピークと上記電源脈動成分のピークとのタイミングが一致もしくは略一致するように、上記モータ (5) の運転周波数 (f_c) を補正する速度指令調整部 (72) を備えていることを特徴とする電力変換装置。

[請求項4] 請求項 2 又は 3 において、

上記制御部 (40) は、上記交流電源 (6) の出力電圧の周波数と、

上記モータ（５）の運転周波数とに基づいて、上記モータ（５）の負荷トルクのピークと上記交流電源（６）の出力電圧のピークとが一致もしくは略一致するタイミングが存在する周期を導出する周期導出部（７１）を備え、

上記速度指令調整部（７２）は、上記周期導出部（７１）で導出される周期が、上記ピークホールド部（５５）の判定期間以下となるように、上記モータ（５）の運転周波数を補正することを特徴とする電力変換装置。

[請求項５] 請求項１において、

上記制御部（４０）は、上記ピーク電流値を推定し、推定したピーク電流値が所定の上限値を超えないように、上記モータ（５）の出力トルクの変動幅を低減させることを特徴とする電力変換装置。

[請求項６] 請求項１において、

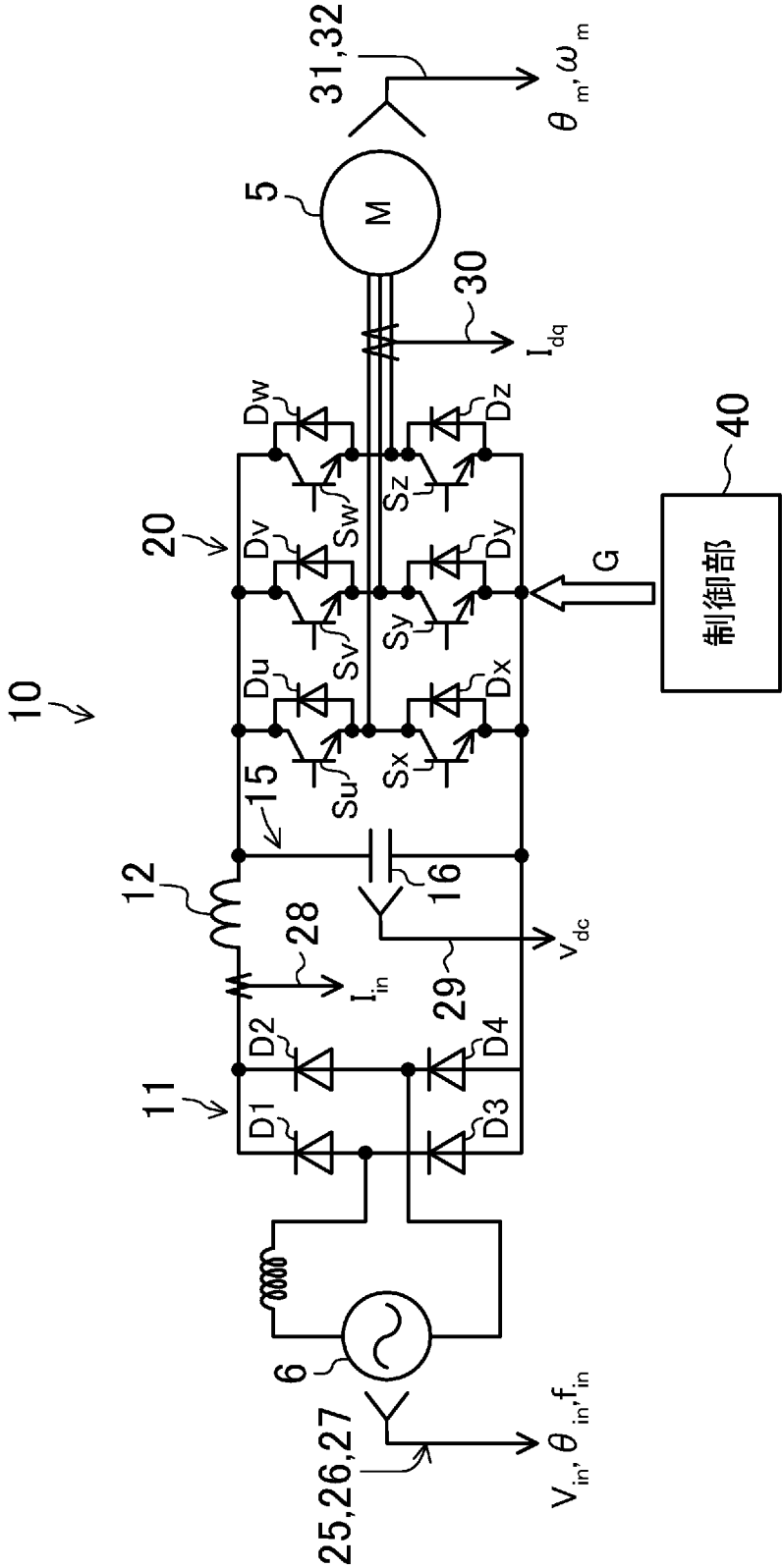
上記交流電源（６）からの電圧を整流するコンバータ回路（１１）と、

上記コンバータ回路（１１）の出力に並列に接続されるコンデンサ（１６）を有する直流リンク部（１５）と、

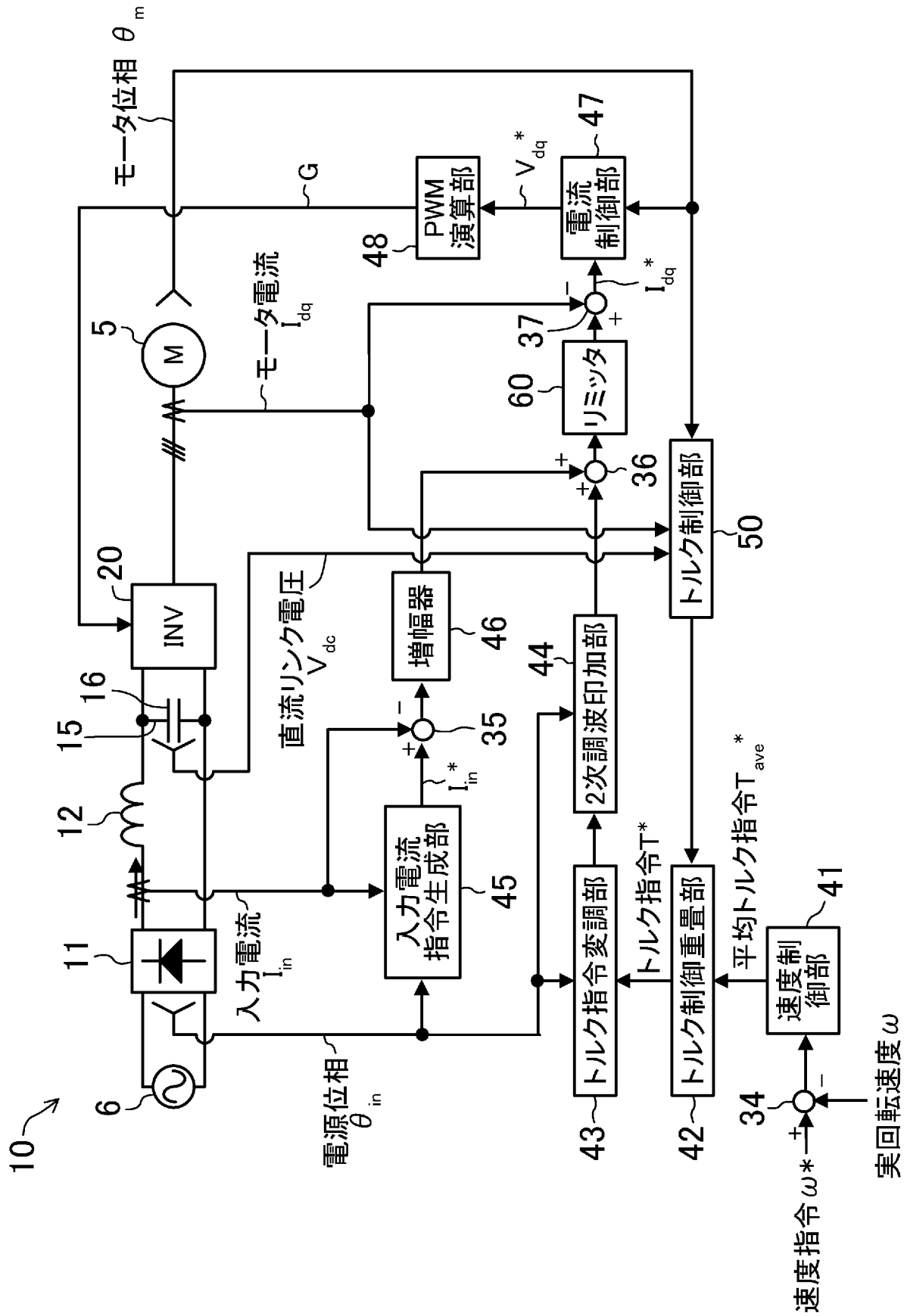
上記直流リンク部（１５）からの出力電圧を交流電圧に変換し、該交流電圧をモータ（５）に上記変換部としてのインバータ回路（２０）とを備え、

上記コンデンサ（１６）の容量値は、上記インバータ回路（２０）の入力電圧が大きく脈動するような値に設定されていることを特徴とする電力変換装置。

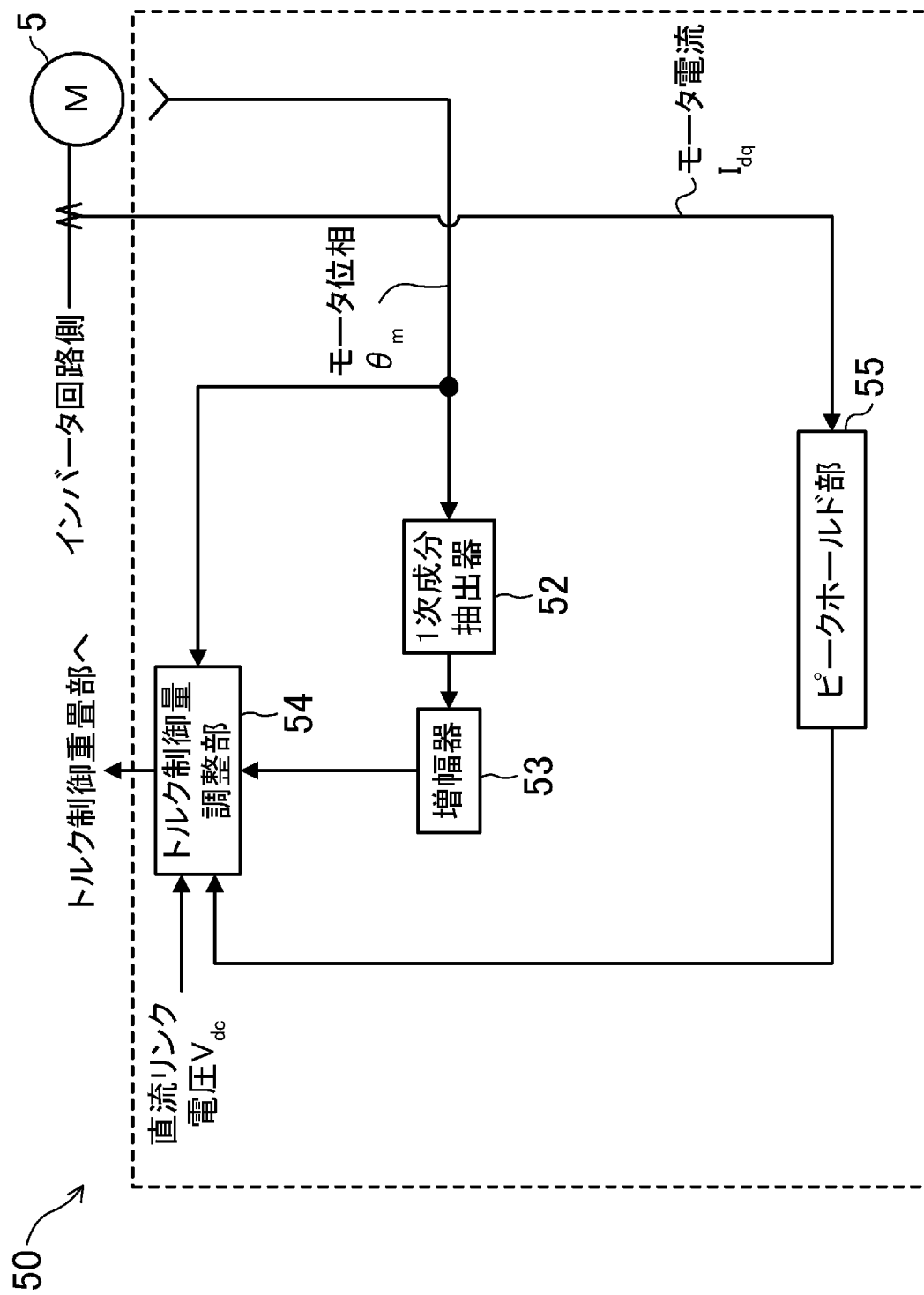
[図1]



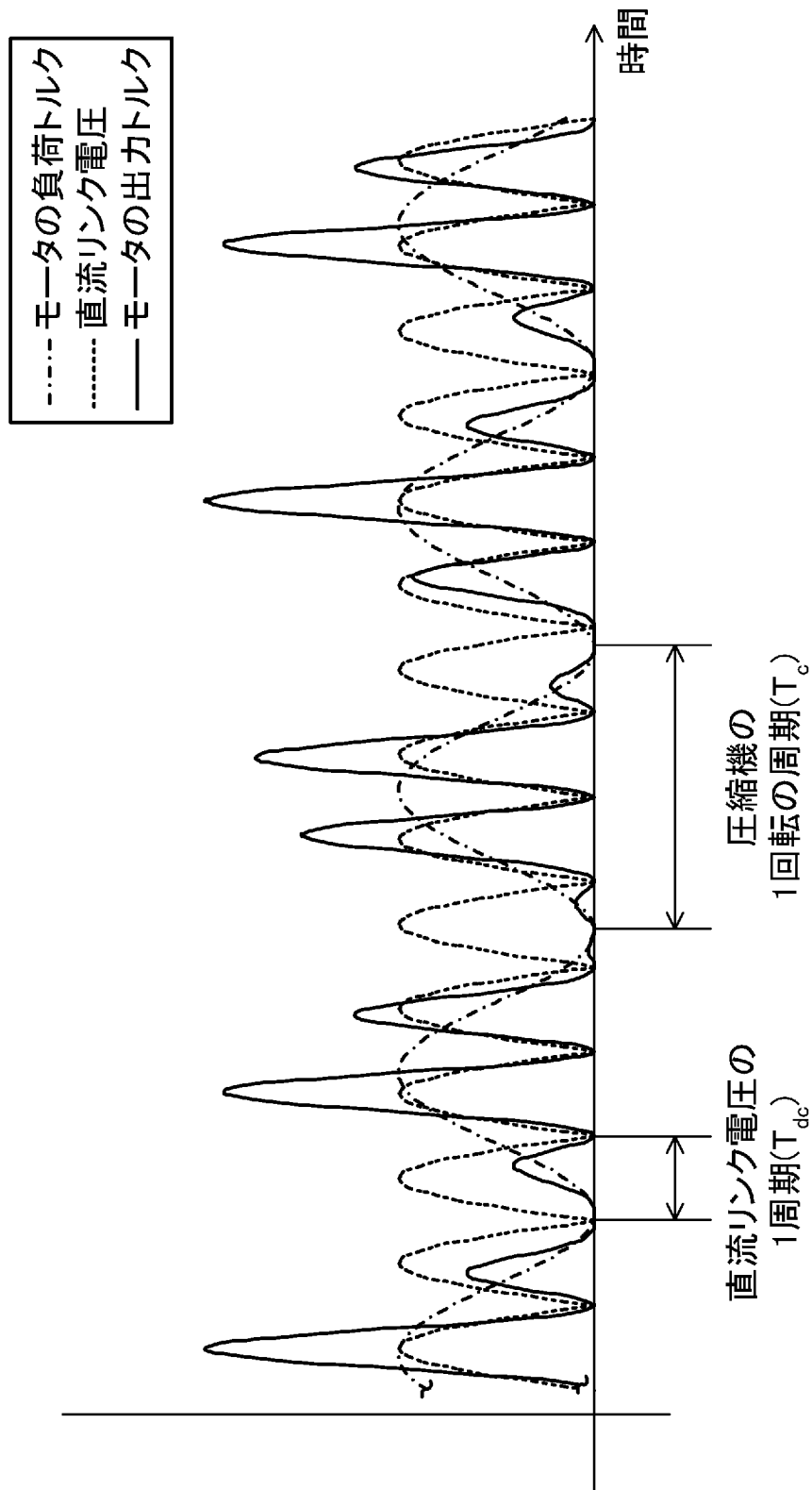
[図2]



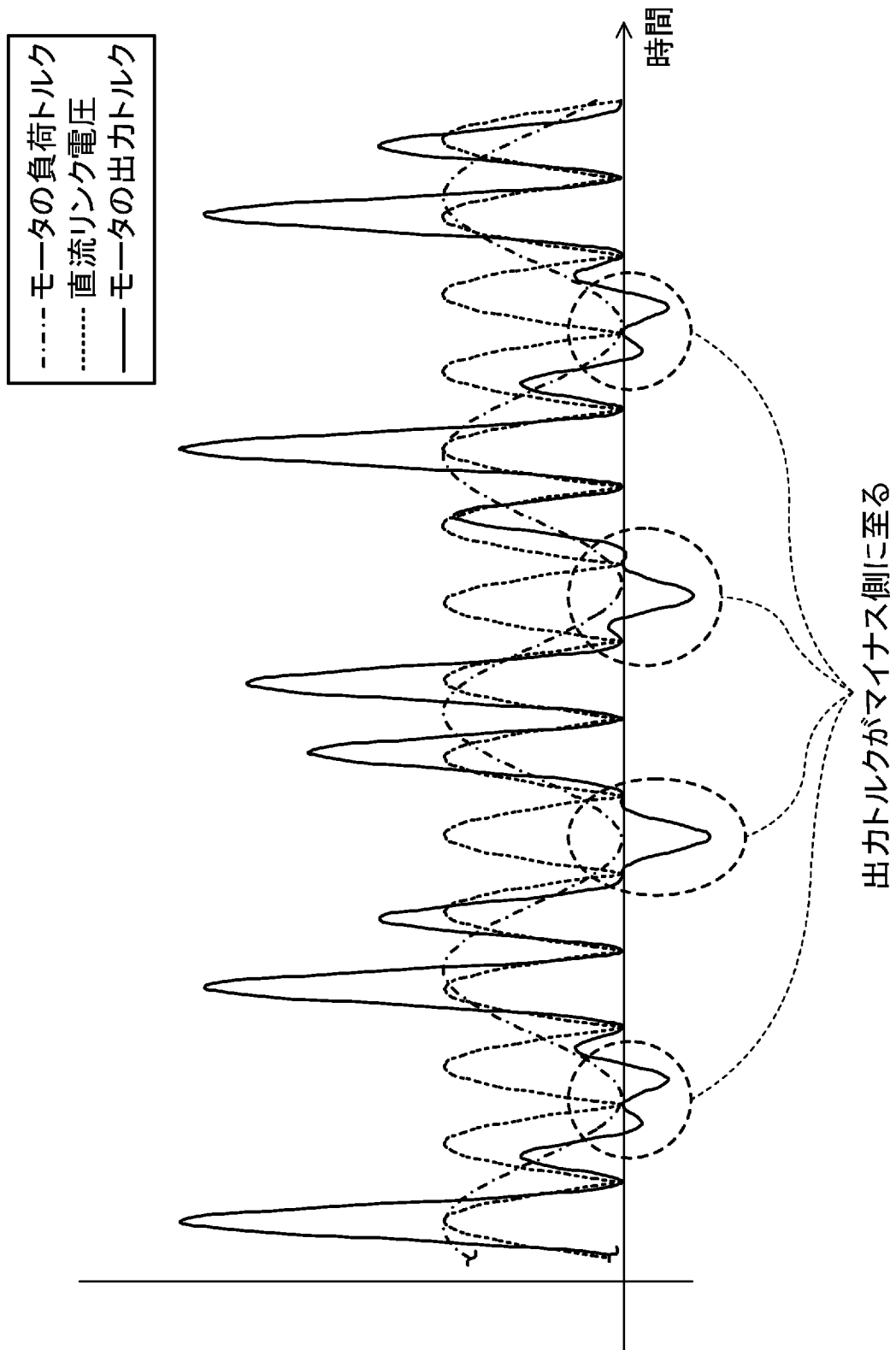
[図3]



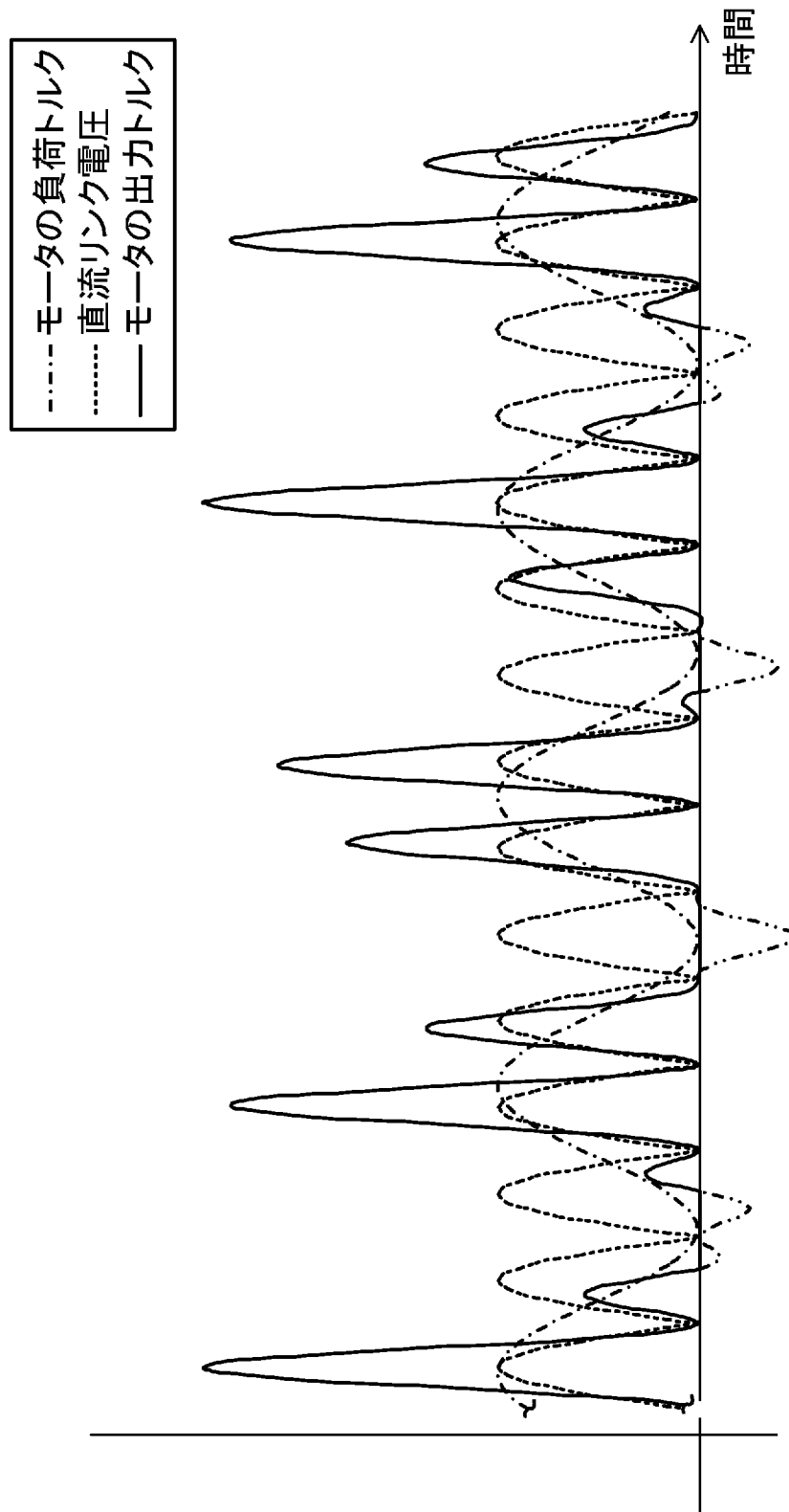
[図4]



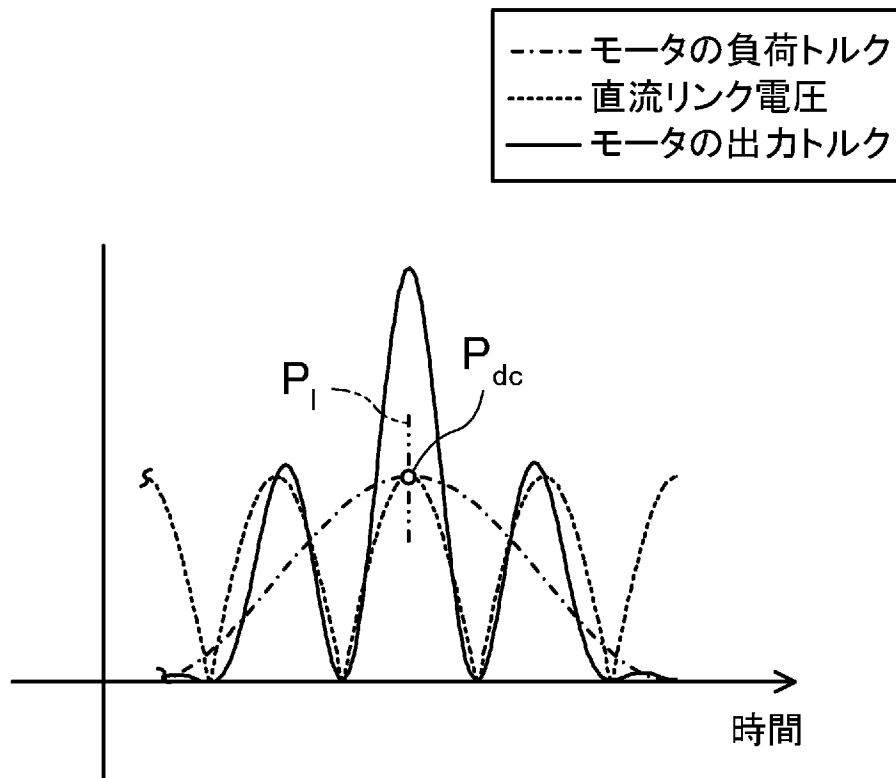
[図5]



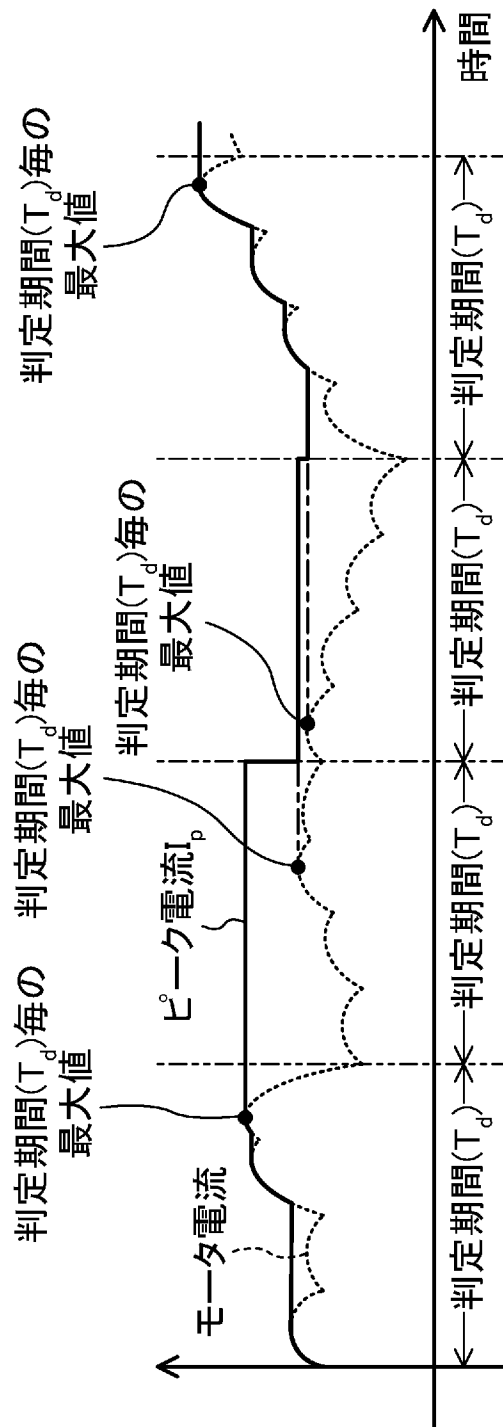
[図6]



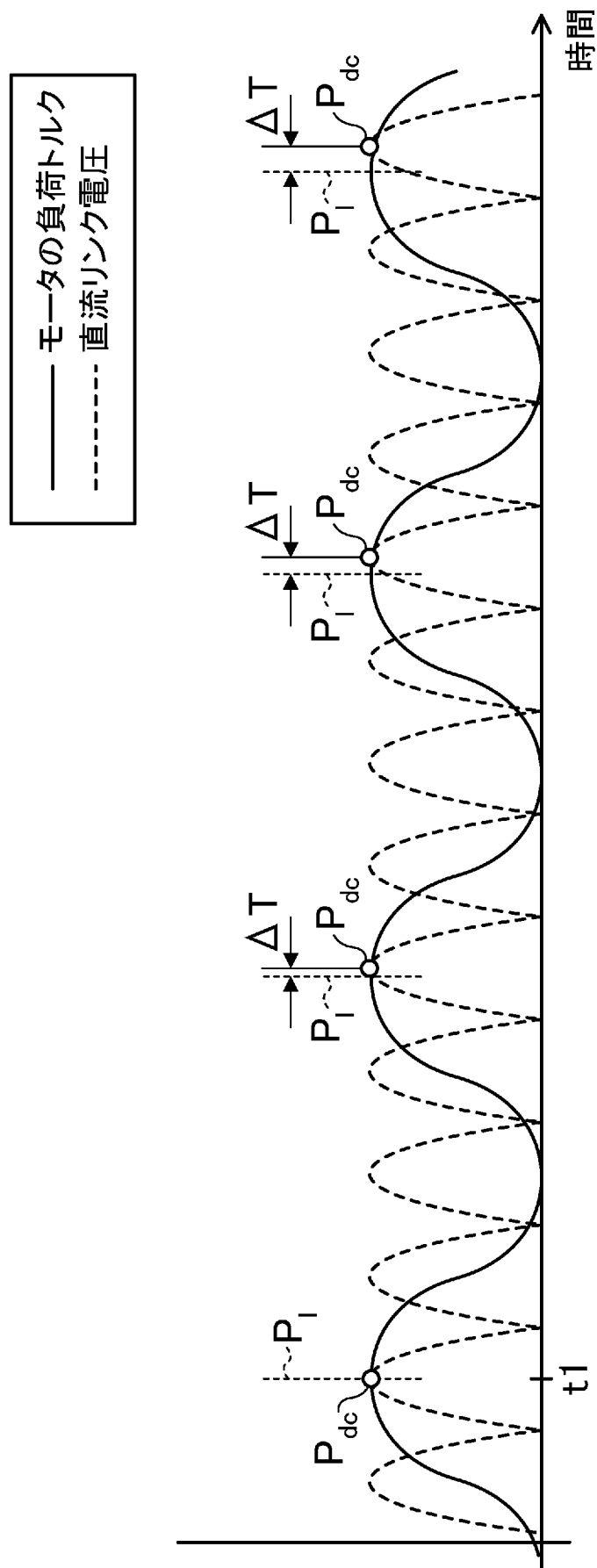
[図7]



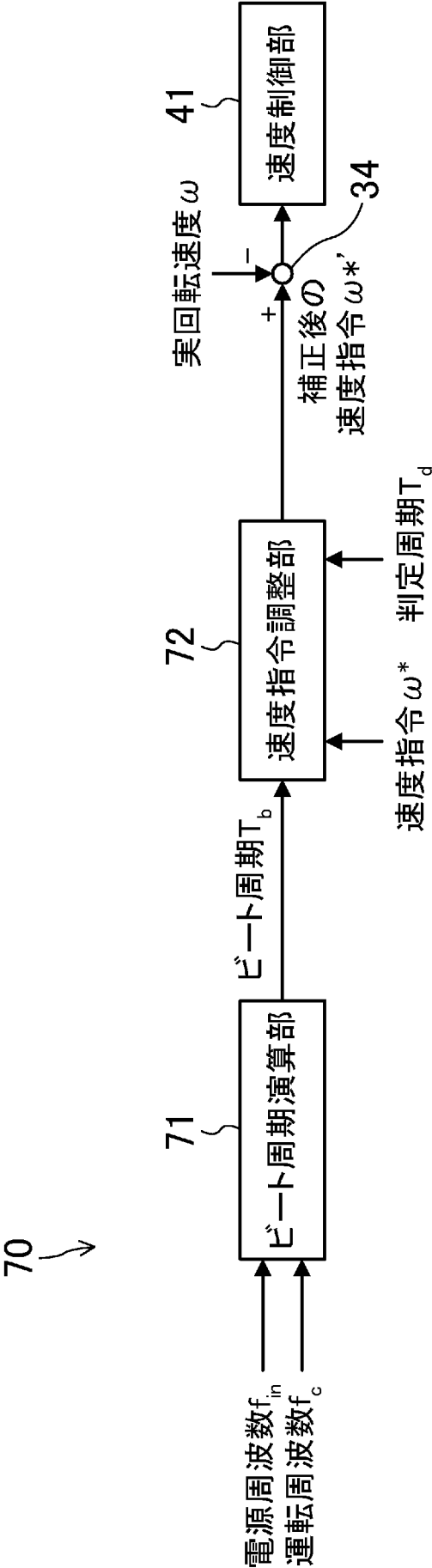
[図8]



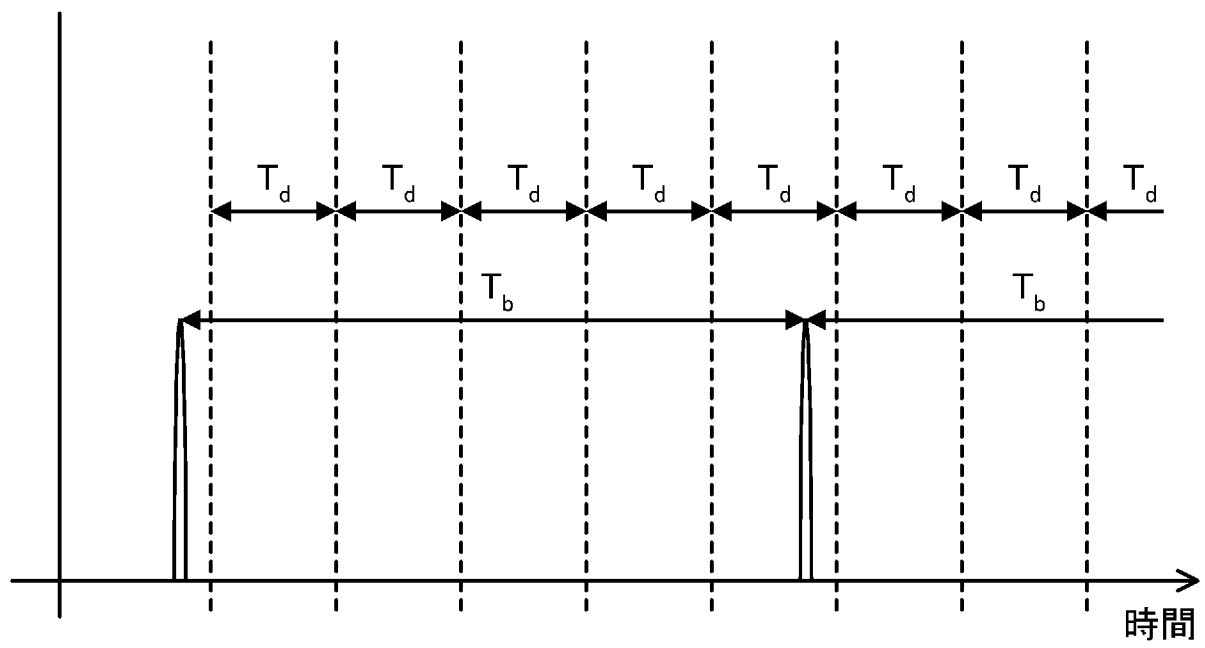
[図9]



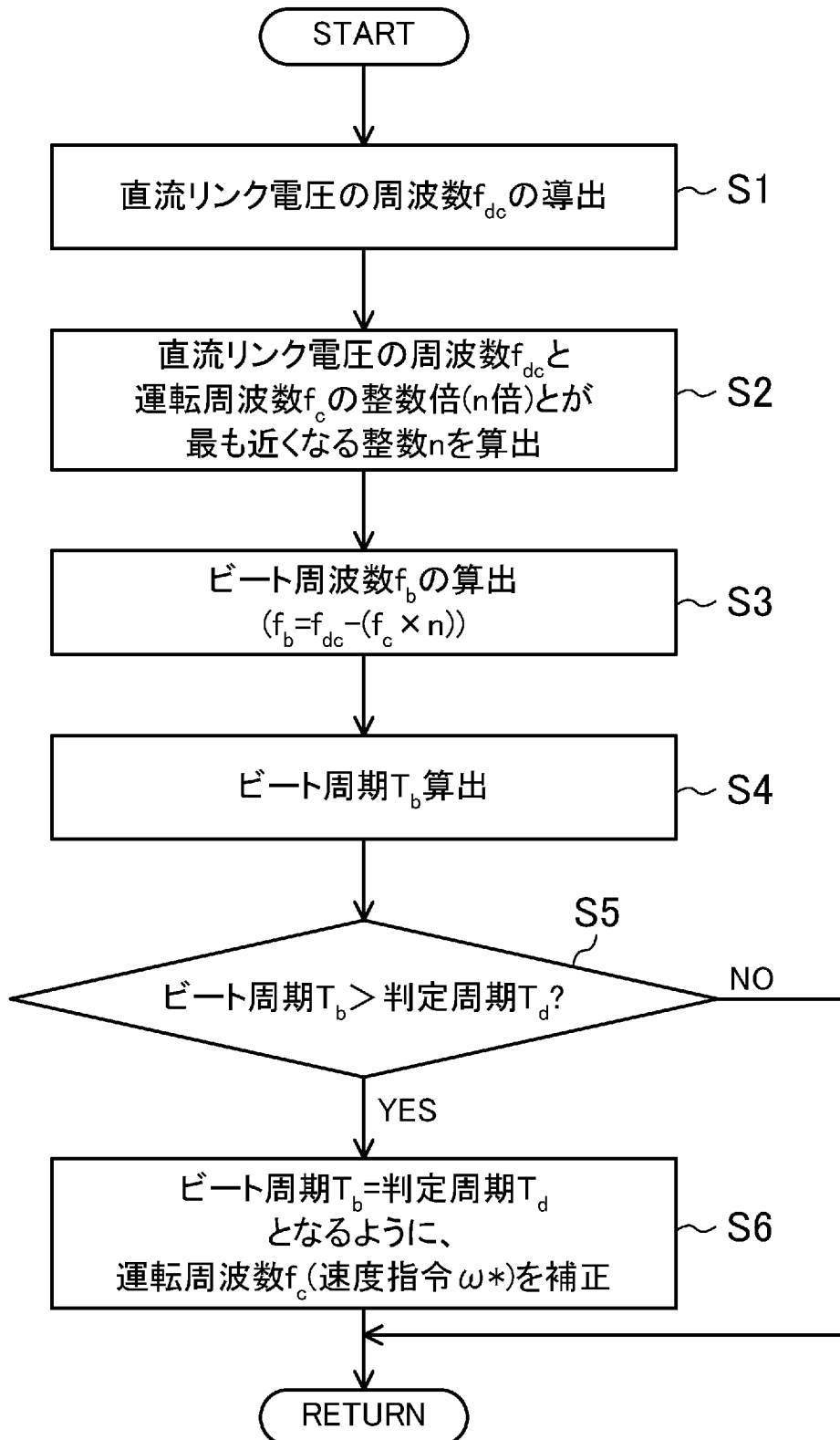
[図10]



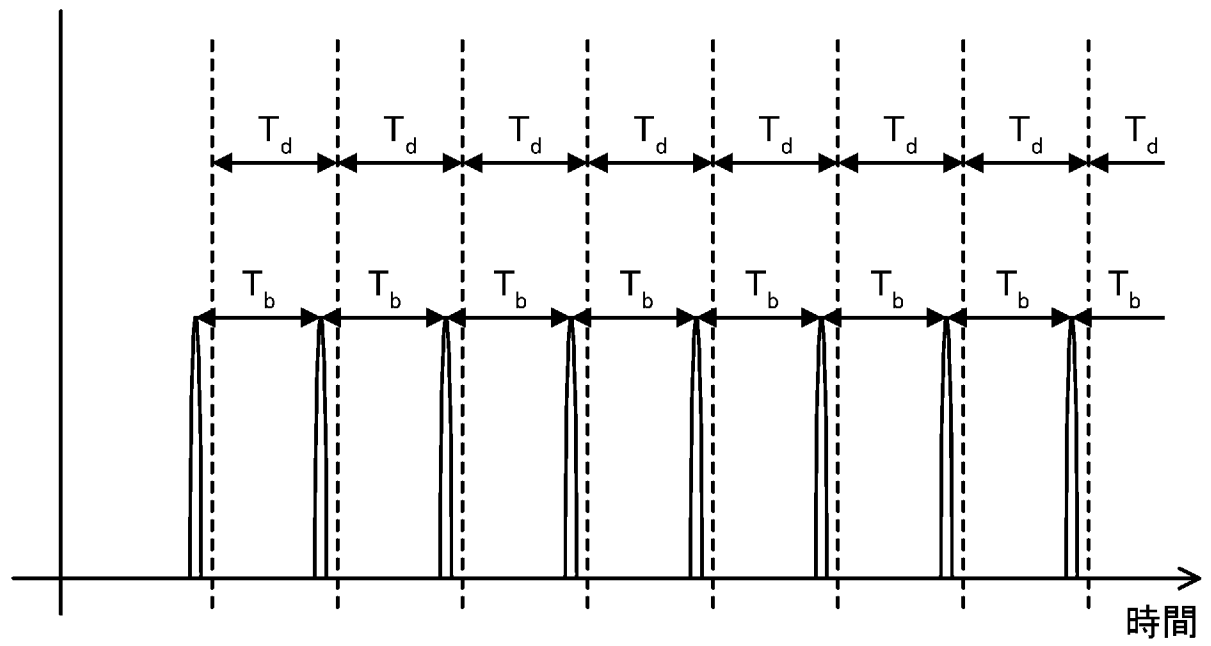
[図11]



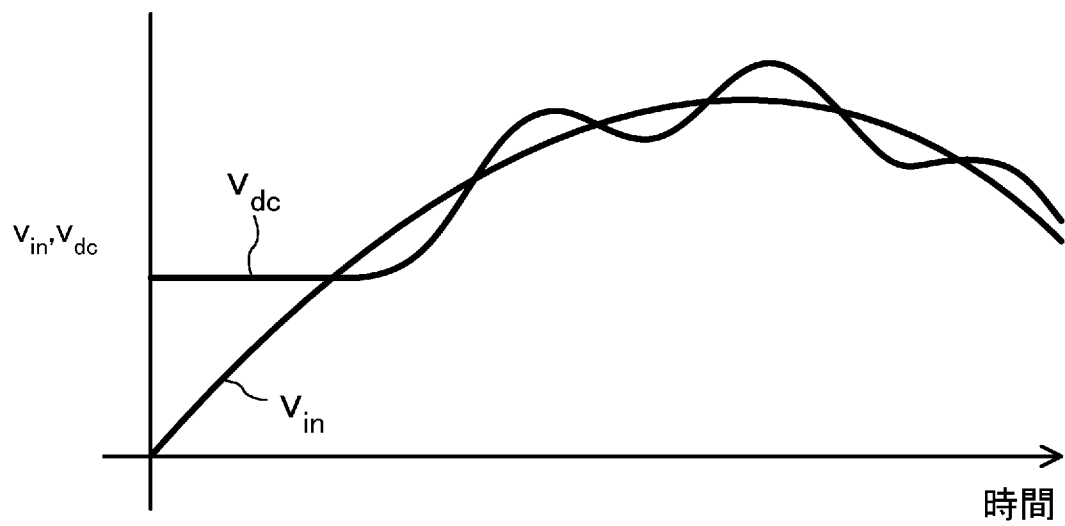
[図12]



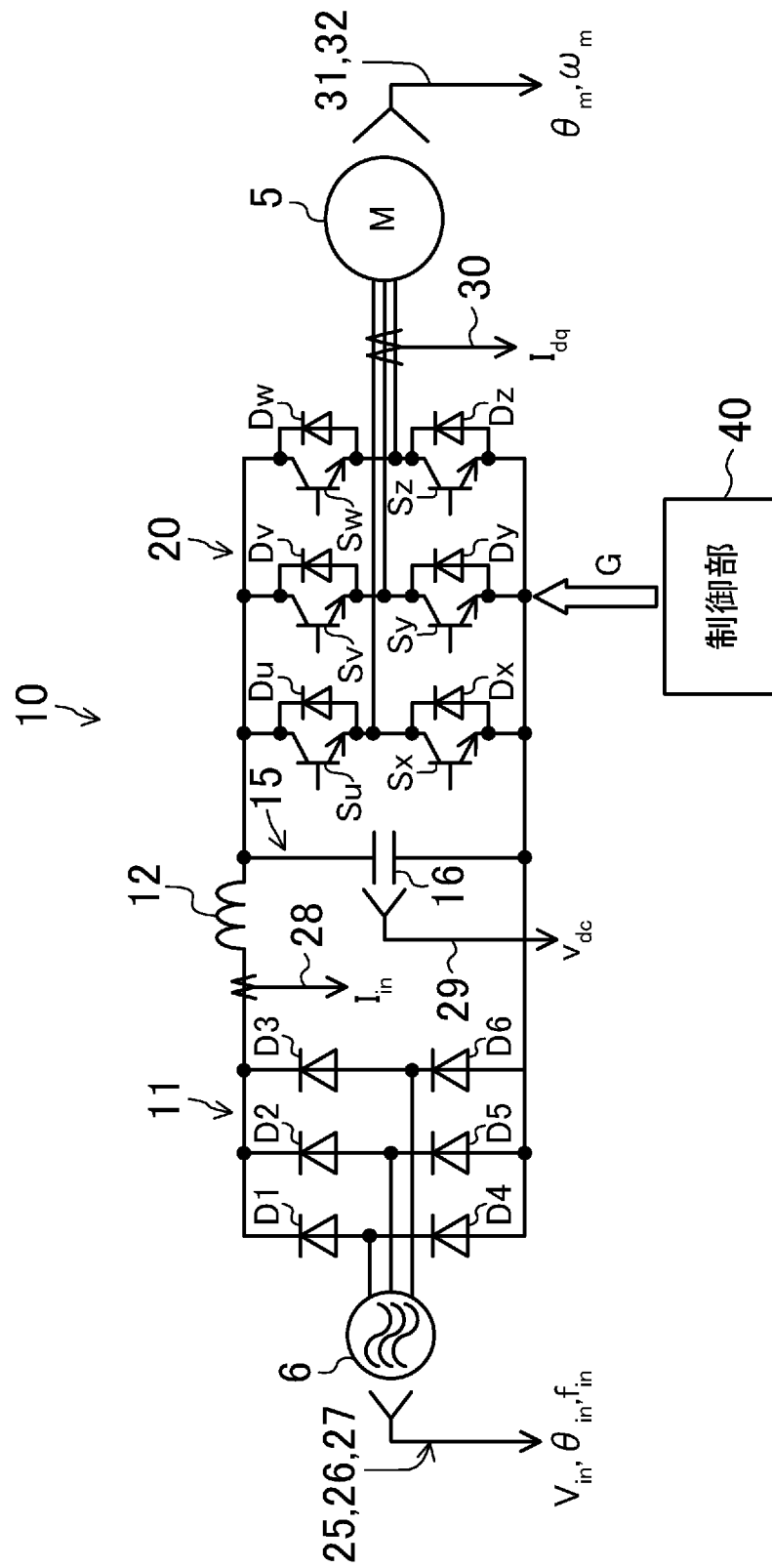
[図13]



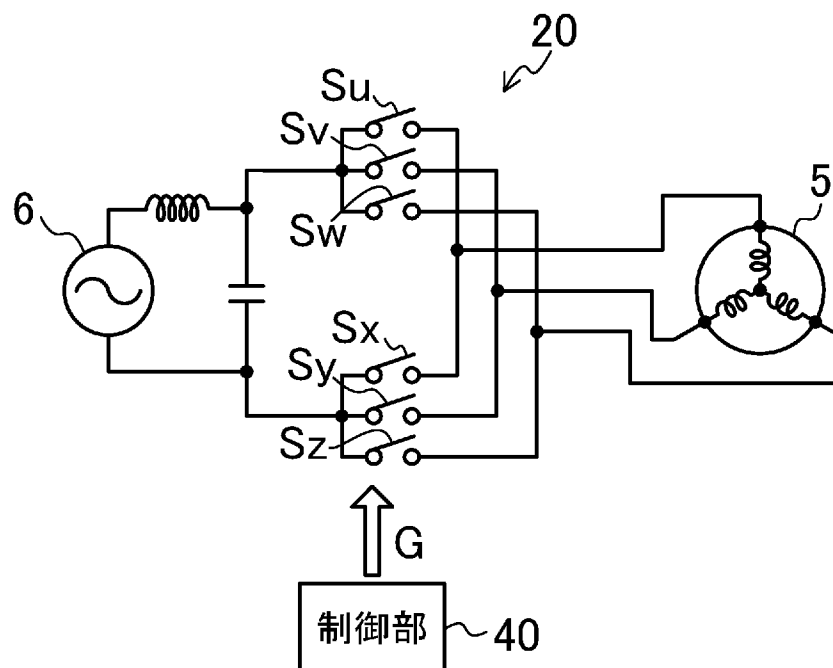
[図14]



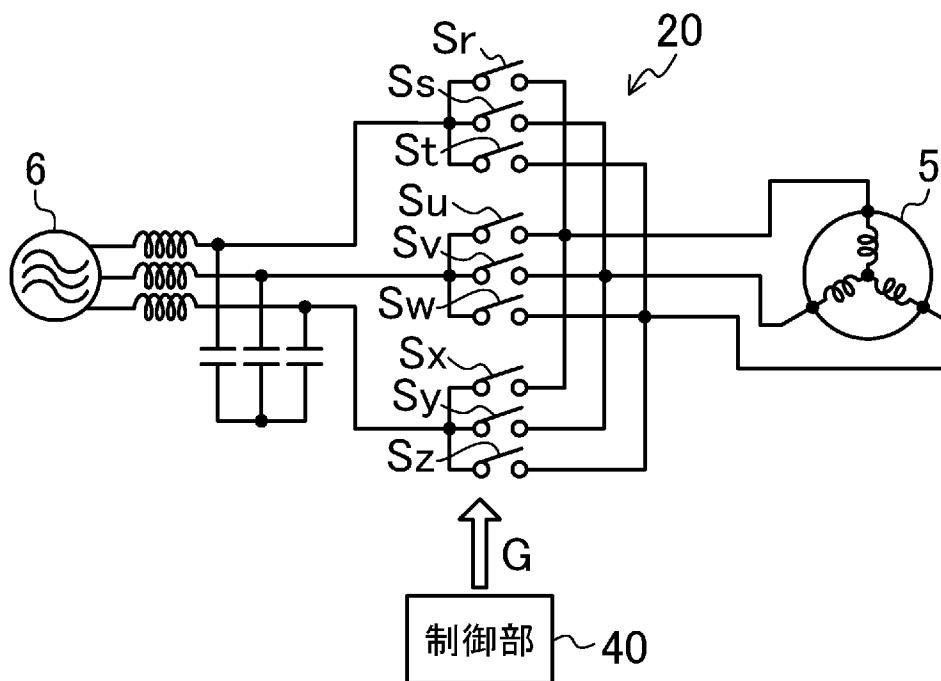
[図15]



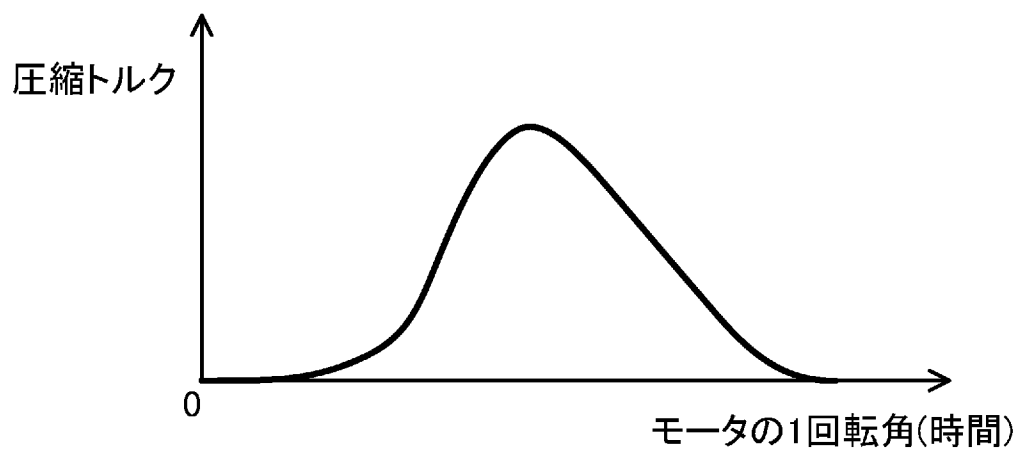
[図16]



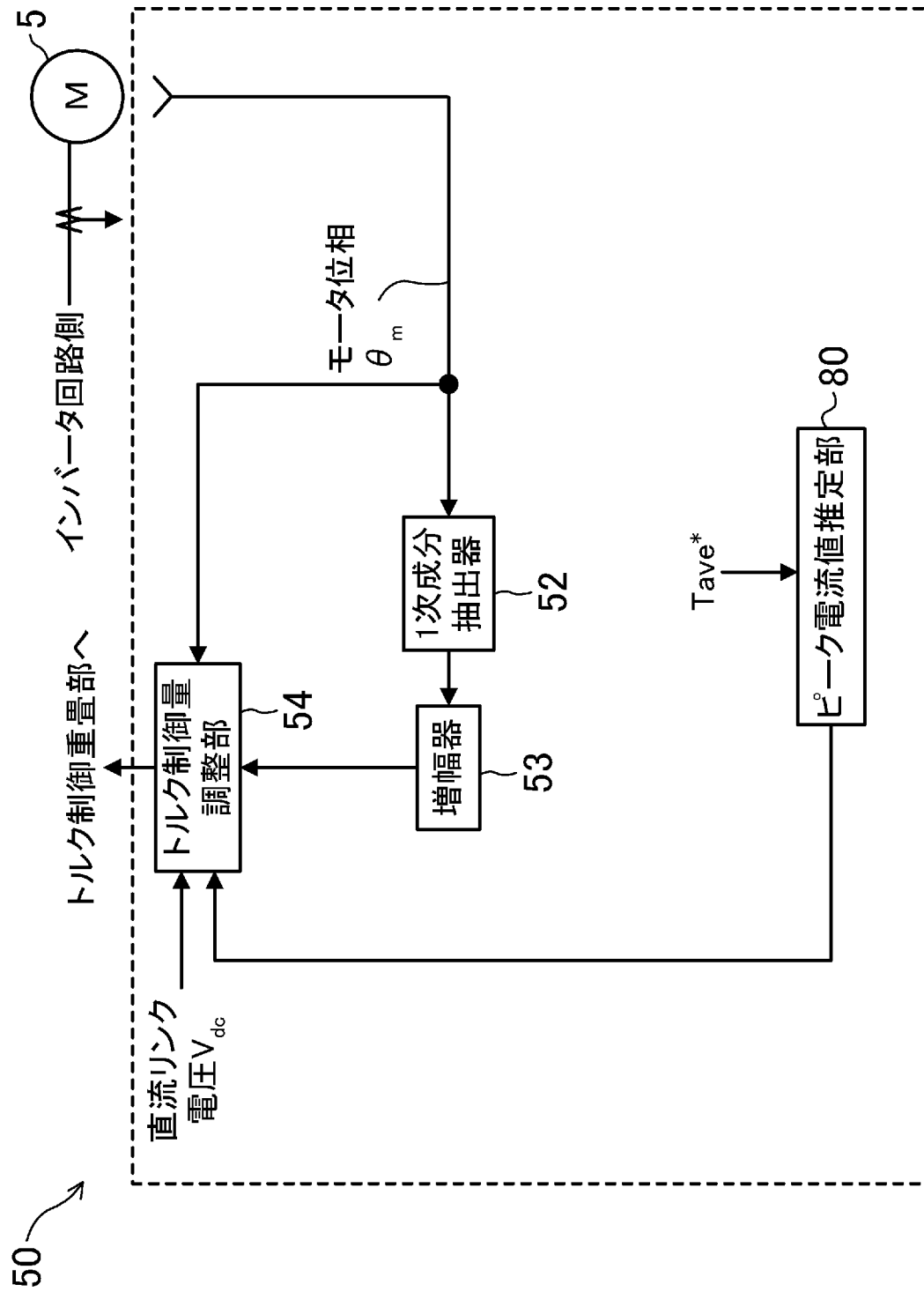
[図17]



[図18]



[図19]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2011/007364

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P6/16(2006.01)i, H02M7/48(2007.01)i, H02P6/10(2006.01)i, H02P27/06(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)

H02P6/16, H02M7/48, H02P6/10, H02P27/06

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	1996-2012
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2012	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2012

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.
Y A	JP 2008-61409 A (Daikin Industries, Ltd.), 13 March 2008 (13.03.2008), paragraphs [0026] to [0038]; fig. 1, 2 & US 2009/0251086 A1 & EP 2058937 A1 & WO 2008/026643 A1	1-2, 5-6 3-4
Y	JP 2007-28793 A (Hitachi, Ltd.), 01 February 2007 (01.02.2007), paragraph [0043] & US 2007/0013333 A1 & EP 1744445 A2	1-2, 5-6
Y	JP 10-150777 A (Hitachi, Ltd.), 02 June 1998 (02.06.1998), paragraph [0026] (Family: none)	5

☐ 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
22 March, 2012 (22.03.12)

Date of mailing of the international search report
03 April, 2012 (03.04.12)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H02P6/16(2006.01)i, H02M7/48(2007.01)i, H02P6/10(2006.01)i, H02P27/06(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. H02P6/16, H02M7/48, H02P6/10, H02P27/06

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 2 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 2 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 2 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
Y A	JP 2008-61409 A (ダイキン工業株式会社) 2008.03.13, 段落【0026】 - 【0038】、【図1】、【図2】 & US 2009/0251086 A1 & EP 2058937 A1 & WO 2008/026643 A1	1 - 2、 5 - 6 3 - 4
Y	JP 2007-28793 A (株式会社日立製作所) 2007.02.01, 段落【0043】 & US 2007/0013333 A1 & EP 1744445 A2	1 - 2、 5 - 6
Y	JP 10-150777 A (株式会社日立製作所) 1998.06.02, 段落【0026】 (ファミリーなし)	5

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

2 2 . 0 3 . 2 0 1 2

国際調査報告の発送日

0 3 . 0 4 . 2 0 1 2

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)

當間 庸裕

3 V

4 0 1 7

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