

(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
2009年10月22日(22.10.2009)

PCT

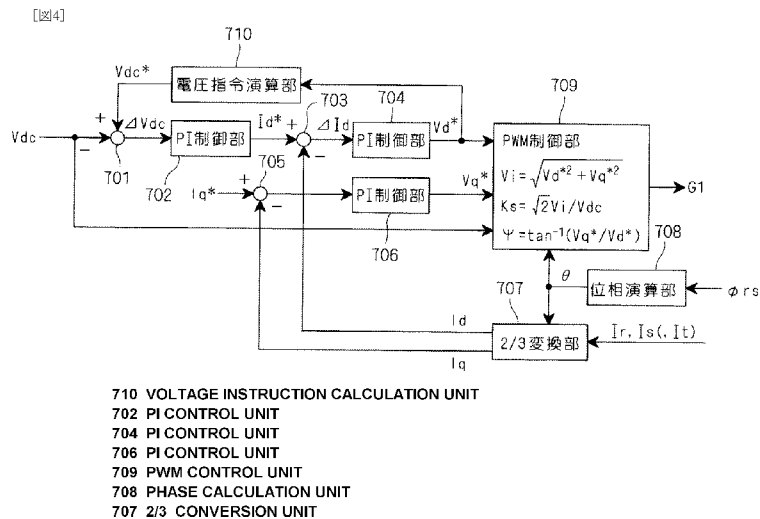
(10) 国際公開番号
WO 2009/128312 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 7/12 (2006.01) H02P 6/08 (2006.01)
H02M 7/48 (2007.01) H02P 27/08 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2009/055014
- (22) 国際出願日: 2009年3月16日(16.03.2009)
- (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 2008-108897 2008年4月18日(18.04.2008) 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12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): 川嶋 玲二 (KAWASHIMA, Reiji) [JP/JP]; 〒5258526 滋賀県草津市岡本町字大谷1000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: 吉竹 英俊, 外(YOSHITAKE, Hidetoshi et al.); 〒5400001 大阪府大阪市中央区城見1丁目4番70号住友生命OBPプラザビル10階 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, 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, 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, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

[続葉有]

(54) Title: CONVERTER CONTROL METHOD

(54) 発明の名称: コンバータの制御方法



(57) Abstract: It is possible to control a DC voltage in accordance with fluctuation of a power source voltage without requiring detection of an effective power source voltage value. A PI control unit (702) performs PI control for a difference (ΔV_{dc}) between a DC voltage instruction (V_{dc}^*) and a DC voltage (V_{dc}) and outputs a d-axis current instruction value (I_d^*). A PI control unit (704) performs PI control for a difference (ΔI_d) between a d-axis current instruction value (I_d^*) and a d-axis current (I_d) and outputs a d-axis voltage instruction value (V_d^*). A PWM control unit (709) outputs a switching control signal (G1) which controls a converter switching operation according to the d-axis voltage instruction value (V_d^*) and a q-axis voltage instruction value (V_q^*). A DC voltage instruction (V_{dc}^*) is generated by a voltage instruction calculation unit (710) according to the d-axis voltage instruction value (V_d^*).

(57) 要約:

[続葉有]



WO 2009/128312 A1

電源電圧実効値の検出を必要としないで、電源電圧の変動に応じて直流電圧の制御を行う。直流電圧指令 (V_{dc}^*) と直流電圧 (V_{dc}) との差たる偏差 (ΔV_{dc}) に対して、PI 制御部 (702) が PI 制御を行い、d 軸電流指令値 (I_d^*) を出力する。d 軸電流指令値 (I_d^*) と d 軸電流 (I_d) との差たる偏差 (ΔI_d) に対して、PI 制御部 (704) が PI 制御を行い、d 軸電圧指令値 (V_d^*) を出力する。d 軸電圧指令値 (V_d^*) と q 軸電圧指令値 (V_q^*) とに基づいて、PWM 制御部 (709) はコンバータのスイッチング動作を制御するスイッチング制御信号 (G1) を出力する。直流電圧指令 (V_{dc}^*) は d 軸電圧指令値 (V_d^*) に基づいて、電圧指令演算部 (710) で生成される。

明 細 書

コンバータの制御方法

技術分野

[0001] この発明はコンバータの制御方法に関し、特に多相電流を整流するコンバータを制御する方法に関する。

背景技術

[0002] 交流電源から得られる電流を整流して直流電圧を得る場合、力率は高い方が望ましい。例えば電圧型PWMコンバータを用いるにおいて力率を1とするため、出力される直流電圧を、交流電源の出力電圧のピーク値よりも高い値に設定する必要がある。そして実際に使用される交流電源の出力電圧の仕様が不明確な場合には、一般的な仕様の電圧より高めの電圧に直流電圧が設定される。

[0003] しかし、コンバータから出力される直流電圧の設定値を高くすることは、当該直流電圧を入力するインバータ装置に与えられる電圧値の最大値が上昇することになる。これは、コンバータ及びインバータが有するスイッチング素子や、交流電源とコンバータとの間に介在するリアクタの損失を増大させることとなり、引いてはコンバータ／インバータ全体としての変換器効率が低下するという問題点が生じていた。

[0004] このような事態を回避するため、交流電源の出力電圧を検出し、検出された電圧のピーク値より高い値へと、直流電圧を設定する電圧の下限值を調整する手法が提案されている(例えば後掲の特許文献1)。

[0005] 特許文献1:特開平7-245957号公報

特許文献2:特開2006-6406号公報

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0006] しかし、かかる手法では交流電源の出力電圧を検出する電圧検出回路が必要であり、制御回路のサイズ、コストアップとなる。更に、直流電圧の指令値を設定する際には、電圧検出回路の誤差を考慮する必要があり、直流電圧の昇圧を最小限に抑えることは困難であった。

- [0007] 一方、直流電圧の指令値の設定を、PWMコンバータの変調率と変調率指令値との差がなくなるように設定する手法も提案されている(例えば前掲の特許文献2)。この手法によれば、交流電源の出力電圧の検出を必要とせずに、交流電源の電圧変動に応じて直流電圧を制御することができる。
- [0008] しかしかかる手法では、変調率を変調率指令値に一致させるために、直流電圧の指令値を演算するとき積分器が必要である。またPWM制御に用いる電圧指令値を得るための積分器も別途に必要である。よって後に本発明の実施の形態に対する比較例として詳述するように、瞬時電圧低下を経て復帰した時には上記二種の積分器の動作が干渉し、直流電圧のオーバーシュートが発生する問題があった。
- [0009] 本発明は電源電圧実効値の検出を必要としないで、電源電圧の変動に応じ直流電圧の制御を行うことを目的とする。かかる目的の達成により、制御の信頼性も向上し、素子耐圧も低減される。
- [0010] 本発明の望ましい態様では更に、瞬時電圧低下を経た復帰時における直流電圧のオーバーシュートを回避することも目的とする。

課題を解決するための手段

- [0011] この発明にかかるコンバータの制御方法は、多相電源(1)から多相電流(I_r , I_s , I_t)を入力してスイッチングを行って直流電圧(V_{dc})を出力するコンバータ(3)において前記直流電圧(V_{dc})を制御する方法である。前記直流電圧の指令値が直流電圧指令値(V_{dc}^*)である。前記多相電源の電源周波数($\omega/2\pi$)で回転する回転座標系において対をなす第1電圧(V_d)及び第2電圧(V_q)によって前記コンバータに入力する多相電圧が表される。前記第2電圧は前記第1電圧に対して90度進相である。前記第1電圧及び前記第2電圧の、それぞれに対する指令値が第1電圧指令値(V_{d}^*)及び第2電圧指令値(V_{q}^*)である。
- [0012] この発明にかかるコンバータの制御方法の第1の態様では、前記直流電圧の前記直流電圧指令値(V_{dc}^*)に対する偏差(ΔV_{dc})を求め、前記第1電圧指令値及び第2電圧指令値とに基づいて前記スイッチングを制御し、前記直流電圧指令値は前記第1電圧指令値に基づいて決定される。
- [0013] 例えば前記コンバータ(3)に入力する前記多相電圧の電圧(V_i)の推定値として、

前記第1電圧指令値 (V_d^*) の平方と前記第2電圧指令値 (V_q^*) の平方との和の平方根を求めて、前記推定値に基づいて前記直流電圧指令値 (V_{dc}^*) が決定される。

[0014] 例えば前記多相電源 (1) と前記コンバータ (3) との間には前記多相電流 (I_r, I_s, I_t) が流れるリアクトル群 (2) が設けられ、すくなくとも前記回転座標系において表される前記リアクトル群の抵抗成分 (r) と、前記回転座標系において表される前記多相電流の前記第1電圧と同相成分 (I_d) との積を、前記第1電圧指令値 (V_d^*) から差し引いて得られた値 ($V_d^* - r \cdot I_d$) を、前記多相電源の電圧 (V_s) の推定値として求め、前記推定値に基づいて前記直流電圧指令値 (V_{dc}^*) が決定される。

[0015] あるいは例えば前記多相電源 (1) と前記コンバータ (3) との間には前記多相電流 (I_r, I_s, I_t) が流れるリアクトル群 (2) が設けられ、すくなくとも前記回転座標系において表される前記リアクトル群の抵抗成分 (r) と、前記回転座標系において表される前記多相電流の前記第1電圧と同相成分 (I_d) との積を、コンバータに入力する前記多相電圧の電圧 (V_i) から差し引いた値 ($V_i - r \cdot I_d$) を求め、前記値に基づいて前記直流電圧指令値 (V_{dc}^*) が決定される。

[0016] あるいは例えば前記第2電圧指令値 (V_q^*) を前記第1電圧指令値 (V_d^*) で除した値の逆正接 ($\Psi = \tan^{-1}(V_q^*/V_d^*)$) の余弦値 ($\cos \Psi$) で前記多相電源の電圧 (V_s) の推定値を除算して得られた値 ($V_s / \cos \Psi$) を前記コンバータに入力する前記多相電圧 (V_i) の推定値とし、前記推定値に基づいて前記直流電圧指令値 (V_{dc}^*) が決定される。

[0017] この発明にかかるコンバータの制御方法の第2の態様は、その第1の態様であって、前記直流電圧指令値 (V_{dc}^*) の決定には積分要素を含むフィードバックループが排除される。

[0018] 第1及び第2の態様において、例えば前記直流電圧指令値 (V_{dc}^*) の決定には、前記第1電圧指令値又は前記コンバータに入力する多相電圧 (V_i) の推定値又は前記多相電源の電圧 (V_s) の推定値に対する、線形計算が採用される。

[0019] この発明にかかるコンバータの制御方法の第3の態様は、その第2の態様であって、直流電圧 (V_{dc}) を入力するインバータ (4) の動作と連係して、前記前掲計算に用いられる定数を設定する。

[0020] この発明にかかるコンバータの制御方法の第4の態様は、その第1の態様又は第2の態様であって、前記第1電圧指令値(V_d^*)又は前記コンバータ(3)に入力する多相電圧(V_i)の推定値又は前記多相電源の電圧(V_s)の推定値に対するフィルタ処理が含まれる。

発明の効果

[0021] この発明にかかるコンバータの制御方法の第1の態様によれば、多相電源の電源位相を必要とするが、多相電源の電圧を必要としない。よって多相電源の電圧を検出するための回路構成は不要となり、寸法や製造コストを抑制しながらも直流電圧を制御し、入力電力の力率を向上させやすくする。

[0022] この発明にかかるコンバータの制御方法の第2の態様によれば、直流電圧指令値の決定に積分要素のような時間遅れ要素を含まないので、瞬停／復帰に伴って当該決定が遅延することがない。よって当該遅延に基づいた直流電圧のオーバーシュートの発生を回避できる。

[0023] この発明にかかるコンバータの制御方法の第3の態様によれば、インバータの負荷の運転に応じて直流電圧を設定できるので、インバータの運転領域を拡大することができる。

[0024] この発明にかかるコンバータの制御方法の第4の態様によれば、直流電圧指令値の決定に一次遅れ要素や平均演算のようなフィルタ処理を含めることにより、直流電圧指令値を決定する制御系の応答を第1電圧指令値及び第2電圧指令値を決定する制御系の応答よりも遅くし、過渡応答に対して安定した制御を行う。

[0025] この発明の目的、特徴、局面、および利点は、以下の詳細な説明と添付図面とによって、より明白となる。

図面の簡単な説明

[0026] [図1]本発明の実施の形態にかかるコンバータの制御方法が適用されるコンバータ及びその周辺に接続される構成を示す回路図である。

[図2]従来のコンバータ波形制御部の構成を示す回路図である。

[図3]従来のコンバータ波形制御部の動作を示すグラフである。

[図4]本発明の第1の実施の形態にかかるコンバータ波形制御部の構成を示す回路

図である。

[図5]本発明の第1の実施の形態にかかるコンバータ波形制御部の動作を示すグラフである。

[図6]本発明の第2の実施の形態にかかるコンバータ波形制御部の構成を示す回路図である。

[図7]本発明の第3の実施の形態にかかるコンバータ波形制御部の構成を示す回路図である。

[図8]電圧指令値演算部の構成を例示するブロック図である。

[図9]直流電圧指令値と電源電圧との関係を示すグラフである。

[図10]電圧指令値演算部の他の構成を例示するブロック図である。

[図11]直流電圧指令値と電源電圧との関係を示すグラフである。

[図12]電圧指令値演算部の更に他の構成を例示するブロック図である。

[図13]直流電圧指令値と電源電圧との関係を示すグラフである。

[図14]電圧指令値演算部の更に他の構成を例示するブロック図である。

[図15]電圧指令値演算部の更に他の構成を例示するブロック図である。

発明を実施するための最良の形態

[0027] 以下、当該分野でしばしば行われるように、電流自身と、その値とは同じ符号を用いる。例えば「電流I」という表現は、回路を流れる電流Iを指す場合と、その値を指す場合とで兼用される。電圧や他の諸量についても同様である。

[0028] A:全体構成。

図1は本発明の実施の形態にかかるコンバータの制御方法が適用されるコンバータ及びその周辺に接続される構成を示す回路図である。

[0029] 多相電源1は相R, S, Tの三相電圧を出力する三相電源である。本実施の形態において相数を三としたが、相数は三に限定されない。

[0030] コンバータ3は多相電源1から、EMI(Electro Magnetic Interference)フィルタ及び入力リアクトル群2を介して電流 I_r , I_s , I_t を入力する。電流 I_r , I_s , I_t はそれぞれR相、S相、T相の線電流である。EMIフィルタは、電流 I_r , I_s , I_t に含まれる高周波ノイズ等を除去する。入力リアクトル群2は、コンバータ3へ突入電流が流れることを防止し、ま

たコンバータ3の入力電圧と多相電源1からの出力電圧との電位差を支える。

- [0031] コンバータ3は電圧型PWMコンバータであって周知のスイッチング素子を有し、当該スイッチング素子のスイッチングを行って直流電圧Vdcを出力する。
- [0032] インバータ4には直流電圧Vdcが印加され、周知のインバータ動作を行って三相電流Iu, Iv, Iwを出力する。三相負荷6には三相電流Iu, Iv, Iwが供給されて駆動される。ここでは三相負荷6としてモータが例示されている。インバータ4の出力する電流の相数は三に限定されない。
- [0033] コンバータ3とインバータ4との間のDCリンクにおいて、直流電圧Vdcを支えるコンデンサ5が設けられる。但しコンデンサ5を設けない態様のAC-ACコンバータ(広義)で採用されるコンバータに対して本発明を適用することができる。
- [0034] コンバータ3及びインバータ4のスイッチングは、それぞれスイッチング制御信号Gcnv, Ginvによって制御される。スイッチング制御信号Gcnv, Ginvは、それぞれコンバータ波形制御部7及びインバータ制御部8によって生成される。
- [0035] インバータ制御部8は、三相負荷6の駆動周波数の指令値 ωm^* と、直流電圧Vdcと、三相電流Iu, Iv, Iwとに基づいて生成される。この生成については周知技術であり、かつ本発明と直接の関連はないので、詳細は省略する。
- [0036] コンバータ波形制御部7は、多相電源1におけるR-S相間電圧のゼロクロス信号 ϕ_{rs} と、線電流Ir, Is, Itと、直流電圧Vdcとに基づいて生成される。一般に $I_t = -(I_s + I_r)$ の関係があるので、図1に示された構成では、カレントトランスCT1, CT2によってそれぞれ線電流Ir, Isを求め、これらがコンバータ波形制御部7へと与えられている。
- [0037] B:コンバータ波形制御部7の動作。
本実施の形態で採用されるコンバータ波形制御部7の動作を説明する前に、従来のコンバータの制御方法を説明し、まずその問題点の詳細を説明する。その後、本実施の形態で採用されるコンバータ波形制御部7の動作によって当該問題点が解消されることを説明する。
- [0038] (b-1)従来のコンバータの制御方法。

図2は、図1のコンバータ波形制御部7として採用可能な従来の構成を示す回路図

である。当該構成ではスイッチング制御信号Gcnvとしてスイッチング制御信号G0が出力される。また当該構成は特許文献2に開示された内容を簡略にした構成に対応している。

- [0039] なお、多相電源1の電源周波数($\omega / 2\pi$)で回転する回転座標系で採用されるd軸、q軸を用いた表現を導入する。q軸はd軸に対して90度進相となる。例えばコンバータ3に入力する電圧の一相当たりの実効値である電圧Viは、d軸電圧Vdとq軸電圧Vqとの対によって表される。より具体的には電圧Viの平方は、d軸電圧Vdの平方とq軸電圧Vqの平方との和に等しい。
- [0040] 位相演算部708はR-S相間電圧のゼロクロス信号 ϕ_{rs} に基づいて電源位相 θ を決定し、これを相変換部707及びPWM制御部709に与える。
- [0041] 相変換部707は電源位相 θ に従って、上記の回転座標系であるd軸-q軸座標系へと三相/二相変換を行って、線電流Ir, Is, Itのd軸成分であるd軸電流Idと、q軸成分であるq軸電流Iqとを算出する。d軸電流Id、q軸電流Iqは、それぞれ有効電力及び無効電力に寄与する。よって力率の改善のためにはq軸電流Iqは小さい方が望ましい。
- [0042] 上述のように線電流Itは線電流Ir, Isから決定される。よって相変換部707への線電流Itの入力は省略してもよく、この省略を図2においては符号Itを丸括弧で括弧することによって示している。
- [0043] 加減算器701は、直流電圧指令値Vdc*から直流電圧Vdcを差し引いて電圧偏差 ΔV_{dc} を求める。
- [0044] PI制御部702は、電圧偏差 ΔV_{dc} に基づいてPI制御することでd軸電流指令値Id*を求める。d軸電流指令値Id*は、d軸電流Idの指令値に相当する。
- [0045] 加減算器703は、d軸電流指令値Id*からd軸電流Idを差し引いて電流偏差 ΔI_d を求める。
- [0046] PI制御部704は、電流偏差 ΔI_d に基づいてPI制御することで、d軸電圧指令値Vd*を得る。d軸電圧指令値Vd*は、d軸電圧Vdの指令値に相当する。
- [0047] 加減算器705は、q軸電流指令値Iq*からq軸電流Iqを差し引いて電流偏差 ΔI_d を求める。q軸電流指令値Iq*は、q軸電流Idの指令値に相当する。

- [0048] PI制御部706は、電流偏差 ΔI_q に基づいてPI制御することで、q軸電圧指令値 V_q^* を得る。q軸電圧指令値 V_q^* は、q軸電圧 V_q の指令値に相当する。
- [0049] PWM制御部709には、d軸電圧指令値 V_d^* 及びq軸電圧指令値 V_q^* 並びに電源位相 θ が入力され、これらに基づいてスイッチング制御信号G0を生成する。スイッチング制御信号G0は図1に示されたスイッチング制御信号 G_{cnv} として用いられる。スイッチング制御信号G0の生成は周知の技術を用いて行われるので、詳細な説明は省略する。
- [0050] 上述のように、コンバータ3への入力電圧 V_i は $\sqrt{(V_d^2 + V_q^2)}$ で表されるので、電圧 V_i をここでは $\sqrt{(V_d^{*2} + V_q^{*2})}$ で見積もることとする。電圧 V_i と電源電圧 V_s との位相差は $\Psi = \tan^{-1}(V_q^*/V_d^*)$ として表される。
- [0051] またPWM制御部709には更に、直流電圧 V_{dc} も与えられ、変調率 K_s が $\sqrt{2}(V_i/V_{dc})$ で求められる。上述のように電圧 V_i はコンバータ3に入力する電圧の一相当たりの実効値であるので、変調率 K_s は直流電圧 V_{dc} に対する入力電圧 V_i の波高値の比となる。
- [0052] 加減算器721は変調率 K_s からその指令値 K_s^* を差し引き、当該差が比例演算部722において比例演算されて変調率の偏差 ΔK が得られる。乗算部723は、0又は1の二値を採る係数 ε を偏差 ΔK に乗算する。積分器724は乗算結果 $\varepsilon \cdot \Delta K$ を積分して直流電圧指令値 V_{dc}^* を生成する。
- [0053] 制限部725は直流電圧指令値 V_{dc}^* を入力し、これが所望の範囲内にある場合には係数 ε として値1を出力する。直流電圧指令値 V_{dc}^* が所望の範囲よりも小さい場合、偏差 ΔK が負であれば係数 ε として値0が採用され、偏差 ΔK が正であれば係数 ε として値1が採用される。直流電圧指令値 V_{dc}^* が所望の範囲よりも大きい場合、偏差 ΔK が負であれば係数 ε として値1が採用され、偏差 ΔK が正であれば係数 ε として値0が採用される。このようにして、直流電圧指令値 V_{dc}^* と変調率 K_s とが負の相関関係にあることを用いて、積分部724での積分値が大きくなりすぎることが制限される。
- [0054] 図3は電源電圧が瞬間的に400Vから340Vへと低下し、その後に復帰した場合の、図2に示された構成の各部の動作を示すグラフである。ここでは瞬時電圧低下が発

生した時刻、及び復帰した時刻を、それぞれ時刻 t_0 、 t_1 で示している。

- [0055] 但し、定常状態においてはd軸電流指令値 I_d^* が負である場合を考慮し、グラフではd軸電流指令値 I_d^* 及びd軸電流 I_d のそれぞれの符号を変えた値 $-I_d^*$ 、 $-I_d$ を示している。
- [0056] 時刻 t_0 において瞬時電圧低下が発生したことにより、d軸電流 I_d の絶対値は瞬間的に低下する(図3三段目のグラフ参照:時刻 t_0 における値 $-I_d$ の変動は急激であって、グラフでは下向きの線として示されている)。
- [0057] かかるd軸電流 I_d の変動はPI制御部704が出力するd軸電圧指令値 V_d^* の急峻な低下を招く(図3四段目のグラフ)。PI制御部704での演算は積分項を有しているため積分項による値 s_2 はなだらかに低下する。しかし通常、PI制御部704での積分項の影響は小さく、比例項の影響が大きいため、d軸電圧指令値 V_d^* は上述のようにd軸電流 I_d の変動を大きく受ける。
- [0058] d軸電圧指令値 V_d^* の急峻な低下は電圧 V_i の急峻な低下を招き、これよりも直流電圧 V_{dc} の低下が緩慢であるため、変調率 K_s は急激に低下する(図3一段目のグラフ)。その後に直流電圧 V_{dc} も低下することにより(図3二段目のグラフ)、変調率 K_s は上昇する(図3一段目のグラフ)。
- [0059] 変調率の指令値 K_s^* に対して変調率 K_s は低下するため、偏差 ΔK は負となり、積分部724の機能によって直流電圧指令値 V_{dc}^* も徐々に低下する。但し時刻 t_0 の直後では直流電圧指令値 V_{dc}^* の方が、直流電圧 V_{dc} よりも下がる速度が遅いため、偏差 ΔV_{dc} は正に振れ、d軸電流指令値 I_d^* は低下(値 $-I_d^*$ は上昇)する。しかしその後、直流電圧指令値 V_{dc}^* も減少するため、偏差 ΔV_{dc} は小さくなる(図3二段目参照)。
- [0060] 時刻 t_1 で電源が復帰すると、直流電圧 V_{dc} は電源電圧のピーク値である565V程度に充電される。しかし直流電圧指令値 V_{dc}^* は積分部724における積分演算によって増大するため、その増大速度は遅い。よって偏差 ΔV_{dc} は時刻 t_1 において急激に負となる。
- [0061] これにより、PI制御部702が出力するd軸電流指令値 I_d^* は急激に増大し(値 $-I_d^*$ は減少)、電流偏差 ΔI_d が正となる。よってPI制御部704が出力するd軸電圧指令値

V_d^* が増加する。上述のようにPI制御部704での積分項の影響は小さく、比例項の影響が大きいいため、d軸電圧指令値 V_d^* は急激に増大する。

[0062] これにより電圧 v_i が急上昇し、変調率 K_s は上限値1に到達する。なおコンバータ3は直流電圧 V_{dc} に対する降圧形変換器として動作するため、整流器モードで動作して変調率 K_s が最大値1を採る。これにより偏差 ΔK は正となる。

[0063] 偏差 ΔK が正となることで積分部724での積分演算により、直流電圧指令値 V_{dc}^* は緩慢に上昇し、やがて時刻 t_2 において直流電圧 V_{dc} と一致する。同様にして時刻 $t_1 \sim t_2$ においてはPI制御部702における偏差 $\Delta V_{dc} (< 0)$ の積分動作により、積分項による値 s_1 はなだらかに低下する。但し時刻 t_2 の後も直流電圧指令値 V_{dc}^* は上昇し続けるので、時刻 t_2 以降に偏差 ΔV_{dc} は正となり、値 s_1 はなだらかに上昇する。

[0064] 直流電圧指令値 V_{dc}^* の緩慢な増大により、d軸電流指令値 I_d^* は緩慢に減少し(値 $-I_d^*$ は増大)、時刻 t_3 においてd軸電流 I_d と一致する。つまり時刻 t_3 まではPI制御部704の積分項による値 s_2 はなだらかに増大し続け、その後は減少する。但し、上述のようにPI制御部704の積分項の影響は小さいので、d軸電圧指令値 V_d^* が極大値を採るタイミングは値 s_2 が極大値を採る時刻 t_3 よりも早い。

[0065] 時刻 t_3 において偏差 ΔI_d が零となっても、d軸電圧指令値 V_d^* が電源電圧400Vを下回らない限り、上述のようにコンバータ3は整流器モードで動作して変調率 K_s が最大値が1を採り続ける。よって偏差 ΔK は正であり、積分部724の機能によって直流電圧指令値 V_{dc}^* が増大し続け、d軸電流指令値 I_d^* は緩慢に減少し続ける(値 $-I_d^*$ は増大し続ける)。

[0066] 時刻 t_4 においてd軸電圧指令値 V_d^* が400Vを下回ると、コンバータ3は整流器モードから通常のコルバタの動作へと復帰する。これにより直流電圧 V_{dc} にオーバーシュートが発生し、変調率 K_s にアンダーシュートが発生する。また値 $-I_d^*$ が低下する(d電流指令値 I_d^* が上昇する)ので、値 $-I_d^*$ は図3においてオーバーシュートとして描かれている。また直流電圧 V_{dc} が定常状態に復帰する間、値 s_1 にもオーバーシュートが発生する。

[0067] この後、時刻 t_5 において各部の動作は安定する。

[0068] (b-2)第1の実施の形態にかかるコンバータの制御方法。

図4は、図1のコンバータ波形制御部7として採用可能な第1の実施の形態にかかるコンバータ波形制御部の構成を示す回路図である。当該構成ではスイッチング制御信号Gcnvとしてスイッチング制御信号G1が出力される。

[0069] 本実施の形態にかかるコンバータ波形制御部で採用される加減算器701, 703, 705、PI制御部702, 704, 706、相変換部707、位相演算部708、PWM制御部709は、図2に示されたものが採用される。

[0070] 当該構成では、図2に示された加減算器721、比例演算部722、乗算部723、積分器724、制限部725に代えて、電圧指令値演算部710を採用している。

[0071] 電圧指令値演算部710は、PI制御部704から出力されたd軸電圧指令値 V_d^* に基づいて、直流電圧指令値 V_{dc}^* を生成し、これを加減算器701に与える。このように直流電圧指令値 V_{dc}^* の生成は、d軸電圧指令値 V_d^* に基づいており、電源位相を必要とするものの、多相電源の電圧自体を必要としない。よって多相電源の電圧を検出するための回路構成は不要となり、寸法や製造コストを抑制しながらも直流電圧 V_{dc} を制御し、入力電力の力率を向上させやすくなる。

[0072] 特にq電流 I_q を零とする制御を行えば、すくなくともリアクトル群2の抵抗成分 r と、d軸電流 I_d との積 $r \cdot I_d$ を、d軸電圧指令値 V_d^* から差し引いた値 $(V_d^* - r \cdot I_d)$ に基づいて、直流電圧指令値 V_{dc}^* を決定することが望ましい。値 $(V_d^* - r \cdot I_d)$ は、上記のd軸の定義上、定常状態では電源電圧の推定値となり、電源電圧を実測することなく実質的に電源電圧に基づいた直流電圧 V_{dc} の制御が実現できるからである。この場合、抵抗成分 r の値は電圧指令値演算部710に記憶され、あるいは外部から入力されることが望ましい。またd軸電流 I_d は相変換部707から得ることができる。

[0073] これを数式を用いてより詳細に示せば、簡単のために $L_d = L_q = L$ とし、電源電圧 V_s 、微分演算子 s を導入して、一般に $V_d = V_s + (Ls + r)I_d - \omega L \cdot I_q$ 、 $V_q = (Ls + r)I_q + \omega L \cdot I_d$ が成立する。第1の式に $I_q = 0$ (q電流 I_q を零とする)を代入し、定常状態では微分演算子 s による演算結果が零となることから、 $V_d = V_s + r \cdot I_d$ が得られ、 $V_s = V_d - r \cdot I_d$ が成立する。本実施の形態ではd軸電圧 V_d 、電源電圧 V_s は測定しないので、d軸電圧 V_d に代えてd軸電圧指令値 V_d^* を用いて値 $(V_d^* - r \cdot I_d)$ を電源電圧 V_s の推定値として扱う。

- [0074] なお、少なくとも積 $r \cdot Id$ を、コンバータ3への入力電圧 V_i (あるはその推定値)から差し引いた値($V_i - r \cdot Id$)に基づいて、直流電圧指令値 V_{dc}^* を決定してもよい。特に位相差 Ψ が小さい場合に電源電圧 V_s は電圧 V_i とほぼ等しくなるので、このような決定を行うこともできる。
- [0075] 直流電圧指令値 V_{dc}^* の決定には積分要素を含むフードバックループが排除されることが望ましい。この場合には瞬停／復帰に伴って当該決定が遅延することがない。よって当該遅延に基づいた直流電圧 V_{dc} のオーバーシュートの発生を回避できる。
- [0076] 図5は電源電圧が瞬間的に400Vから340Vへと低下し、その後に復帰した場合の、図4に示された構成の各部の動作を示すグラフである。図3と同様にして、瞬時電圧低下が発生した時刻、及び復帰した時刻を、それぞれ時刻 t_0 , t_1 で示している。
- [0077] ここでは直流電圧指令値 V_{dc}^* を、d軸電圧指令値 V_d^* に所定の係数を乗じ、変調率 K_s が図3に示された場合と等しくなるように設定した場合を示した。
- [0078] (b-1)で説明された動作とは異なり、積分部724における積分動作がなく、時刻 t_1 の後、d軸電圧指令値 V_d^* 及び直流電圧指令値 V_{dc}^* は急峻に変化する。よって図3の時刻 $t_1 \sim t_4$ で見られたd軸電流指令値 I_d^* の減少(値 $-I_d^*$ の増大)が生じる期間は極めて短い。よって変調率 K_s にアンダーシュートが発生することもなく、時刻 t_6 において各部の動作が安定する。
- [0079] (b-3)第2の実施の形態にかかるコンバータの制御方法。
図6は、図1のコンバータ波形制御部7として採用可能な第2の実施の形態にかかる構成を示す回路図である。当該構成ではスイッチング制御信号 G_{cnv} としてスイッチング制御信号 G_2 が出力される。
- [0080] 第2の実施の形態で採用される構成は、第1の実施の形態で採用される構成に対して、電圧制御部711, 713及び加算器712, 714を追加している。
- [0081] 電圧制御部711はd軸電流指令値 I_d^* と、リアクトル群2のd軸インダクタンス L_d と、電源電圧の角周波数 ω との積 $\omega L_d \cdot I_d^*$ を加算器712に出力する。電圧制御部713はq軸電流指令値 I_q^* と、リアクトル群2のq軸インダクタンス L_q と、角周波数 ω との積 $\omega L_q \cdot I_q^*$ を加算器714に出力する。d軸インダクタンス L_d 、q軸インダクタンス L_q はそれぞれ、リアクトル群2のインダクタンスをd軸-q軸座標系に変換したものである。但

リアクトル群2を構成するリアクトルの各々の値は互いに等しいとした。

[0082] また角周波数 ω は電源周波数 f から求められる($\omega = 2\pi f$)。電源周波数 f の値は電圧指令値演算部710に記憶され、あるいは外部から入力(ゼロクロス信号 ϕ_{rs} から算出)されることが望ましい。角周波数 ω の電圧制御部711, 713への入力は、図面の繁雑を避けるために省略した。

[0083] 加算器712はPI制御部704の出力に積 $\omega L_d \cdot I_d^*$ を加算し、d軸電圧指令値 V_d^* を生成する。加算器714はPI制御部706の出力に積 $\omega L_q \cdot I_q^*$ を加算し、q軸電圧指令値 V_q^* を生成する。換言すれば、電圧制御部711, 713及び加算器712, 714はリアクトル群2に起因した干渉項を補償する機能を有している。かかる干渉項の補償自体については周知の技術であるので、詳細な説明は省略する。

[0084] (b-4)第3の実施の形態にかかるコンバータの制御方法。

図7は図1のコンバータ波形制御部7として採用可能な第3の実施の形態にかかる構成を示す回路図である。当該構成ではスイッチング制御信号 G_{cnv} としてスイッチング制御信号 G_3 が出力される。

[0085] 第3の実施の形態で採用される構成は、第2の実施の形態で採用される構成に対して、電圧指令値演算部710において、直流電圧指令値 V_{dc}^* をd軸電圧指令値 V_d^* からではなく、PWM制御部709で電圧 V_i をここでは $\sqrt{(V_d^{*2} + V_q^{*2})}$ として推定された推定値を採用する点で異なっている。

[0086] もちろん、本実施の形態においても第1の実施の形態と同様に、電圧制御部711, 713及び加算器712, 714を省略してもよい。

[0087] また、電源電圧 V_s (の推定値)と電圧 V_i との間には上述の位相差 Ψ が存在することに鑑みて、電圧 V_i の推定を $V_s / \cos \Psi$ で求めても良い。

[0088] C:電圧指令値演算部710の動作。

具体的には、直流電圧指令値 V_{dc}^* は、以下のようにして設定することができる。

[0089] (c-1)比例計算。

例えば直流電圧指令値 V_{dc}^* としてd軸電圧指令値 V_d^* と定数 $\sqrt{2} \cdot K_1$ の積を採用する。この場合、定数 K_1 は無負荷($I_d = 0$)の場合の昇圧率に相当し、電源電圧が変動しても当該昇圧率を一定に保つことができる。

- [0090] あるいは直流電圧指令値 V_{dc}^* としてコンバータ3に入力する多相電圧の推定値 V_i と定数 $\sqrt{2} \cdot K_1$ の積を採用する。この場合、定数 K_1 は変調率 K_s に相当し、電源電圧が変動しても変調率 K_s を一定に保つことができる。
- [0091] 但し、実際には直流電圧指令値 V_{dc}^* に上限／下限を設けることが望ましい。図8は電圧指令値演算部710の構成を例示するブロック図であり、図9は直流電圧指令値 V_{dc}^* と電源電圧との関係を示すグラフである。
- [0092] 比例計算部710aはd軸電圧指令値 V_d^* を入力し、これと定数 $\sqrt{2} \cdot K_1$ との積をリミッタ710bに与える。リミッタ710bは上記の積を下限値 V_{dc_min} 及び上限値 V_{dc_max} でスライスし、直流電圧指令値 V_{dc}^* として出力する。直流電圧指令値 V_{dc}^* が下限値 V_{dc_min} と上限値 V_{dc_max} との間の値を採りうる電源電圧の範囲($V_{ac_min} \sim V_{ac_max}$)において、昇圧率を一定に保つことができる。
- [0093] 図8、図9においてd軸電圧指令値 V_d^* をコンバータ3に入力する多相電圧の推定値 V_i と読み替えれば、電源電圧の範囲($V_{ac_min} \sim V_{ac_max}$)において、変調率が一定に保たれることになる。
- [0094] (c-2)線形計算。
例えば直流電圧指令値 V_{dc}^* としてd軸電圧指令値 V_d^* と $\sqrt{2}$ との積に定数 V_1 を加えた値($\sqrt{2} \cdot V_d^* + V_1$)を採用する。あるいは直流電圧指令値 V_{dc}^* としてコンバータ3に入力する多相電圧の推定値 V_i と $\sqrt{2}$ との積に定数 V_1 を加えた値($\sqrt{2} \cdot V_i + V_1$)を採用する。
- [0095] この場合、定数 V_1 は直流電圧指令値 V_{dc}^* に対しての一定の昇圧を与えることになる。よって、(c-1)で示された比例計算を採用する場合と比較して、電源電圧が変動した場合の直流電圧指令値 V_{dc}^* の変動幅を抑制することができる。
- [0096] 図10は電圧指令値演算部710の構成を例示するブロック図であり、図11は直流電圧指令値 V_{dc}^* と電源電圧との関係を示すグラフである。
- [0097] 比例計算部710cはd軸電圧指令値 V_d^* を入力し、これに $\sqrt{2}$ を乗じて加算器710dに与える。加算器710dは $\sqrt{2} \cdot V_d^*$ に定数 V_1 を加算し、リミッタ710bに与える。リミッタ710bは値($\sqrt{2} \cdot V_d^* + V_1$)を下限値 V_{dc_min} 及び上限値 V_{dc_max} でスライスし、直流電圧指令値 V_{dc}^* として出力する。図10、図11においてd軸電圧指令値 V_d^*

をコンバータ3に入力する多相電圧の推定値 V_i と読み替えることもできる。

[0098] あるいは例えば直流電圧指令値 V_{dc}^* としてd軸電圧指令値 V_d^* と $\sqrt{2}$ との積に定数 V_2 を加えた値($\sqrt{2} \cdot V_d^* + V_2$)を K_2 倍した値を採用する。あるいは直流電圧指令値 V_{dc}^* としてコンバータ3に入力する多相電圧の推定値 V_i と $\sqrt{2}$ との積に定数 V_2 を加えた値($\sqrt{2} \cdot V_i + V_2$)を K_2 倍した値を採用する。

[0099] $(\sqrt{2} \cdot V_d^* + V_2) \times K_2 = \sqrt{2} \cdot V_d^* \times K_2 + V_2 \times K_2 = \sqrt{2} \cdot V_d^* \times K_1 + V_1$ と変形できるため、 K_1 の値を一定にして直流電圧 V_{dc} の昇圧を抑えつつ、直流電圧 V_{dc} の変化の幅を小さくできることが判る。これは直流電圧 V_{dc} が低下した場合、当該低下に伴ってインバータ4の運転領域が満足できなくなるという事態を回避する観点で望ましい。

[0100] 図12は電圧指令値演算部710の構成を例示するブロック図であり、図13は直流電圧指令値 V_{dc}^* と電源電圧との関係を示すグラフである。

[0101] 比例計算部710cはd軸電圧指令値 V_d^* を入力し、これに $\sqrt{2}$ を乗じて加算器710dに与える。加算器710dは値 $\sqrt{2} \cdot V_d^*$ に定数 V_2 を加算し、乗算器710eに与える。乗算器710eは値 $(\sqrt{2} \cdot V_d^* + V_2) \times K_2$ をリミッタ710bに与える。リミッタ710bは値 $(\sqrt{2} \cdot V_d^* + V_2) \times K_2$ を下限値 V_{dc_min} 及び上限値 V_{dc_max} でスライスし、直流電圧指令値 V_{dc}^* として出力する。図12、図13においてd軸電圧指令値 V_d^* をコンバータ3に入力する多相電圧の推定値 V_i と読み替えることもできる。

[0102] (c-3)フィルタ処理.

図14は電圧指令値演算部710の構成を例示するブロック図である。平均値演算部710fはd軸電圧指令値 V_d^* の所定期間での平均値を求める。比例計算部710fは当該平均値に定数 K_3 を乗じて直流電圧指令値 V_{dc}^* を出力する。

[0103] 図15は電圧指令値演算部710の他の構成を例示するブロック図である。比例計算部710hはd軸電圧指令値 V_d^* と定数 K_4 との積を求める。一次遅れ演算部710iは当該積に対して一次遅れ演算を行う。

[0104] 上記二種の構成はいずれもd軸電圧指令値 V_d^* に対するフィルタ処理を行っており、直流電圧指令値 V_{dc}^* の高周波変動成分を除去できる。直流電圧指令値 V_{dc}^* を決定する電圧指令値演算部710の応答を、偏差 ΔV_{dc} に基づいてd軸電圧指令値 V_d

を求める応答(具体的にはPI制御部702, 704の応答)や、q軸電圧指令値 V_q^ を求める応答(具体的にはPI制御部706の応答)よりも十分に遅くすることで、過渡応答に対して安定した制御系が構成される。d軸電圧指令値 V_d^* をコンバータ3に入力する多相電圧の推定値 V_i に代替してもよい。

[0105] なお、(b-1)で説明されたオーバーシュートやアンダーシュートを回避する観点からは、積分計算を伴って直流電圧指令値 V_{dc}^* を求めることは望ましくない。しかしながら電源電圧実効値の検出を必要としないで、電源電圧の変動に応じた直流電圧 V_{dc} の制御を行うことは可能である。

[0106] D:インバータ制御

インバータ制御部8からの指令値J(図1参照)に応じて、直流電圧指令値 V_d^* の演算を変化させてもよい。具体的には、例えば三相負荷6がモータであり、これを高速回転させる必要がある場合には、インバータ4をかかると必要に対応して駆動することになる。そしてそのような駆動を行う場合、インバータ制御部8はインバータ4に、モータの高速回転用の駆動、例えば電流位相を進めて弱め界磁制御を行わせる。このような高速回転用の駆動をインバータ4に行わせるとき、インバータ制御部8が指令値Jを出力し、これによってコンバータ波形制御部7の動作を制御する。

[0107] より具体的には電圧指令値演算部710の動作において、上記「C」で例示した比例計算、線形計算、積分計算のいずれを採用するか、更には比例定数 K_1 , K_2 , V_1 , V_2 を設定する。

[0108] このようにコンバータ波形制御部7の動作、引いてはコンバータ3の動作を、インバータ制御部8の動作、引いてはインバータ4の動作と連係することにより、モータの高速回転が必要などときのみ、直流電圧 V_{dc} を高く設定することができる。これにより、通常は直流電圧 V_{dc} の昇圧を抑えた高効率制御を行い、必要などときのみ高速回転を実現し、以てインバータ運転領域を拡大することができる。

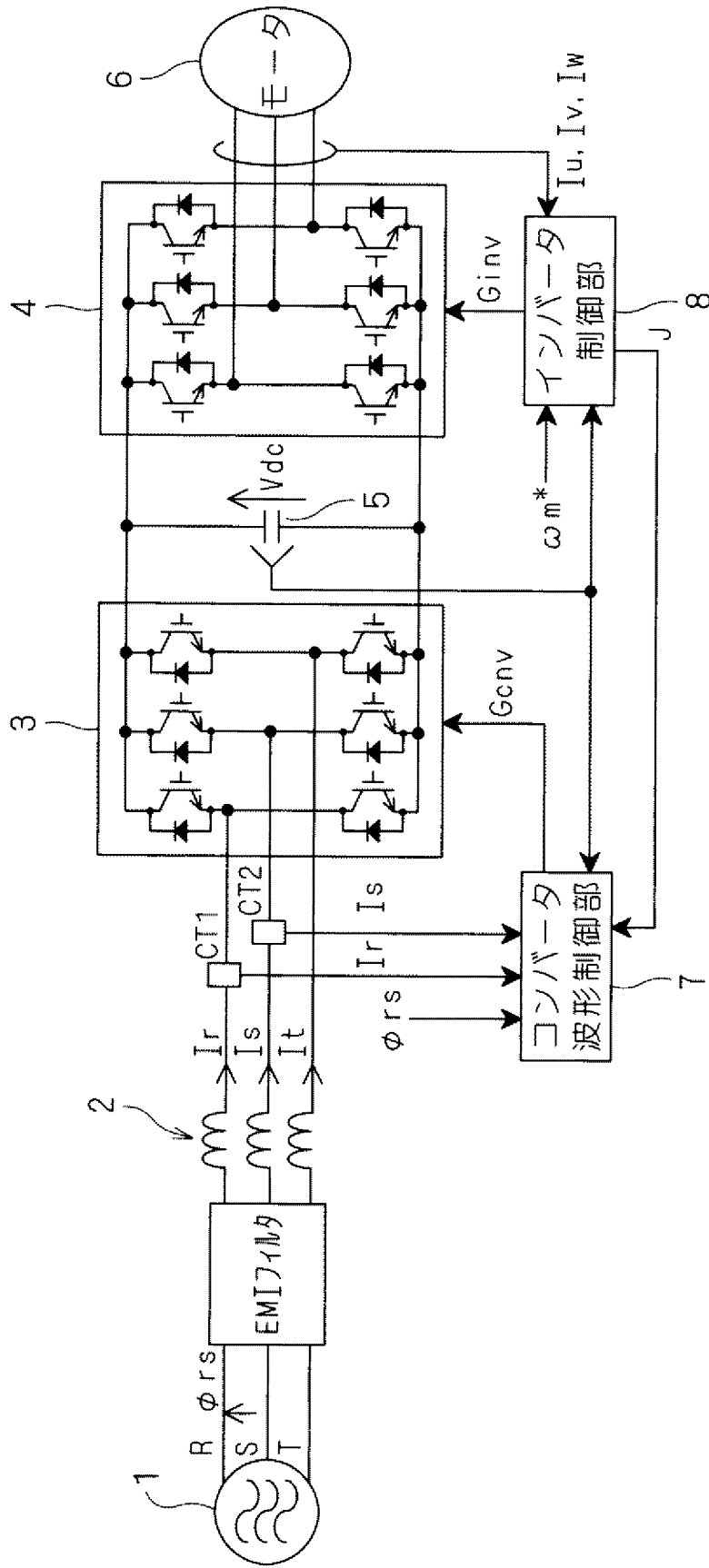
[0109] この発明は詳細に説明されたが、上記した説明は、すべての局面において、例示であって、この発明がそれに限定されるものではない。例示されていない無数の変形例が、この発明の範囲から外れることなく想定され得るものと解される。

請求の範囲

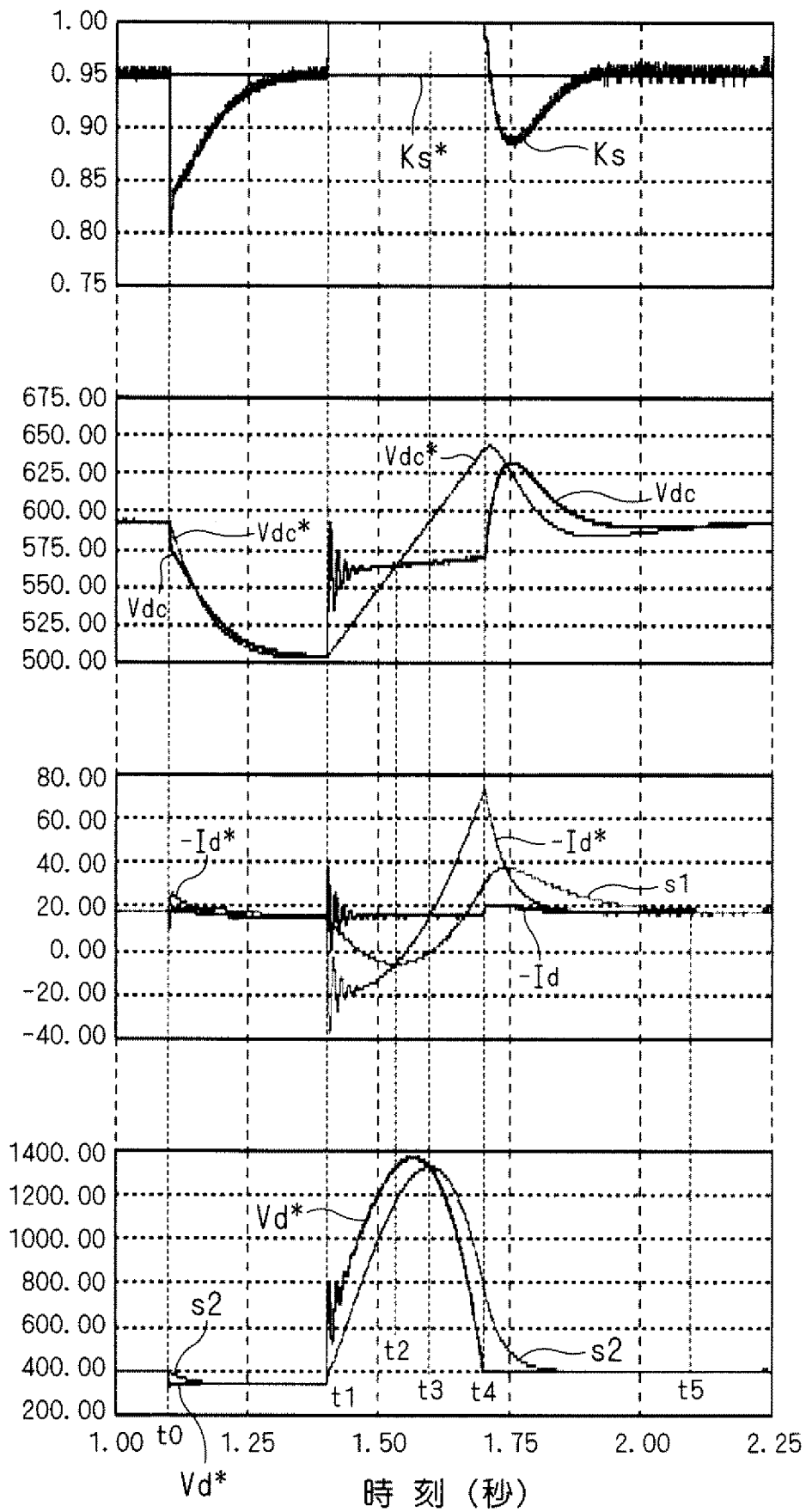
- [1] 多相電源(1)から多相電流(I_r , I_s , I_t)を入力してスイッチングを行って直流電圧(V_{dc})を出力するコンバータ(3)において前記直流電圧(V_{dc})を制御する方法であって、
- 前記直流電圧の指令値が直流電圧指令値(V_{dc}^*)であり、
- 前記多相電源の電源周波数($\omega / 2\pi$)で回転する回転座標系において対をなす第1電圧(V_d)及び第2電圧(V_q)によって前記コンバータに入力する多相電圧が表され、
- 前記第2電圧は前記第1電圧に対して90度進相であり、
- 前記第1電圧及び前記第2電圧の、それぞれに対する指令値が第1電圧指令値(V_d^*)及び第2電圧指令値(V_q^*)であって、
- 前記直流電圧の前記直流電圧指令値(V_{dc}^*)に対する偏差(ΔV_{dc})を求め、
- 前記第1電圧指令値及び前記第2電圧指令値とに基づいて前記スイッチングを制御し、
- 前記直流電圧指令値は前記第1電圧指令値に基づいて決定される、コンバータの制御方法。
- [2] 前記コンバータ(3)に入力する前記多相電圧の電圧(V_i)の推定値として、前記第1電圧指令値(V_d^*)の平方と前記第2電圧指令値(V_q^*)の平方との和の平方根を求めて、前記推定値に基づいて前記直流電圧指令値(V_{dc}^*)が決定される、請求項1記載のコンバータの制御方法。
- [3] 前記多相電源(1)と前記コンバータ(3)の間には前記多相電流(I_r , I_s , I_t)が流れるリアクトル群(2)が設けられ、
- 前記回転座標系において表される前記リアクトル群の抵抗成分(r)と、前記回転座標系において表される前記多相電流の前記第1電圧と同相成分(I_d)との積($r \cdot I_d$)を、前記第1電圧指令値(V_d^*)から差し引いて得られた値($V_d^* - r \cdot I_d$)を、前記多相電源の電圧(V_s)の推定値として求め、
- 前記推定値に基づいて前記直流電圧指令値(V_{dc}^*)が決定される、請求項1記載のコンバータの制御方法。

- [4] 前記多相電源(1)と前記コンバータ(3)の間には前記多相電流(I_r , I_s , I_t)が流れるリアクトル群(2)が設けられ、
前記回転座標系において表される前記リアクトル群の抵抗成分(r)と、前記回転座標系において表される前記多相電流の前記第1電圧と同相成分(I_d)との積を、前記コンバータに入力する前記多相電圧の電圧(V_i)もしくはその推定値から差し引いた値($V_i - r \cdot I_d$)を求め、
前記値に基づいて前記直流電圧指令値(V_{dc}^*)が決定される、請求項1記載のコンバータの制御方法。
- [5] 前記第2電圧指令値(V_q^*)を前記第1電圧指令値(V_d^*)で除した値の逆正接($\Psi = \tan^{-1}(V_q^*/V_d^*)$)の余弦値($\cos \Psi$)で、前記他相電源の電圧(V_s)の推定値を除算して得られた値($V_s / \cos \Psi$)を、前記コンバータ(3)に入力する前記多相電圧(V_i)の推定値とし、
前記推定値に基づいて前記直流電圧指令値(V_{dc}^*)が決定される、請求項1記載のコンバータの制御方法。
- [6] 前記直流電圧指令値(V_{dc}^*)の決定には積分要素を含むフィードバックループが排除される、請求項1乃至請求項5のいずれか一つに記載のコンバータの制御方法。
- [7] 前記直流電圧指令値(V_{dc}^*)の決定には、前記第1電圧指令値又は前記コンバータ(3)に入力する多相電圧(V_i)の推定値又は前記多相電源の電圧(V_s)の推定値に対する、線形計算が採用される、請求項1乃至請求項5のいずれか一つに記載のコンバータの制御方法。
- [8] 直流電圧(V_{dc})を入力するインバータ(4)の動作と連係して、前記前掲計算に用いられる定数を設定する、請求項7記載のコンバータの制御方法。
- [9] 前記第1電圧指令値(V_d^*)又は前記コンバータ(3)に入力する多相電圧(V_i)の推定値又は前記多相電源の電圧(V_s)の推定値に対するフィルタ処理が含まれる、請求項1乃至請求項5のいずれか一つに記載のコンバータの制御方法。

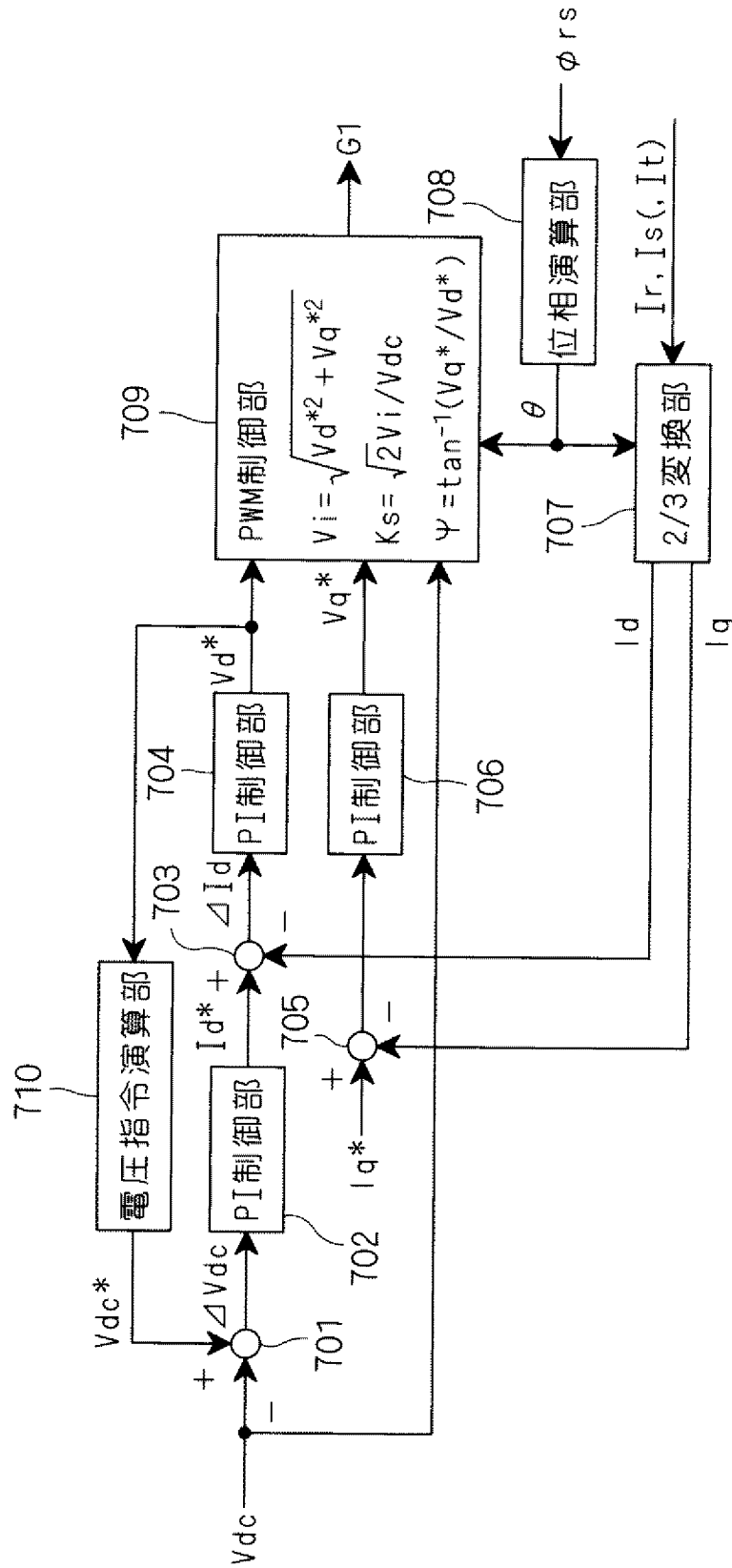
[図1]



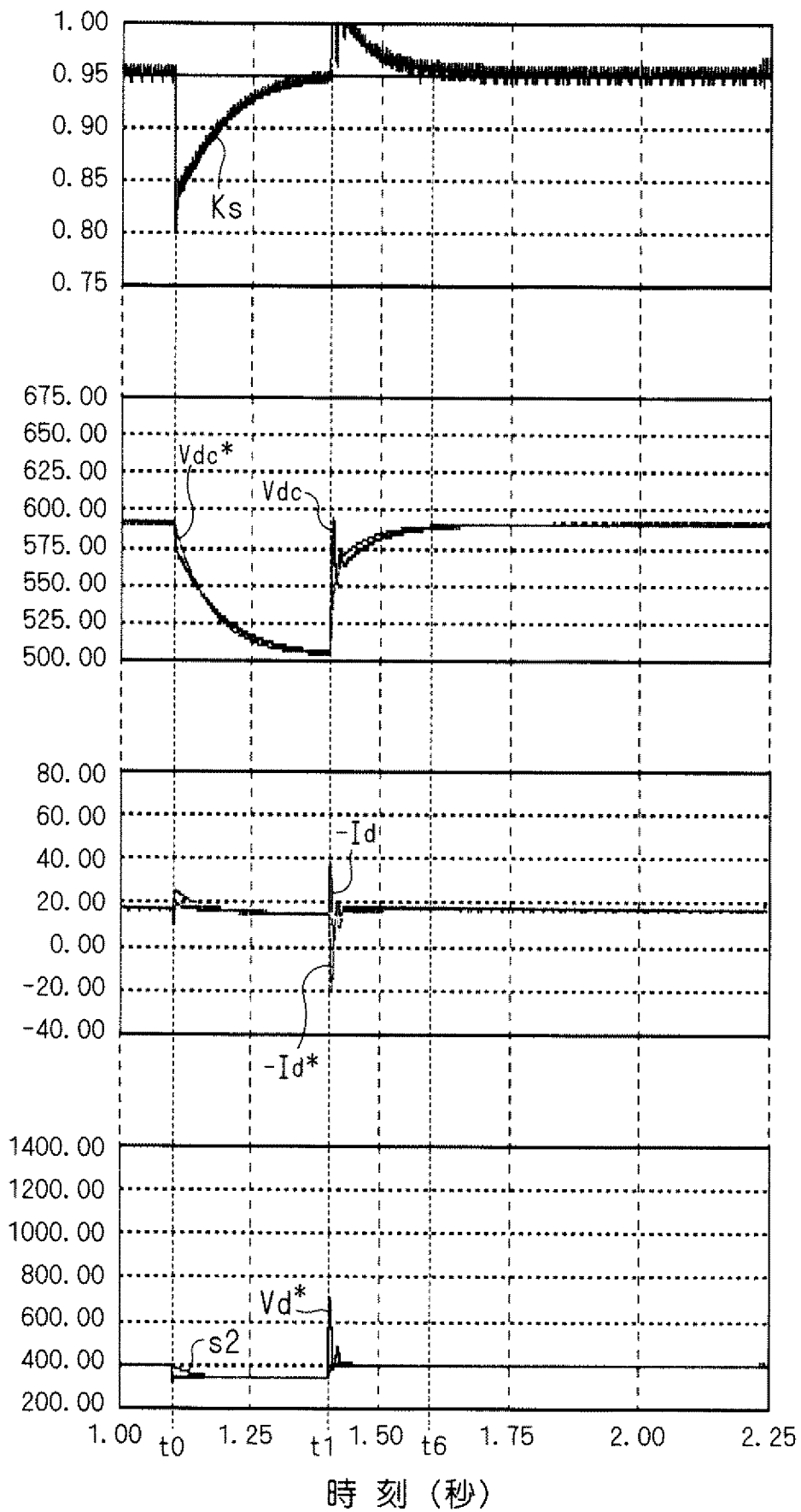
[図3]



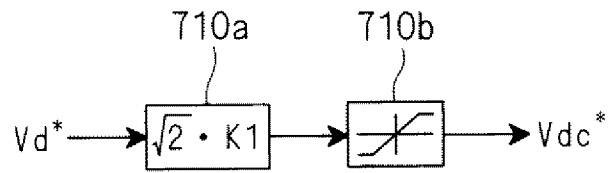
[図4]



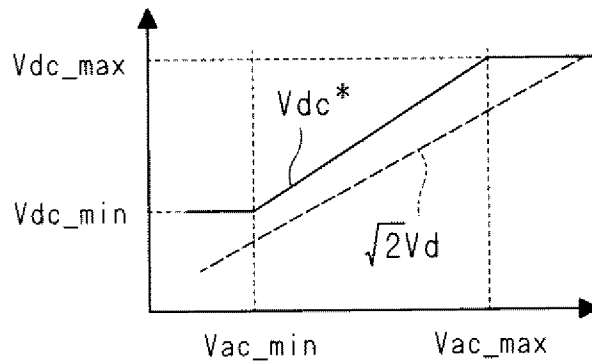
[図5]



[図8]

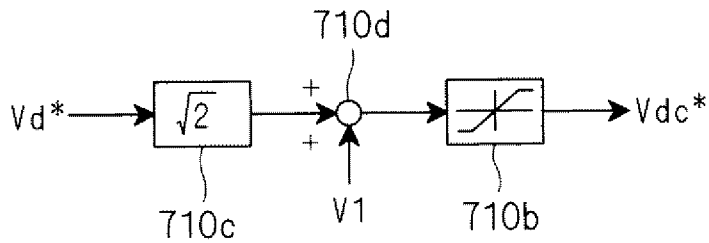


[図9]

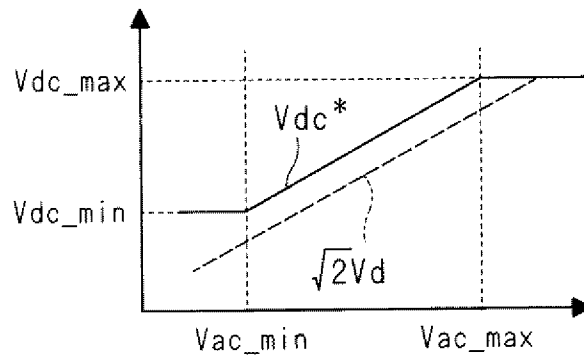


電源電圧

[図10]

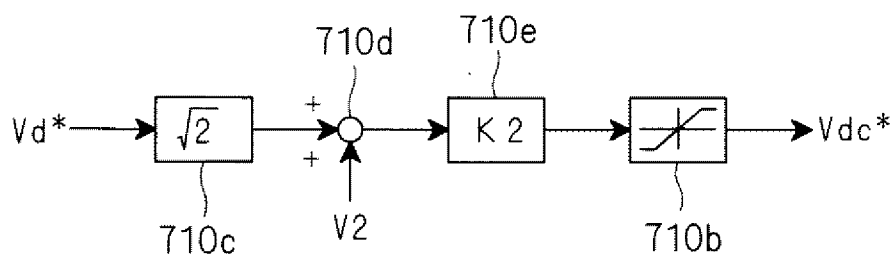


[図11]

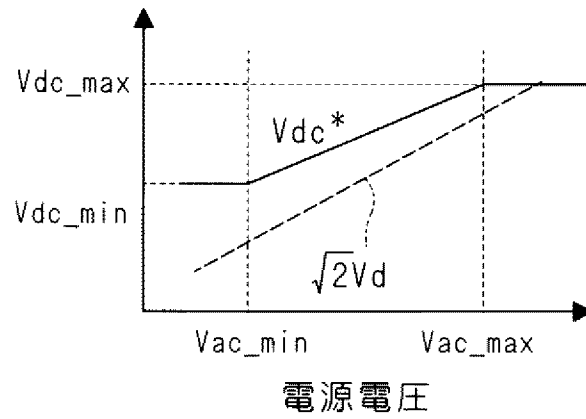


電源電圧

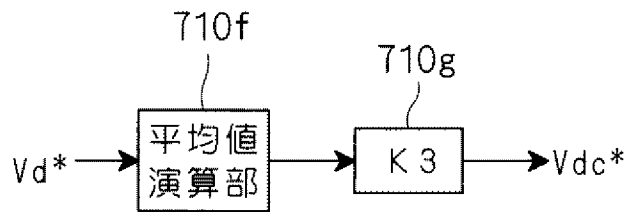
[図12]



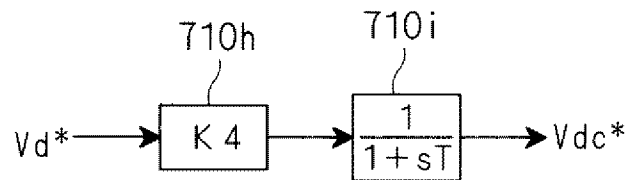
[図13]



[図14]



[図15]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2009/055014

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H02M7/12(2006.01) i, H02M7/48(2007.01) i, H02P6/08(2006.01) i, H02P27/08(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)
H02M7/12, H02M7/48, H02P6/08, H02P27/08

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	1996-2009
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2009	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2009

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 2006-115609 A (Daikin Industries, Ltd.), 27 April, 2006 (27.04.06), Par. Nos. [0074] to [0082]; Fig. 13 & WO 2006/040899 A1 & EP 1811644 A1 & CN 101036285 A	1-9
A	JP 7-245957 A (Toshiba Corp.), 19 September, 1995 (19.09.95), Full text (Family: none)	1-9
A	JP 2006-6046 A (Daikin Industries, Ltd.), 05 January, 2006 (05.01.06), Full text (Family: none)	1-9

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

* Special categories of cited documents:	"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
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"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
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"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
"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)	"&" document member of the same patent family
"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	

Date of the actual completion of the international search 02 June, 2009 (02.06.09)	Date of mailing of the international search report 16 June, 2009 (16.06.09)
---	--

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 (IPC))

Int.Cl. H02M7/12(2006.01)i, H02M7/48(2007.01)i, H02P6/08(2006.01)i, H02P27/08(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 (IPC))

Int.Cl. H02M7/12, H02M7/48, H02P6/08, H02P27/08

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	1971-2009年
日本国実用新案登録公報	1996-2009年
日本国登録実用新案公報	1994-2009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	J P 2 0 0 6 - 1 1 5 6 0 9 A (ダイキン工業株式会社)、2006.04.27、段落【0074】 - 【0082】、第13図 & WO2006/040899A1 & EP1811644A1 & CN101036285A	1-9
A	J P 7 - 2 4 5 9 5 7 A (株式会社東芝)、1995.09.19、全文 (ファミリーなし)	1-9
A	J P 2 0 0 6 - 6 0 4 6 A (ダイキン工業株式会社)、2006.01.05、全文 (ファミリーなし)	1-9

☐ 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

02.06.2009

国際調査報告の発送日

16.06.2009

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)
 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)

服部 俊樹

電話番号 03-3581-1101 内線 3357

3V

3736