

(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9月20日(20.09.2012)



(10) 国際公開番号

WO 2012/124223 A1

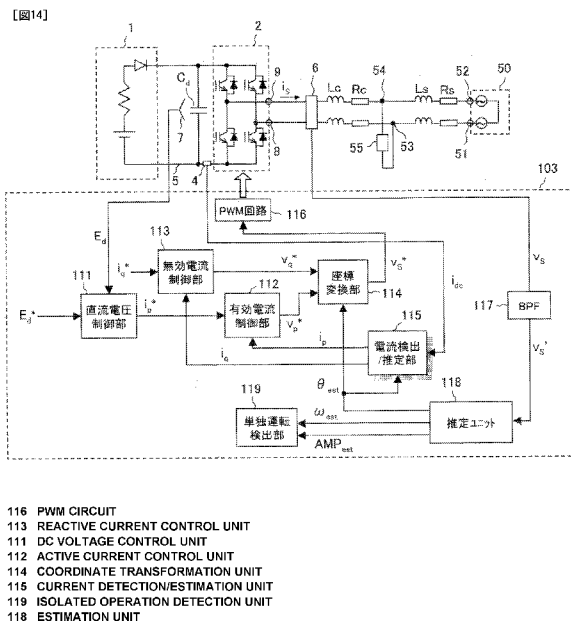
- (51) 国際特許分類:
H02M 7/48 (2007.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2011/078566
- (22) 国際出願日: 2011年12月9日(09.12.2011)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2011-057433 2011年3月16日(16.03.2011) JP
特願 2011-057435 2011年3月16日(16.03.2011) JP
- (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): 三洋電機株式会社(Sanyo Electric CO., LTD.) [JP/JP]; 〒5708677 大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 Osaka (JP).
- (72) 発明者: および
- (75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 富樫 仁夫(TOMIGASHI Yoshio) [JP/JP]; 〒5708677 大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 三洋電機株式会社内 Osaka (JP).
- (74) 代理人: 佐野 静夫, 外(SANO Shizuo et al.); 〒5400032 大阪府大阪市中央区天満橋京町2-6 天満橋八千代ビル別館 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, 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, 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).

添付公開書類:

— 国際調査報告(条約第21条(3))

(54) Title: POWER CONVERSION CONTROL DEVICE AND UTILITY INTERCONNECTION DEVICE

(54) 発明の名称: 電力変換制御装置及び系統連系装置



(57) Abstract: A current sensor (4) is disposed between a single-phase inverter (2) for converting a DC voltage (E_d) to an AC voltage and a DC power supply (1). An inverter control circuit (103) has a current detection/estimation unit (115) for deriving an active current component (i_p) and a reactive current component (i_q) of an output current (i_s) from the output signal (i_{dc}) of the current sensor (4) and controls the single-phase inverter (2) according to the derived values. The current detection/estimation unit (115) detects the output current (i_p and i_q) of the single-phase inverter (2) in a detectable period by sampling the signal of current (i_{dc}) flowing through the current sensor (4) at an appropriate timing, and estimates the output current (i_p and i_q) from past current information in an undetectable period (around a zero-cross of the output voltage (v_s) of the single-phase inverter (2)).

(57) 要約: 直流電圧 (E_d) を交流電圧に変換する単相インバータ (2) と直流電源 (1) との間に電流センサ (4) を配置する。インバータ制御回路 (103) は、電流センサ (4) の出力信号 (i_{dc}) から出力電流 (i_s) の有効電流成分 (i_p) 及び無効電流成分 (i_q) を導出する電流検出/推定部 (115) を有し、導出値に基づき単相インバータ (2) を制御する。電流検出/推定部 (115) は、検出可能期間においては、電流センサ (4) を流れる電流 (i_{dc}) の信号を適切なタイミングにサンプリングすることで単相インバータ (2) の出力電流 (i_p 及び i_q) を検出し、検出不能期間(単相インバータ2の出力電圧 v_s のゼロクロス付近)においては、過去の電流情報から出力電流 (i_p 及び i_q) を推定する。

明 細 書

発明の名称：電力変換制御装置及び系統連系装置

技術分野

[0001] 本発明は、電力変換制御装置及び系統連系装置に関する。

背景技術

[0002] 図21に、第1従来方法に係る系統連系システムの概略構成図を示す。電力系統に接続された単相インバータ902は、複数のスイッチング素子を有し、それらのスイッチング動作によるパルス幅変調によって、太陽電池等から成る直流電源901の直流電圧を単相の交流電圧に変換する。電流センサ904及び電圧検出センサ906は、単相インバータ902の出力電流及び出力電圧を検出し、電圧検出センサ907は、直流電源901の出力電圧を検出する。インバータ制御回路903は、それらの検出結果に基づき、単相インバータ902内の各スイッチング素子に対するPWM信号を生成することで単相インバータ902を制御する。

[0003] 単相インバータ902の出力電流を検出する電流センサ904は、図21に示す如く、通常、単相インバータ902の出力側に設けられ、比較的高価なカレントトランス等によって形成される。単相インバータ及びインバータ制御回路を含むシステム全体のコストを低減すべく、比較的安価なシャント抵抗を用いて単相インバータの出力電流検出を行う従来方法も提案されている（例えば、下記特許文献4参照）。特許文献4の方法では、シャント抵抗が2つ必要である。

[0004] また、三相モータ制御に関し、直流電源及び三相インバータ間に1つのシャント抵抗を配置し、1つのシャント抵抗を用いて三相電流を検出する方法（1シャント電流検出方法）も提案されている。但し、この方法では、最大電圧相の電圧レベル及び中間電圧相の電圧レベルの接近時や、中間電圧相の電圧レベル及び最小電圧相の電圧レベルの接近時において、原理上、シャント抵抗を用いた相電流検出が不可能になる。これを考慮し、相電流検出が不

可能な期間において、インバータ内の各アームに対するPWM信号のパルス幅（即ち各相に対する電圧指令値）を補正するという第2従来方法も提案されている（例えば、下記特許文献1参照）。

- [0005] また、第3従来方法では、直流電源及び単相インバータ間に電流センサを設け、ローパスフィルタを通して直流電源及び単相インバータ間の直流電流（IDC）を検出している（下記特許文献2参照）。また、第4従来方法では、直流電源及び単相インバータ間に電流センサを設け、電流センサの出力信号を過電流保護や負荷電流制御に利用している（下記特許文献3参照）。

先行技術文献

特許文献

- [0006] 特許文献1：特開2003-189670号公報
特許文献2：特開平2-303362号公報
特許文献3：特開2000-55942号公報
特許文献4：国際公開WO2007/083486号パンフレット

発明の概要

発明が解決しようとする課題

- [0007] 上述したように、図21に示す第1従来方法では、単相インバータ902の出力電流を検出するために比較的高価なカレントトランス等を用いる必要がある。システムを安価に構成することが有益であることは言うまでも無い。
- [0008] これを考慮し、図21のシステムに対して、三相電流検出に利用される1シャント電流検出方法を適用し、更に第2従来方法を適用するという方策も考えられる。しかしながら、第2従来方法に係るパルス幅補正を行うとインバータの出力電流波形に歪みが生じる。電流波形の歪みは、系統連系を成したときの電力品質を低下させ、結果、系統連系に関するガイドラインの基準を満たしにくくなる。故に、第2従来方法の採用は避けた方が好ましい。
- [0009] また、第3従来方法では、ローパスフィルタを利用するため瞬時電流を検

出することはできない。また、第4従来方法（特許文献3）における電流検出構成では、インバータ出力電圧のゼロクロス付近において、原理上、電流センサの出力信号からインバータ出力電流を検出することができなくなる。インバータ出力電圧のゼロクロス付近において電流センサの出力信号からインバータ出力電流を検出可能とするべく第2従来方法を利用したならば、上述の電流波形歪みが発生する。

[0010] そこで本発明は、低コスト化に寄与する電力変換制御装置及び系統連系装置、望ましくは、電流波形歪み等を抑制しつつ低コスト化に寄与する電力変換制御装置及び系統連系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

[0011] 本発明に係る電力変換制御装置は、直流電力を出力する直流電源を経由することなく、複数のスイッチング素子の内の特定のスイッチング素子と前記特定のスイッチング素子及び前記直流電源を接続する配線の一部とを経由して流れる第1電流、又は、前記直流電源及び单相の電力変換回路間に流れる第2電流を、電流センサにより検出し、前記電流センサの検出結果から前記電力変換回路の出力電流を検出する電流検出部と、検出された前記出力電流に基づいて前記電力変換回路を制御する制御部と、を備え、前記直流電力を前記複数のスイッチング素子を用いて交流電力に変換する前記電力変換回路に接続されたことを特徴とする。

[0012] 或いは例えば、前記電力変換制御装置において、前記電流センサは単一の電流センサから成り、前記電流検出部は、前記第1電流を前記電流センサにより検出し、前記電流センサの検出結果から前記電力変換回路の出力電流を検出するようにしても良い。

[0013] これにより、電流センサをシャント抵抗にて形成することが可能になると共に単一の電流センサにて電力変換回路の出力電流検出が成されるため、電力変換制御装置を含むシステムの低コスト化が図られる。

[0014] 具体的には例えば、前記電力変換制御装置において、各スイッチング素子は、キャリア周期にて周期的にオン及びオフを繰り返し、前記制御部は、前

記電流検出部の検出結果に基づいて各スイッチング素子のオン期間を定めるパルス幅を決定することにより前記電力変換回路を制御し、各キャリア周期において前記特定のスイッチング素子のパルス幅が所定時間以上確保されるように、前記特定のスイッチング素子のパルス幅に制限を加えてもよい。

[0015] これにより、電流センサの出力信号から電力変換回路の出力電流を常に検出することが可能となる。

[0016] より具体的には例えば、前記電力変換制御装置において、前記制御部は、前記電力変換回路の出力電力又は前記直流電源から出力される直流電圧に制限を加えることによって、前記パルス幅に対する前記制限を実現してもよい。

[0017] このような制限は、電力変換回路の出力電流波形に歪みを与えない。故に、系統連系を成したときなどにおいて、有益である。

[0018] 或いは例えば、前記電力変換制御装置において、各スイッチング素子は、キャリア周期にて周期的にオン及びオフを繰り返し、前記制御部は、前記電流検出部の検出結果に基づいて各スイッチング素子のオン期間を定めるパルス幅を決定することにより前記電力変換回路を制御し、各キャリア周期において前記特定のスイッチング素子のパルス幅が所定時間以上確保されるように、前記キャリア周期を制御してもよい。

[0019] これによっても、電流センサの出力信号から電力変換回路の出力電流を常に検出することが可能となる。また、キャリア周期の制御は電力変換回路の出力電流波形に歪みを与えない。故に、系統連系を成したときなどにおいて、有益である。

[0020] 更に或いは例えば、前記電力変換制御装置において、前記電流検出部は、前記電流センサの検出結果を表す前記電流センサの出力信号に基づき回転座標系上のベクトル信号を生成するベクトル信号生成部を備え、前記電流センサの出力信号と前記ベクトル信号とに基づき前記出力電流を検出又は推定してもよい。

[0021] そして例えば、前記電力変換制御装置において、前記電流検出部は、前記

電流センサの出力信号から前記出力電流を検出できない期間において、前記ベクトル信号に基づき前記出力電流を推定してもよい。

[0022] これによれば、電流センサの出力信号から電力変換回路の出力電流を検出できない期間においても安定的に電力変換回路を制御することが可能となる。

[0023] また具体的には例えば、前記電力変換制御装置において、前記複数のスイッチング素子は、互いに並列接続された第1及び第2アーム群を有し、各アーム群は、前記直流電源の正側に接続された上アームと前記直流電源の負側に接続された下アームとを直列接続して形成される。そして例えば、前記電流センサは、前記直流電源と各下アームとを接続する配線上であって且つ前記第1アーム群の前記下アームと前記第2アーム群の前記下アームとの間に設けられる、或いは、前記直流電源と各上アームとを接続する配線上であって且つ前記第1アーム群の前記上アームと前記第2アーム群の前記上アームとの間に設けられる。

[0024] また例えば、前記電力変換制御装置は、前記電流センサの検出結果を表す前記電流センサの出力信号から前記出力電流を検出できない期間において、前記期間よりも前に得られた前記電流センサの出力信号に基づき前記出力電流を推定する電流推定部を更に備え、前記制御部は、検出又は推定された前記出力電流に基づいて前記電力変換回路を制御しても良い。

[0025] これにより、電流センサをシャント抵抗にて形成することが可能になるため、電力変換制御装置を含むシステムの低コスト化が図られる。また、電流センサの出力信号から出力電流を検出できない期間には、制御に利用される出力電流が推定によって求められるため、当該期間中においても安定した制御を維持できると共に上記第2従来方法に相当するような電圧補正（パルス幅補正）を行わずに済み、結果、出力電流波形の歪みが抑制される。

[0026] 具体的には例えば、前記電力変換制御装置は、前記電流センサの出力信号に基づき回転座標系上のベクトル信号を生成するベクトル信号生成部を更に備え、前記電流推定部は、前記期間よりも前に得られた前記電流センサの出

力信号に基づく前記ベクトル信号を用いて、前記出力電流を推定してもよい。

[0027] また具体的には例えば、前記電力変換制御装置において、前記複数のスイッチング素子は、互いに並列接続された第1及び第2アーム群を有し、各アーム群は、前記直流電源の正側に接続された上アームと前記直流電源の負側に接続された下アームとを直列接続して形成される。そして例えば、前記第1電流を検出する前記電流センサは、前記直流電源と各下アームとを接続する配線上であって且つ前記第1アーム群の前記下アームと前記第2アーム群の前記下アームとの間に設けられる、或いは、前記直流電源と各上アームとを接続する配線上であって且つ前記第1アーム群の前記上アームと前記第2アーム群の前記上アームとの間に設けられる。

[0028] 本発明に係る系統連系装置は、電力系統に接続される電力変換回路と、前記電力変換回路に接続される上述の何れかの電力変換制御装置と、を備える。

発明の効果

[0029] 本発明によれば、低コスト化に寄与する電力変換制御装置及び系統連系装置、又は、電流波形歪み等を抑制しつつ低コスト化に寄与する電力変換制御装置及び系統連系装置を提供することが可能となる。

図面の簡単な説明

[0030] [図1] (a) 及び (b) は、夫々、本発明の第1実施形態に係る電力変換システムの概略構成図、及び、当該電力変換システム内の配線の一部を示す図である。

[図2] 本発明の第1実施形態に係る電力変換システムの変形構成 (J_2) を示す図である。

[図3] 本発明の第1実施形態に係る幾つかの信号波形を示す図である。

[図4] 電圧指令値 (v_{SA}^* 及び v_{SB}^*) と、キャリア信号 (CS) と、PWM信号と、対象電流 (i_{dc}) との関係を示す図である (但し、 $v_s^* > 0$)。

[図5] 電圧指令値 (v_{SA}^* 及び v_{SB}^*) と、キャリア信号 (CS) と、PWM

信号と、対象電流 (i_{dc}) との関係を示す図である (但し、 $v_s^* < 0$)。

[図6] (a) ~ (c) は、各区間における電流の流れを示す図である (但し、 $v_s^* > 0$)。

[図7] (a) ~ (c) は、各区間における電流の流れを示す図である (但し、 $v_s^* < 0$)。

[図8] 本発明の第1実施形態に係る電力変換システムの変形構成 (K_1) を示す図である。

[図9] 本発明の第1実施形態に係る電力変換システムの変形構成 (K_2) を示す図である。

[図10] 図8又は図9の構成に対応する、幾つかの信号波形を示す図である。

[図11] 図8又は図9の構成に対応する、電圧指令値 (v_{sA}^* 及び v_{sB}^*) と、キャリア信号 (CS) と、PWM信号と、対象電流 (i_{dc}) との関係を示す図である (但し、 $v_s^* > 0$)。

[図12] 図8又は図9の構成に対応する、電圧指令値 (v_{sA}^* 及び v_{sB}^*) と、キャリア信号 (CS) と、PWM信号と、対象電流 (i_{dc}) との関係を示す図である (但し、 $v_s^* \neq 0$)。

[図13] 本発明の第1実施形態に係る電力変換システムの概略構成を示す他の図である。

[図14] 本発明の第2実施形態に係る系統連系システムの概略構成図である。

[図15] 図14の電流検出／推定部の内部ブロック図である。

[図16] (a) 及び (b) は、夫々、 $\alpha\beta$ 座標系とPQ座標系の関係を示す図、及び、信号 (i_1 及び i_2) 間の位相差を示す図である。

[図17] 図15のベクトル成分算出部 (142) の内部構成例を示す図である。

[図18] 図15の電流検出／推定部に関与する信号の波形を示す図である。

[図19] 図14の推定ユニットの内部構成例を示す図である。

[図20] 本発明の第3実施形態に係る系統連系システムの概略構成図である。

[図21] 従来方法に係る系統連系システムの概略構成図である。

[図22] (a) 及び (b) は、本発明の第4実施形態に係るインバータ制御回路にパルス幅制限部及びキャリア制御部が設けられる様子を示した図である。

[図23] 図22 (b) のキャリア制御部にて実現される処理の流れを示すフローチャートである。

[図24] 本発明の第5実施形態に係る系統連系システムの概略構成図である。

[図25] 図24の電流検出部の内部ブロック図である。

[図26] 本発明の第6実施形態に係る系統連系システムの概略構成図である。

[図27] 本発明の第7実施形態に係る電流検出部の内部ブロック図である。

[図28] 図27の電流検出部に関与する信号の波形を示す図である。

[図29] 図27の電流検出部に関与する信号の波形を示す図である。

発明を実施するための形態

[0031] 以下、本発明の実施形態の例を、図面を参照して具体的に説明する。参照される各図において、同一の部分には同一の符号を付し、同一の部分に関する重複する説明を原則として省略する。

[0032] 本明細書では、或る出力電圧を記号 v_s によって参照する場合、出力電圧 v_s の瞬時値としての出力電圧 v_s の値を出力電圧値 v_s とも呼ぶと共に、時系列上に並ぶ出力電圧値 v_s を各時刻の信号値として有する信号を出力電圧信号 v_s とも呼ぶ。即ち、或る出力電圧を記号 v_s によって参照する場合、記号 v_s は、出力電圧値又は出力電圧信号を表す記号としても用いられうる。記号 v_s によって参照される出力電圧以外の物理量又は指令値についても同様である。尚、本明細書では、記述の簡略化上、情報、物理量、状態量又は部材等を参照する記号 (v_s など) 又は符号 (单相インバータを表す符号 “2” など; 図1 (a) 参照) を示すことによって該記号又は符号に対応する情報、物理量、状態量又は部材等の名称を省略又は略記することがある。即ち例えば、本明細書において、出力電圧 v_s は、「 v_s 」又は「電圧 v_s 」とも表記されうる。

[0033] <<第1実施形態>>

本発明の第1実施形態を説明する。図1(a)は、第1実施形態に係る電力変換システムの概略構成図である。第1実施形態に係る電力変換システムは、符号1～10及びC_dによって参照される各部位を備える。

[0034] 直流電源1は、正出力端子1a及び負出力端子1bを有し、負出力端子1bを低電圧側として、正出力端子1aと負出力端子1bとの間に直流電圧を出力する。直流電源1は、直流電圧を出力することのできる任意の直流電源であり、例えば、太陽電池又は蓄電池である。以下、単に太陽電池又は蓄電池といった場合、それは直流電源1としての太陽電池又は蓄電池を指す。以下の説明では、特に記述なき限り、直流電源1が太陽電池であるとする。図1(a)には、太陽電池の等価回路が示されている。太陽電池は、太陽エネルギーに基づく発電を行い、直流電圧を発生させる。直流電圧保持部C_dは、太陽電池が発生した直流電圧に応じた電荷を蓄えることにより該直流電圧を保持する。直流電圧保持部C_dにて保持された直流電圧を記号E_dによって表す。電圧検出センサ7は、直流電圧保持部C_dにて保持された直流電圧E_dの電圧値を検出する。

[0035] 直流電源1から出力される直流電圧は、単相の電力変換回路である単相インバータ2に印加される。単相インバータ2は、複数のスイッチング素子及び出力端子である端子8及び9を有し、各スイッチング素子のスイッチング動作を用いたパルス幅変調により、直流電圧E_dを単相の交流電圧に変換する（換言すれば、直流電源1からの直流電力を単相の交流電力に変換する）。単相インバータ2にて得られた交流電圧は、端子8の電位を基準として端子8及び9から出力される。

[0036] 単相インバータ2から出力される交流電圧は、リアクタンス成分を含む負荷10に供給される。詳細は後述の実施形態にて述べるが、単相インバータ2の出力は電力系統に接続されうる。単相インバータ2の出力電圧（即ち、端子8の電位を基準とした端子8及び9間の電圧）を記号v_sによって表す。電圧検出センサ6は、単相インバータ2の出力電圧v_sの電圧値を検出する。また、単相インバータ2の出力電流（即ち、端子9から負荷10へと流れる

電流)を記号 i_s によって表す。

[0037] 単相インバータ2は、互いに並列接続された2つのハーフブリッジ回路を有し、各ハーフブリッジ回路は、一对のスイッチング素子を有する。各ハーフブリッジ回路において、一对のスイッチング素子は、直流電源1の正出力端子1aと負出力端子1bとの間に直列接続され、各ハーフブリッジ回路に直流電源1からの直流電圧が印加される。

[0038] より具体的には、単相インバータ2において、第1アーム群とも言うべき一方のハーフブリッジ回路は、高電圧側のスイッチング素子SW1（以下、上アームSW1又はアームSW1とも呼ぶ）及び低電圧側のスイッチング素子SW2（以下、下アームSW2又はアームSW2とも呼ぶ）から成り、第2アーム群とも言うべき他方のハーフブリッジ回路は、高電圧側のスイッチング素子SW3（以下、上アームSW3又はアームSW3とも呼ぶ）及び低電圧側のスイッチング素子SW4（以下、下アームSW4又はアームSW4とも呼ぶ）から成る。スイッチング素子SW1～SW4には、夫々、並列に、直流電源1の低電圧側から高電圧側に向かう方向を順方向としてダイオードD1～D4が接続されている。ダイオードD1～D4は、フリーホイールダイオードとして機能する。

[0039] 直列接続された上アームSW1と下アームSW2の接続点、直列接続された上アームSW3と下アームSW4の接続点は、夫々、端子9、端子8に接続される。尚、図1(a)では、各スイッチング素子としてIGBT（絶縁ゲートバイポーラトランジスタ）が示されているが、それらを電界効果トランジスタなどに置き換えることもできる。

[0040] 直列接続された上アーム及び下アームが同時にオンとなるのを防ぐためのデッドタイムを無視すると、各ハーフブリッジ回路において、上アームがオンである時は下アームはオフであり、上アームがオフである時は下アームはオンである。特に記述なき限り、以下の説明は、上記デッドタイムを無視して行うものとする。

[0041] 第1実施形態に係る電力変換システムには、所定の対象配線に流れる電流

を検出するための電流センサ4が設けられている。電流センサ4によって検出される電流を対象電流と呼び、それを記号 i_{dc} にて表す。図1(a)の構成例では、電流センサ4が母線5に直列に介在している。インバータ2において、下アームSW2及びSW4の低電圧側は共通結線されて直流電源1の負出力端子1bに接続されており、下アームSW2及びSW4の低電圧側と負出力端子1bとを共通接続する配線が母線5である。図1(b)に示す如く、母線5は、負出力端子1bと下アームSW2の低電圧側との間に介在する配線5_Aと、下アームSW2の低電圧側と下アームSW4の低電圧側との間に介在する配線5_Bと、に分けることができる。図1(a)の構成例において、電流センサ4は配線5_B上に設けられている。電流センサ4を配線5_B上に設けた構成を、便宜上、下側検出構成J₁と呼ぶ。

[0042] 下側検出構成J₁において、対象電流 i_{dc} が下アームSW4の低電圧側から電流センサ4を介して下アームSW2の低電圧側に向かうとき、対象電流 i_{dc} の極性は正であるとする。対象電流 i_{dc} は直流成分を有するため、それを直流電流と解釈することもできる。電流センサ4は、検出した対象電流 i_{dc} の電流値を表す信号をインバータ制御回路3に伝達する。電流センサ4としてシャント抵抗（抵抗素子）を採用することができる。但し、電流センサ4は、カレントトランス等であってもよい。

[0043] インバータ2に接続されたインバータ制御回路3は、電流センサ4、電圧検出センサ6及び7の検出結果に基づき（即ち、 i_{dc} 、 v_s 及び E_d の検出値に基づき）、インバータ2内の各アーム素子SW1～SW4のスイッチング動作を制御する。これにより、インバータ2において、直流電圧1からの直流電圧がPWM変調（パルス幅変調）されて交流電圧に変換される。インバータ制御回路を、制御装置、インバータ制御装置、電力変換回路制御装置又は電力変換制御装置と呼ぶこともできる。また、電流センサ4は、インバータ制御回路3の構成要素に含まれていると考えることも可能である（後述のインバータ制御回路103、203、103A及び203Aにおいても同様）。

[0044] 制御回路3は、 i_{dc} 、 v_s 及び E_d の検出値に基づき、出力電圧 v_s の目標値である電圧指令値 v_s^* を生成することができる。制御回路3に設けられたPWM回路11は、電圧値 v_s が指令値 v_s^* と一致するように各アームSW1～SW4に対するPWM信号を生成する。

[0045] 電流センサ4の配置位置は、図1(a)に示すものに限られない。例えば、配線5_Bではなく、図2に示す如く、正出力端子1aと上アームSW1及びSW3とを共通接続する配線上であって且つ上アームSW1の高電圧側と上アームSW3の高電圧側との間に介在する配線上に、電流センサ4を設けるようにしても良い。図2に示すような構成を、便宜上、上側検出構成J₂と呼ぶ。下側検出構成J₁及び上側検出構成J₂以外の構成も後に示されるが、まず下側検出構成J₁が採用されたことを主に想定しつつ、各種信号波形などを説明する。

[0046] 図3に、出力電流 i_s の波形601と、PWM信号の波形602と、対象電流 i_{dc} の波形603を示す。但し、波形603は、下側検出構成J₁の採用時における対象電流 i_{dc} の波形である。区間604は、 $i_s > 0$ である区間の一部であり、区間605は、 $i_s < 0$ である区間の一部である。図4及び図5の夫々に、指令値 v_s^* に基づく電圧指令値 v_{SA}^* 及び v_{SB}^* と、周期的に値が三角波状に変化するキャリア信号CSと、PWM信号と、対象電流 i_{dc} との関係を示す。但し、図4は、区間604に相当する、 $v_s^* > 0$ である区間におけるそれらの関係を示し、図5は、区間605に相当する、 $v_s^* < 0$ である区間におけるそれらの関係を示している。図4及び図5に示される対象電流 i_{dc} の波形は、下側検出構成J₁の採用時における対象電流 i_{dc} の波形である。キャリア信号CSをPWM回路11にて生成することができる。

[0047] PWM回路11は指令値 v_s^* から指令値 v_{SA}^* 及び v_{SB}^* を生成する。 $|v_s^*| = |v_{SA}^* - v_{SB}^*|$ である。 $v_s^* > 0$ であるならば $v_{SA}^* > v_{SB}^*$ であり、 $v_s^* < 0$ であるならば $v_{SA}^* < v_{SB}^*$ である。時刻 t_{i+1} は、時刻 t_i よりも後の時刻である（ i は整数）。キャリア信号CSの周期をキャリア周期と呼ぶ。図4では、キャリア信号CSの値（以下、キャリア信号値 CS_{VAL} と

いう) が極小値をとった時刻 t_0 から、次に、キャリア信号値 CS_{VAL} が極小値をとる時刻 t_6 までの期間を 1 つのキャリア周期として捉えているが、キャリア周期の開始時刻は任意の時刻でありうる。例えば、キャリア信号値 CS_{VAL} が極大値をとる時刻 t_3 を 1 つのキャリア周期の開始時刻であると考えても構わない。キャリア信号 CS における極大値及び極小値の平均値はゼロである (即ち、キャリア信号 CS の直流成分はゼロである)。

[0048] PWM回路 11 は、指令値 v_{SA}^* 及び v_{SB}^* とキャリア信号値 CS_{VAL} とを比較し、比較結果に基づいてアーム素子 $SW1 \sim SW4$ に対する PWM 信号を生成する。結果、アーム $SW1 \sim SW4$ の夫々は、キャリア周期を繰り返しの周期として、オン及びオフを周期的に繰り返す。具体的には、

“ $v_{SA}^* \leq CS_{VAL}$ ” の成立時には上アーム $SW1$ がオフとなり、且つ、

“ $v_{SA}^* \leq CS_{VAL}$ ” の不成立時には上アーム $SW1$ がオンとなり、且つ、

“ $v_{SB}^* \leq CS_{VAL}$ ” の成立時には上アーム $SW3$ がオフとなり、且つ、

“ $v_{SB}^* \leq CS_{VAL}$ ” の不成立時には上アーム $SW3$ がオンとなる。

デッドタイムを無視しているので、上アーム $SW1$ がオフのとき下アーム $SW2$ はオンであり、上アーム $SW1$ がオンのとき下アーム $SW2$ はオフであり、また、上アーム $SW3$ がオフのとき下アーム $SW4$ はオンであり、上アーム $SW3$ がオンのとき下アーム $SW4$ はオフである。

[0049] 上アーム $SW1$ がオフ且つ上アーム $SW3$ がオフになる区間を区間IIと呼び、

上アーム $SW1$ がオン且つ上アーム $SW3$ がオンになる区間を区間IVと呼ぶ。

$v_S^* \geq 0$ が成立する状態において、キャリア信号値 CS_{VAL} の増加中に上アーム $SW1$ がオン且つ上アーム $SW3$ がオフになる区間を区間Iと呼び、キャリア信号値 CS_{VAL} の減少中に上アーム $SW1$ がオン且つ上アーム $SW3$ がオフになる区間を区間IIIと呼ぶ。

$v_S^* < 0$ が成立する状態においては、キャリア信号値 CS_{VAL} の増加中に上アーム $SW1$ がオフ且つ上アーム $SW3$ がオンになる区間が区間Iに相当し、

キャリア信号値 CS_{VAL} の減少中に上アーム SW 1 がオフ且つ上アーム SW 3 がオンになる区間が区間IIIに相当する。

図 4 において、時刻 t_0 及び t_1 間及び時刻 t_5 及び t_6 間は区間IVに属し、時刻 t_1 及び t_2 間は区間Iに属し、時刻 t_2 及び t_4 間は区間IIに属し、時刻 t_4 及び t_5 間は区間IIIに属する。

[0050] $v_s^* > 0$ (又は $v_s^* = 0$) が成立する状態において、

区間I又はIIIでは、図 6 (a) に示す如く、正出力端子 1 a から、上アーム SW 1 と、端子 9 と、負荷 10 と、端子 8 と、下アーム SW 4 を、この順番で経由して負出力端子 1 b へと電流が流れ、

区間IIでは、図 6 (b) に示す如く、直流電源 1 を経由することなく、下アーム SW 4 と、下アーム SW 4 の低電圧側と下アーム SW 2 の低電圧側との間の配線と、下アーム SW 2 と、端子 9 と、負荷 10 と、端子 8 を、この順番で経由して下アーム SW 4 に戻る電流ループに沿って電流が流れ、

区間IVでは、図 6 (c) に示す如く、直流電源 1 を経由することなく、上アーム SW 3 と、上アーム SW 3 の高電圧側と上アーム SW 1 の高電圧側との間の配線と、上アーム SW 1 と、端子 9 と、負荷 10 と、端子 8 を、この順番で経由して上アーム SW 3 に戻る電流ループに沿って電流が流れる。

[0051] $v_s^* < 0$ (又は $v_s^* = 0$) が成立する状態において、

区間I又はIIIでは、図 7 (a) に示す如く、正出力端子 1 a から、上アーム SW 3 と、端子 8 と、負荷 10 と、端子 9 と、下アーム SW 2 を、この順番で経由して負出力端子 1 b へと電流が流れ、

区間IIでは、図 7 (b) に示す如く、直流電源 1 を経由することなく、下アーム SW 4 と、端子 8 と、負荷 10 と、端子 9 と、下アーム SW 2 と、下アーム SW 2 の低電圧側と下アーム SW 4 の低電圧側との間の配線を、この順番で経由して下アーム SW 4 に戻る電流ループに沿って電流が流れ、

区間IVでは、図 7 (c) に示す如く、直流電源 1 を経由することなく、上アーム SW 3 と、端子 8 と、負荷 10 と、端子 9 と、上アーム SW 1 と、上アーム SW 1 の高電圧側と上アーム SW 3 の高電圧側との間の配線を、この

順番で経由して上アーム SW 3 に戻る電流ループに沿って電流が流れる。

[0052] 尚、図 4 の区間 I、II 及び III における電流値 i_{dc} の増加又は減少、並びに、図 5 の区間 II における電流値 i_{dc} の増加は、負荷 10 にリアクタンス成分が含まれていることに由来する。

[0053] 制御回路 3 に設けられた電流検出部 12 は、電流センサ 4 の出力信号を適切なタイミングでサンプリングすることにより、対象電流値 i_{dc} を出力電流値 i_s として検出することができる。下側検出構成 J_1 が採用された場合、区間 II において対象電流値 i_{dc} が出力電流値 i_s と一致するため、区間 II において電流センサ 4 の出力信号をサンプリングすることにより、対象電流値 i_{dc} を出力電流値 i_s として検出することができる。

[0054] 次に、電流センサ 4 の配置位置の異なる他の例を説明する。例えば、図 8 に示す如く、直流電源 1 の負出力端子 1b と単相インバータ 2 の負入力端子 13 とを接続する配線上に（即ち、負出力端子 1b と負入力端子 13 との間に）、電流センサ 4 を設けるようにしてもよい。図 8 に示すような構成を、便宜上、下側検出構成 K_1 と呼ぶ。或いは例えば、図 9 に示す如く、直流電源 1 の正出力端子 1a と単相インバータ 2 の正入力端子 14 とを接続する配線上に（即ち、正出力端子 1a と正入力端子 14 との間に）、電流センサ 4 を設けるようにしてもよい。図 9 に示すような構成を、便宜上、上側検出構成 K_2 と呼ぶ。図 8 又は図 9 の電流センサ 4 にて検出される対象電流 i_{dc} は、直流電源 1 及び単相インバータ 2 間に流れる電流である。

[0055] 単相インバータ 2 は入力端子 13 及び 14 を有し、直流電圧 E_d は負入力端子 13 の電位を基準として入力端子 13 及び 14 間に印加される。インバータ 2 内において、負入力端子 13 は下アーム SW 2 及び SW 4 の低電圧側に共通接続され、正入力端子 14 は上アーム SW 1 及び SW 3 の高電圧側に共通接続される。図 8 の下側検出構成 K_1 においては、端子 13 から端子 1b に向かう対象電流 i_{dc} の極性が正であり、図 9 の上側検出構成 K_2 においては、端子 1a から端子 14 に向かう対象電流 i_{dc} の極性が正である。従って、下側検出構成 K_1 及び上側検出構成 K_2 における対象電流 i_{dc} は常に正又は 0 で

ある。但し、直流電源 1 が蓄電池である場合、蓄電池が充電される時には対象電流 i_{dc} は負又は 0 になり、蓄電池が放電する時には対象電流 i_{dc} は正又は 0 になる。

[0056] 図 10～図 12 を参照して、図 8 又は図 9 の検出構成 K_1 又は K_2 が採用された場合の各種信号波形などを説明する。図 10 に、出力電流 i_s の波形 611 と、PWM 信号の波形 612 と、対象電流 i_{dc} の波形 613 を示す。但し、波形 613 は、検出構成 K_1 又は K_2 の採用時における対象電流 i_{dc} の波形である。区間 614 は、 $i_s > 0$ であって且つ i_s が十分に大きい区間の一部であり、区間 615 は、 $i_s \doteq 0$ (但し、 $i_s > 0$) である区間の一部である。図 11 及び図 12 の夫々に、指令値 v_s^* に基づく電圧指令値 v_{sA}^* 及び v_{sB}^* と、周期的に値が三角波状に変化するキャリア信号 CS と、PWM 信号と、対象電流 i_{dc} との関係を示す。但し、図 11 は、区間 614 に相当する、 $v_s^* > 0$ であって且つ v_s^* が十分に大きい区間におけるそれらの関係を示し、図 12 は、区間 615 に相当する、 $v_s^* \doteq 0$ (但し、 $v_s^* > 0$) である区間におけるそれらの関係を示している。図 11 及び図 12 に示される対象電流 i_{dc} の波形は、検出構成 K_1 又は K_2 の採用時における対象電流 i_{dc} の波形である。

[0057] キャリア信号 CS 、指令値 v_s^* に応じた PWM 信号の内容及び各アームのスイッチング動作は、電流センサ 4 の配置位置に依存しないので、上述した通りである。下側検出構成 K_1 が採用された場合、区間 I 及び III の夫々において対象電流値 i_{dc} が出力電流値 i_s と一致するため、区間 I 又は III において電流センサ 4 の出力信号をサンプリングすることにより、対象電流値 i_{dc} を出力電流値 i_s として検出することができる。

[0058] 検出構成 J_1 、 J_2 、 K_1 及び K_2 の何れが採用された場合においても、制御回路 3 は、電流検出部 12 による出力電流 i_s の検出結果に基づきアーム SW 1～SW 4 のオン期間を定めるパルス幅を決定することでインバータ 2 を制御することができる。アーム SW 4 のオン期間とは、アーム SW 4 がオンになっている期間を指し、アーム SW 4 のオフ期間とは、アーム SW 4 がオフ

になっている期間を指す（他のアームについても同様）。アーム SW4 のオン期間を定めるパルス幅は、各キャリア周期におけるアーム SW4 のオン期間の長さに相当する（他のアームについても同様）。以下、アーム SW4 のオン期間を定めるパルス幅を、パルス幅 ON_{SW4} と表記する。同様に、アーム SW1 ～ SW3 のオン期間を定めるパルス幅を、夫々、パルス幅 $ON_{SW1} \sim ON_{SW3}$ と表記する。

[0059] また、出力電流 i_s の検出を行うために電流センサ4の出力信号のサンプリングを行うべきタイミングを対象タイミングと呼ぶ。従って、電流検出部12は、各キャリア周期において、対象タイミングで電流センサ4の出力信号をサンプリングすることにより対象電流値 i_{dc} を出力電流値 i_s として検出する。

[0060] ー下側検出構成 J_1 における電流検出ー

第1実施形態に係る電力変換システムに図1(a)の下側検出構成 J_1 が採用された場合における電流検出の詳細について説明する。便宜上、下側検出構成 J_1 における電流センサ4を電流センサ4 [J_1] と表記する。

[0061] 上述したように、下側検出構成 J_1 が採用された場合、区間IIにおいて対象電流値 i_{dc} が出力電流値 i_s と一致するため（図6(b)等参照）、電流検出部12は、区間IIにおいて電流センサ4 [J_1] の出力信号をサンプリングすることにより対象電流値 i_{dc} を出力電流値 i_s として検出することができる。従って具体的には例えば、下側検出構成 J_1 の採用時における対象タイミングは、キャリア信号値 CS_{VAL} が極大値をとるタイミングである。

[0062] $v_s^* > 0$ の場合においては、区間IIだけでなく、区間I及びIIIにおいても出力電流 i_s が電流センサ4 [J_1] に流れる（図6(a)及び(b)参照）。故に、 $v_s^* > 0$ の場合、電流センサ4 [J_1] の出力信号から出力電流 i_s を検出することに対する時間的制約は比較的緩い。一方、 $v_s^* < 0$ の場合においては、区間IIにおいてのみ出力電流 i_s が電流センサ4 [J_1] に流れるため、上記の時間的制約は比較的厳しくなる。 $v_s^* < 0$ の場合において、区間IIの長さ（即ち、パルス幅 ON_{SW4} ）が所定の基準時間 L_{TH} より短くなると

、サンプリングに必要なA/D変換時間やリングング（スイッチングに由来して生じる電流脈動）の収束時間を確保できなくなり、結果、電流センサ4〔J₁〕の出力信号から出力電流*i_s*を検出することができなくなる。基準時間L_{TH}を、実験等を介して予め定めておくことができる。

[0063] ー上側検出構成J₂における電流検出ー

第1実施形態に係る電力変換システムに図2の上側検出構成J₂が採用された場合における電流検出の詳細について説明する。便宜上、上側検出構成J₂における電流センサ4を電流センサ4〔J₂〕とも表記する。

[0064] 上側検出構成J₂が採用された場合、区間IVにおいて対象電流値*i_{dc}*が出力電流値*i_s*と一致するため（図6（c）等参照）、電流検出部12は、区間IVにおいて電流センサ4〔J₂〕の出力信号をサンプリングすることにより対象電流値*i_{dc}*を出力電流値*i_s*として検出することができる。従って具体的には例えば、上側検出構成J₂の採用時における対象タイミングは、キャリア信号値C S_{VAL}が極小値をとるタイミングである。

[0065] $v_s^* < 0$ の場合（図7（a）～（c）参照）、区間IVだけでなく区間I及びIIIにおいても出力電流*i_s*が電流センサ4〔J₂〕に流れるため、電流センサ4〔J₂〕の出力信号から出力電流*i_s*を検出することに対する時間的制約は比較的緩い。一方、 $v_s^* > 0$ の場合においては（図6（a）～（c）参照）、区間IVにおいてのみ出力電流*i_s*が電流センサ4〔J₂〕に流れるため上記時間的制約は比較的厳しくなる。 $v_s^* > 0$ の場合において区間IVの長さ（即ち、パルス幅ON_{sw3}）が所定の基準時間L_{TH}より短くなると、電流センサ4〔J₂〕の出力信号から出力電流*i_s*を検出することができなくなる。

[0066] ー検出構成K₁又はK₂における電流検出ー

第1実施形態に係る電力変換システムに図8又は図9の検出構成K₁又はK₂が採用された場合における電流検出の詳細について説明する。便宜上、検出構成K₁又はK₂における電流センサ4を電流センサ4〔K〕とも表記する。

[0067] 検出構成K₁又はK₂が採用された場合、区間I及びIIIの夫々において対象電流値*i_{dc}*が出力電流値*i_s*と一致するため（図6（a）等参照）、電流検出

部 1 2 は、区間 I 及び III の何れか一方において或いは区間 I 及び III の夫々において電流センサ 4 [K] の出力信号をサンプリングすることにより対象電流値 i_{dc} を出力電流値 i_s として検出することができる。従って具体的には例えば、検出構成 K_1 又は K_2 の採用時における対象タイミングは、キャリア信号値 $C_{S_{VAL}}$ がゼロになるタイミング（いわゆるゼロクロスタイミング）である。

[0068] 検出構成 J_1 又は J_2 の採用時においては出力電圧値 v_s が小さいときにおいても（ゼロクロス付近においても）出力電流 i_s の検出に問題は生じないが、検出構成 K_1 又は K_2 の採用時においては出力電圧値 v_s が小さいときに上記時間的制約が厳しくなる。即ち、区間 I 及び III の夫々の長さが所定の基準時間 L_{TH} より短くなると、電流センサ 4 [K] の出力信号から出力電流 i_s を検出することができなくなる。

[0069] ——電流推定処理——

検出構成 J_1 又は J_2 の採用時において、電流センサ 4 の出力信号から出力電流 i_s が検出不能になることを防止すべく（パルス幅 ON_{SW4} 又は ON_{SW3} が基準時間 L_{TH} 未満になることを防止すべく）、電圧指令値 v_s^* などに制限を加えるといったことも考えられるが、このような制限を設けると出力電圧 v_s の可変範囲が狭められる。また、検出構成 K_1 又は K_2 の採用時において、電流センサ 4 の出力信号から出力電流 i_s が検出不能になることを防止すべく、電圧補正（ゼロクロス付近においてパルス幅 ON_{SW1} 及び ON_{SW3} 間の差を強制的に広げる補正）を行うといった方法も考えられる。しかしながら、このような電圧補正を行うとインバータ 2 の出力電流波形に歪みが生じる。電流波形の歪みは、系統連系を成したときの電力品質を低下させ、結果、系統連系に関するガイドラインの基準を満たしにくくなる。

[0070] そこで、電流センサ 4 の出力信号から出力電流 i_s が検出不能になる期間において出力電流 i_s を推定する機能を制御回路 3 に与える。この機能を実現する処理を電流推定処理と呼ぶ。具体的には、図 1 3 に示す如く、PWM 回路 1 1 及び電流検出部 1 2 に加えて、制御回路 3 に、電流推定処理を成す電流

推定部 21 と、電流検出可否判定処理を成す電流検出可否判定部（判定処理部） 22 と、を設けておくことができる。

[0071] 電流検出可否判定処理は、現時点が検出可能期間と検出不可期間の何れに属するのかを判定する処理である。説明の具体化のため、この判定を成すタイミングを注目タイミングと呼ぶ。検出可能期間とは、電流センサ 4 の出力信号から出力電流 i_s を検出可能な期間であり、検出不可期間とは、電流センサ 4 の出力信号から出力電流 i_s を検出不能な期間である。

[0072] 電流検出可否判定処理において、判定部 22 は、注目タイミングにおける電圧指令値 v_s^* （又は、注目タイミングにおける電圧指令値 v_s^* の元になる値）及び 1 キャリア周期の時間長さに基づき、注目タイミングに対応する判定対象幅を求める。判定対象幅とは、電流センサ 4 が電流センサ 4 [J₁] である場合にはパルス幅 ON_{sw4} であり、電流センサ 4 が電流センサ 4 [J₂] である場合にはパルス幅 ON_{sw3} であり、電流センサ 4 が電流センサ 4 [K] である場合には区間 I 又は III の幅である。注目タイミングに対応する判定対象幅とは、注目タイミングを起点とした 1 キャリア周期内における判定対象幅を指す。判定部 22 は、判定対象幅が基準時間 L_{TH} 以上であるならば注目タイミングは検出可能期間に属していると判断し、判定対象幅が基準時間 L_{TH} 未満であるならば注目タイミングは検出不可期間に属していると判断する。

[0073] 注目タイミングが検出可能期間に属している場合、制御回路 3 は、電流検出部 12 によって検出された出力電流 i_s に基づき PWM 回路 11 を介して単相インバータ 2 を制御する。一方、注目タイミングが検出不可期間に属している場合、制御回路 3 は、電流推定部 21 によって推定された出力電流 i_s に基づき PWM 回路 11 を介して単相インバータ 2 を制御する。注目タイミングが検出不可期間に属している場合、電流推定部 21 は、注目タイミングが属する検出不可期間よりも前に得られた電流センサ 4 の出力信号に基づき、注目タイミングにおける出力電流 i_s を推定する。推定方法の具体例は他の実施形態にて後述される。

[0074] 本実施形態（及び後述の各実施形態）では、電流センサを比較的安価なシ

ャント抵抗にて形成することができ且つ単一の電流センサにて単相インバータの出力電流検出が可能となるため、図 21 の構成等と比べて、システム全体のコストを削減することが可能となる。検出不可期間においては、制御に利用される出力電流が推定によって求められるため、検出不可期間中においても安定した制御を維持できると共に上記第 2 従来方法に相当するような電圧補正（パルス幅補正）を行わずに済み、結果、出力電流波形の歪みが抑制される。故に、本実施形態の技術を系統連系に利用した場合、系統連系に関するガイドラインの基準を満たしやすくなる（本実施形態の技術を系統連系に利用した具体的構成は、他の実施形態にて後述される）。

[0075] 尚、上述したように、本実施形態及び後述の他の実施形態では、説明の簡素化上、デッドタイムの存在を無視しているが、デッドタイムの存在を考慮すると、電流のゼロクロス付近で推定電流値を利用する検出構成 K_1 及び K_2 よりも電流のゼロクロス付近で検出電流値を利用する検出構成 J_1 及び J_2 の方が、デッドタイム補正に対しては有利であると考えられる。デッドタイム補正とは、直列接続された上及び下アームが同時にオンとなることを回避するために成される電圧補正（パルス幅補正）であって、ゼロクロス付近における出力電流 i_s の極性を用いて成される。検出構成 K_1 及び K_2 の適用時にはデッドタイム補正用の出力電流 i_s が推定によって求められるのに対して、検出構成 J_1 及び J_2 の適用時にはデッドタイム補正用の出力電流 i_s が検出によって求められるため、より精度の高いデッドタイム補正が可能である。

[0076] <<第 2 実施形態>>

本発明の第 2 実施形態を説明する。第 2 実施形態は、第 1 実施形態を基礎とする実施形態であり、第 2 実施形態において特に述べない事項に関しては、矛盾無き限り、第 1 実施形態の記載が第 2 実施形態に適用される。図 14 は、第 1 実施形態に係る電力変換システムの具体例である、第 2 実施形態に係る系統連系システムの概略構成図である。図 14 では下側検出構成 K_1 が採用されているが、第 2 実施形態に係る系統連系システムに、検出構成 J_1 、 J_2 又は K_2 を採用しても良い（図 1（a）、図 2 又は図 9 参照）。

[0077] 図14のPWM回路116は、第1実施形態のPWM回路11が実現する機能と同等の機能を実現する（図13参照）。図14の電流検出／推定部115は、第1実施形態の電流検出部12、電流推定部21及び電流検出可否判定部22が実現する機能と同等の機能を実現する（図13参照）。電流検出／推定部115は、検出部12、推定部21及び判定部22を内包していると考えてもよい。図14のインバータ制御回路（制御装置）103は、第1実施形態に係るインバータ制御回路3の具体例であり、制御回路3にて実現される任意の機能を実現可能である。制御回路103における任意の部位は、制御回路103にて得られた任意の情報（信号、指令値、検出値、推定値等）を自由に利用することができる。

[0078] 第2実施形態に係る系統連系システムは、第1実施形態で述べた直流電源1、単相インバータ2、電流センサ4、電圧検出センサ6、電圧検出センサ7及び直流電圧保持部C_dを有すると共に、単相インバータ2を制御するインバータ制御回路103を有し、負荷55と単相の交流電力を出力する電力系統50とに接続されている。制御回路103には、符号111～119によって参照される各部位が備えられている。図14の系統連系システムには、系統連系装置が内在している。系統連系装置は、制御回路103を備え、更に、直流電源1、単相インバータ2、電流センサ4、電圧検出センサ6及び電圧検出センサ7の内、少なくとも1つを更に備えうる。その他、図14に示される任意の部位が系統連系装置の構成要素に含まれる、と捉えることも可能である。

[0079] 直流電源1、インバータ2及び電流センサ4の接続関係及びそれらの機能は第1実施形態で述べた通りである。電圧検出センサ7は、直流電圧保持部C_dにて保持された直流電圧E_dの電圧値を検出し、検出した電圧値を信号値として有する信号E_dを直流電圧制御部111に送る。

[0080] 単相インバータ2は、直流電圧保持部C_dからの直流電圧を単相の交流電圧に変換し、得られた交流電圧を端子8の電位を基準として端子8及び9から出力する。一方、電力系統50は、交流電圧源を有し、端子51の電位を基

準として端子 5 1 及び 5 2 から単相の交流電圧（例えば、いわゆる商用交流電圧）を出力する。

[0081] 端子 8 及び 5 1 間を接続する配線上に連系点 5 3 が設けられていると共に端子 9 及び 5 2 間を接続する配線上に連系点 5 4 が設けられ、連系点 5 3 及び 5 4 間の交流電圧を駆動電圧として作動する負荷 5 5 が連系点 5 3 及び 5 4 間に接続されている。このように、図 1 4 の系統連系システムでは、単相インバータ 2 の出力交流電力と電力系統 5 0 の出力交流電力を用いて負荷 5 5 の駆動が成される（後述の図 2 0、図 2 4 及び図 2 6 の系統連系システムにおいても同様）。

[0082] 端子 8 及び連系点 5 3 間の屋内配線のリアクタンス成分並びに端子 9 及び連系点 5 4 間の屋内配線のリアクタンス成分の夫々を L_c にて表し、それらの各屋内配線の抵抗成分を R_c にて表す。端子 5 1 及び連系点 5 3 を接続する屋外配線のリアクタンス成分並びに端子 5 2 及び連系点 5 4 を接続する屋外配線のリアクタンス成分の夫々を L_s にて表し、それらの各屋外配線の抵抗成分を R_s にて表す。端子 9 から、連系点 5 4、負荷 5 5、連系点 5 3 を経由して端子 8 に至るまでの電氣的要素全体が、図 1 (a) の負荷 1 0 に相当する又は負荷 1 0 に含まれると考えることができる。

[0083] 電流センサ 4 は、検出した対象電流 i_d の電流値を表す信号、即ち対象電流信号 i_d を電流検出／推定部 1 1 5 に伝達する。電圧検出センサ 6 は、自身が検出した出力電圧 v_s の電圧値を表す信号、即ち出力電圧信号 v_s をバンドパスフィルタ (BPF) 1 1 7 に送る。本実施形態及び後述の他の任意の実施形態において、 ω_n は、電力系統 5 0 側にて定められた公称周波数であり、例えば $60 \times 2\pi$ 又は $50 \times 2\pi$ である。本明細書において、 π は円周率を表し、特に記述なき限り、位相又は角度は電気角における位相又は角度であると共に、 π を用いて表した位相又は角度の単位はラジアンである。

[0084] インバータ 2 の出力電圧信号 v_s は、次式 (A-1) にて表される。 θ 及び A_{MP} は、夫々、出力電圧信号 v_s の位相及び振幅を表す。出力電圧信号 v_s の周波数は、公称周波数 ω_n と一致する又は公称周波数 ω_n に近い値を持つ。

$$v_s = AMP \cdot \cos(\theta) \quad \dots (A-1)$$

- [0085] BPF 117は、信号 v_s に含まれる高調波成分(ω_n の高次成分)を減衰させ、この減衰の成された信号 v_s を信号 v_s' として出力する。尚、高調波成分の存在が問題とならないシステムにおいては、BPF 117を割愛することも可能であり、BPF 117を割愛する場合、信号 v_s と信号 v_s' は一致する。
- [0086] 推定ユニット118は、単相信号である信号 v_s' に基づき、出力電圧信号 v_s の位相、周波数及び振幅を推定し、出力電圧信号 v_s の位相、周波数及び振幅の推定値を、夫々、 θ_{est} 、 ω_{est} 及び AMP_{est} として出力する。単相信号の位相、周波数及び振幅の全部又は一部を推定する方法として様々な公知方法が存在し、推定ユニット118は、公知方法(例えば、特開2003-143860号公報又は特開2006-129681号公報に記載の方法)を利用して推定値 θ_{est} 、 ω_{est} 及び AMP_{est} を求めることができる。例えば、信号 v_s' のゼロクロスタイミングから θ_{est} 及び ω_{est} を求めてもよい。
- [0087] 電流検出／推定部115は、各キャリア周期において、対象タイミングで電流センサ4の出力信号をサンプリングすることにより、対象タイミングにおける対象電流値 i_d を出力電流値 i_s として検出する。但し、検出不可期間においては出力電流値 i_s が推定により求められる。図14の系統連系システムでは下側検出構成 K_1 が採用されているため、対象タイミングはキャリア信号値 CS_{VAL} がゼロになるタイミングである。系統連系システムに検出構成 K_2 を採用した場合においても、対象タイミングはキャリア信号値 CS_{VAL} がゼロになるタイミングである。系統連系システムに下側検出構成 J_1 を採用した場合においては、対象タイミングはキャリア信号値 CS_{VAL} が極大値をとるタイミングであり、系統連系システムに上側検出構成 J_2 を採用した場合においては、対象タイミングはキャリア信号値 CS_{VAL} が極小値をとるタイミングである。系統連系システムに検出構成 K_1 又は K_2 が採用されている場合、電流検出／推定部115は、区間I及びIIIの何れか一方に又は区間I及びIIIの夫

々に対象タイミングを設定することができる。

[0088] 単相インバータ 2 の出力電流は有効電流と無効電流から形成される。電流検出／推定部 115 は、座標変換部としての機能も有し、推定ユニット 118 からの位相 θ_{est} に基づき、検出又は推定した出力電流 i_s から出力電流 i_s を形成する有効電流及び無効電流を算出し、有効電流の電流値を信号値として有する有効電流信号 i_p 及び無効電流の電流値を信号値として有する無効電流信号 i_q を生成する。

[0089] 直流電圧制御部 111 には、信号 E_d に加えて、直流電圧指令値 E_d^* が与えられる。直流電圧指令値 E_d^* は、直流電源 1 としての太陽電池から最大電力を得るための信号 E_d （換言すれば、単相インバータ 2 の出力電力を最大にするための信号 E_d ）の値と合致する。直流電圧制御部 111 は、比例積分制御などによって信号 E_d の値が指令値 E_d^* と一致するように有効電流指令値 i_p^* を算出及び出力する。また、無効電流指令値 i_q^* はゼロとされる。有効電流制御部 112 及び無効電流制御部 113 は、夫々、比例積分制御などによって有効電流信号 i_p の値及び無効電流信号 i_q の値が指令値 i_p^* 及び i_q^* と一致するように電圧指定値 v_p^* 及び v_q^* を算出し、座標変換部 114 は、推定ユニット 118 からの位相 θ_{est} に基づき、下記式（A-2）に従って指定値 v_p^* 及び v_q^* を電圧指令値 v_s^* に変換する。PWM 回路 116 は、第 1 実施形態で述べた方法に従い、単相インバータ 2 の出力電圧値 v_s が電圧指令値 v_s^* と一致するように単相インバータ 2 内の各スイッチング素子を制御する。制御回路 103 は、電圧指令値 v_s^* に応じた各スイッチング素子の制御を通じて、出力電流 i_s の制御を実現する。

[0090] [数1]

$$v_s^* = \cos(\theta_{est}) \cdot v_p^* - \sin(\theta_{est}) \cdot v_q^* \quad \dots (A-2)$$

[0091] 単独運転検出部 119 は、推定ユニット 118 によって推定された周波数 ω_{est} 又は振幅 AMP_{est} に基づき、単相インバータ 2 の単独運転状態を検出する（即ち、単独運転が発生しているか否かを検出する）。この検出方法として公知の方法を利用することができる。単独運転とは、単相インバータ 2

のみが負荷 55 に電力を供給している状態を指す。単独運転は、電力系統 50 側に停電が発生した場合に発生しうる。安全性確保等を目的として、単独運転の発生時には、速やかにこれを検知し、単相インバータ 2 の出力を停止させることが求められる。従って、検出部 119 によって単独運転状態が検出された場合、制御回路 103 は、速やかにインバータ 2 の出力を停止させる。

[0092] ー電流検出／推定部の構成例ー

次に、電流検出／推定部 115 の内部構成例を説明する。図 15 は、電流検出／推定部 115 の内部ブロック図の例である。図 15 の電流検出／推定部 115 は、符号 131～134 によって参照される各部位を備える。

[0093] A/D変換部 131 は、図 13 の電流検出部 12 として機能し、各キャリア周期において対象タイミングに電流センサ 4 の出力信号をサンプリングする。サンプリングされた電流センサ 4 の出力信号の値、即ち、サンプリングされた対象電流値 i_{dc} を、記号 i_{dcS} にて表す。

[0094] スイッチ部 132 には、A/D変換部 131 からの検出電流値 i_{dcS} と、推定演算部 134 からの推定電流値 i_{sest} が入力される。電流値 i_{sest} は、出力電流 i_s の推定値である。切換処理部としてのスイッチ部 132 は、図 13 の判定部 22 を有し、第 1 実施形態で述べた電流検出可否判定処理を実行することで、現時点（注目タイミング）が検出可能期間と検出不可期間の何れに属するのかを判定し、判定結果に基づいて、検出電流値 i_{dcS} 及び推定電流値 i_{sest} の一方を選択及び出力する。スイッチ部 132 は、現時点としての注目タイミングが検出可能期間に属していると判断した場合には、検出電流値 i_{dcS} （又はその反転値（ $-i_{dcS}$ ））を電流値 i_{sD} として出力し、注目タイミングが検出不可期間に属していると判断した場合には、推定電流値 i_{sest} を電流値 i_{sD} として出力する。従って、スイッチ部 132 から出力される電流値 i_{sD} は、電流検出／推定部 115 によって検出又は推定された出力電流値 i_s である。

[0095] 系統連系システムに検出構成 J_1 又は J_2 を採用した場合においては、対象

電流 i_{dc} と出力電流 i_s の極性は同じであるため（図 3 参照）、注目タイミングが検出可能期間に属しているとき、常に “ $i_{sD} = i_{dcS}$ ” である。但し、系統連系システムに検出構成 K_1 又は K_2 を採用した場合においては、対象電流 i_{dc} と出力電流 i_s の極性が逆になりうるため（図 10 参照）、注目タイミングが検出可能期間に属しているとき、 $i_{sD} = i_{dcS}$ 、又は、 $i_{sD} = -i_{dcS}$ 、である。系統連系システムに検出構成 K_1 又は K_2 が採用され且つ注目タイミングが検出可能期間に属している場合において、スイッチ部 132 は、電圧検出センサ 6 にて検出された信号 v_s 、BPF 117 からの信号 v_s' 、座標変換部 114 からの指定値 v_s^* 又は推定ユニット 118 からの推定位相 θ_{est} に基づいて出力電圧 v_s の極性を判定し、出力電圧 v_s の極性の判定結果に基づき、電流値 i_{sD} に対して電流値 i_{dcS} 及び $(-i_{dcS})$ のどちらかを選択的に代入する。尚、図 15 では、電流値 i_{sD} が電流検出／推定部 115 の外部に対して出力されているが、図 14 の構成において、この出力は不要である。

[0096] スイッチ部 132 から出力された電流値 i_{sD} を信号値として有する信号 i_{sD} は、単相信号として座標変換部 133 に入力される。座標変換部 133 は、信号 i_{sD} と推定値 θ_{est} から信号 i_p 及び i_q を生成する。座標変換部 133 にて生成された信号 i_p 及び i_q は、電流検出／推定部 115 から出力される有効電流信号 i_p 及び無効電流信号 i_q として機能する。一方で、座標変換部 133 にて生成された信号 i_p 及び i_q は、推定演算部 134 に入力される。

[0097] 推定演算部 134 は、図 13 の電流推定部 21 として機能し、次式（A-3）に従って推定電流値 i_{sest} を求める。推定演算部 134 は、式（A-3）における θ として θ_{est} を用いることができ、式（A-3）における ω として ω_n 又は ω_{est} を用いることができる。 T_s は、A/D 変換部 131 におけるサンプリング周期を表す。A/D 変換部 131 が各キャリア周期において 1 回サンプリングする場合、サンプリング周期 T_s はキャリア周期と一致し、A/D 変換部 131 が各キャリア周期において 2 回サンプリングする場合、サンプリング周期 T_s はキャリア周期の半分と一致する。

[0098] [数2]

$$i_{\text{Sest}} = i_p \cos(\theta + \omega T_s) - i_q \sin(\theta + \omega T_s) \quad \dots (A-3)$$

[0099] A/D変換部131において第*i*回目のサンプリングが行われる時刻を第*i*時刻と呼び、第*i*時刻における電流値 i_{dcS} 、 i_{SD} 及び i_{Sest} を、それぞれ記号 $i_{\text{dcS}}[i]$ 、 $i_{\text{SD}}[i]$ 及び $i_{\text{Sest}}[i]$ にて表す (*i*は整数)。第*i*時刻は、第(*i*−1)時刻からサンプリング周期 T_s だけ経過した時刻である。第*i*時刻は検出可能期間又は検出不可期間に属しうる。第*i*時刻が検出可能期間に属している場合、 $i_{\text{SD}}[i] = i_{\text{dcS}}[i]$ 又は $i_{\text{SD}}[i] = -i_{\text{dcS}}[i]$ であり、第*i*時刻が検出不可期間に属している場合、 $i_{\text{SD}}[i] = i_{\text{Sest}}[i]$ である。

[0100] 推定演算部134は、出力値 $i_{\text{SD}}[i-1]$ 及び第(*i*−1)時刻より前のスイッチ部132の出力値 i_{SD} を反映した信号 i_p 及び i_q を用いて推定電流値 $i_{\text{Sest}}[i]$ を求める。従って、出力値 $i_{\text{SD}}[i-1]$ 及び第(*i*−1)時刻より前のスイッチ部132の出力値 i_{SD} が、 $i_{\text{dcS}}[i-1]$ 及び第(*i*−1)時刻より前のA/D変換部131の出力値 i_{dcS} (又はそれらに“−1”を乗じたもの)であるならば、推定演算部134は、第*i*時刻よりも過去の検出電流値 i_{dcS} を用いて、第*i*時刻における出力電流 i_s の推定値 (即ち $i_{\text{Sest}}[i]$) を求めることになる。換言すれば、推定演算部134は、第*i*時刻よりも過去の検出電流値 i_{dcS} に基づくPQ座標系上のベクトル信号を用いて、第*i*時刻における出力電流 i_s の推定値 (即ち $i_{\text{Sest}}[i]$) を求める。

[0101] 後述の説明から明らかとなるが、推定演算部134が利用するPQ座標系上のベクトル信号とは、 i_p 及び i_q を直交2成分として持つベクトル信号であり、座標変換部133は、当該ベクトル信号を電流センサ4の出力信号から生成するベクトル信号生成部として機能する。電流検出／推定部115は、検出可能期間においては電流センサ4の出力信号から出力電流 i_s を i_{SD} として検出するが、検出不可期間においては、検出不可期間よりも前の検出可能期間中の検出電流値 i_{dcS} に基づくベクトル信号を用いて出力電流 i_s を推

定し、推定結果を i_{sD} として出力する。

[0102] 電流値 i_{sD} を信号値として有する信号 i_{sD} は、単相信号として、フィルタ 141 及びベクトル成分算出部 142 から成る座標変換部 133 に入力される。ここでは、便宜上、 $i_{sD} = i_1$ とおく。

[0103] 図 16 (a) 及び (b) を参照して、座標変換部 133 の動作の意義を説明する。図 16 (a) には、 $\alpha\beta$ 座標系と PQ 座標系との関係が示されている。 $\alpha\beta$ 座標系は、固定軸である α 及び β 軸を座標軸とする二次元固定座標系である。 α 及び β 軸は互いに直交しており、 β 軸は α 軸から電気角で 90 度だけ進んでいる。図 16 (a) を含む任意の座標系を示す図において、反時計回り方向が位相の進み方向に対応する。 PQ 座標系は、回転軸である P 及び Q 軸を座標軸とする二次元回転座標系である。 P 及び Q 軸は互いに直交しており、 Q 軸は P 軸から電気角で 90 度だけ進んでいる。位相 θ は、 α 軸から見た P 軸の位相と一致する。 θ は、 α 軸を基準とする P 軸の位相の進み角度を表している。

[0104] 図 16 (a) において、符号 630 は任意の座標系上のベクトルを表している。ベクトル 630 は、任意の信号の位相及び振幅状態を表している。従って、ベクトル 630 によって位相及び振幅状態が表される信号を、ベクトル信号と呼ぶこともできる。今、ベクトル 630 が、 PQ 座標系の回転に同期して回転するベクトルであるとする。そうすると、 $\alpha\beta$ 座標系上においてベクトル 630 は回転するため、 $\alpha\beta$ 座標系上におけるベクトル 630 は回転ベクトルとも呼べる。ここでは、ベクトル 630 が電流ベクトルであると考え、ベクトル 630 の α 軸、 β 軸、 P 軸及び Q 軸成分を、夫々、 i_α 、 i_β 、 i_p 及び i_q にて表す。即ち、ベクトル 630 の P 軸及び Q 軸成分が電流検出／推定部 115 にて求められる信号 i_p 及び i_q であると考え、信号 i_p 及び i_q と同様、 i_α 及び i_β も信号の一種である。例えば、 i_α は、 α 軸成分のみを持つ信号である。 i_α 及び i_β は、 $\alpha\beta$ 座標系上における回転ベクトル 630 の直交 2 成分（互いに直交する 2 つの成分）であり、 i_p 及び i_q は、 PQ 座標系上におけるベクトル 630 の直交 2 成分である。

[0105] 単相信号 i_1 の周波数として与えられた既知の周波数は、上述の公称周波数 ω_n である。 ω_n は、高調波成分を無視した、信号 i_1 の基本波成分の角周波数に相当する。PQ座標系の回転における角周波数を ω_n に設定することができる。従って、PQ座標系は、単相信号 i_1 の周波数 ω_n と同期して回転する回転座標系と言える。

[0106] 信号 i_1 及び i_2 は、

$$i_1 = \text{AMP}_{i_1} \cdot \cos(\theta_{i_1}),$$

$$i_2 = \text{AMP}_{i_2} \cdot \cos(\theta_{i_2}),$$

によって表される。 AMP_{i_1} 及び AMP_{i_2} は、それぞれ信号 i_1 及び i_2 の振幅を表し、 θ_{i_1} 及び θ_{i_2} は、それぞれ信号 i_1 及び i_2 の位相を表している。信号 i_1 及び i_2 間の位相差を θ_1 にて表す。“ $\theta_1 = \theta_{i_1} - \theta_{i_2}$ ” である。従って、信号 i_2 は、

$$i_2 = \text{AMP}_{i_2} \cdot \cos(\theta_{i_1} - \theta_1),$$

とも表現される。 θ_1 が正のとき、信号 i_2 は信号 i_1 よりも θ_1 だけ位相が遅れる。

[0107] 図16(b)において、実線632及び633は、それぞれ $\alpha\beta$ 座標系上における信号 i_1 及び i_2 の軌跡を表している。図16(b)から分かるように、信号 i_1 が α 軸成分のみを持つように α 軸は設定される。従って、 $i_1 = i_\alpha$ であると共に、信号 i_β と単相信号 i_1 との位相差は $\pi/2$ である。故に、単相信号 i_1 を基準にして考えた場合、信号 i_β を $\pi/2$ 位相差信号と呼ぶこともできる。

[0108] 下記式(B-1)の行列 $C_1(\theta_1)$ を用いると、信号 i_1 及び i_2 を、 $\alpha\beta$ 座標系上における回転ベクトル630の直交2成分 i_α 及び i_β に変換することができる。即ち、式(B-1)の行列 $C_1(\theta_1)$ を用いて、式(B-1a)が成立する。ここで、

$$R_{\text{AMP}} = \text{AMP}_{i_1} / \text{AMP}_{i_2},$$

である。即ち、 R_{AMP} は、信号 i_1 及び i_2 間の振幅比である。また、

$$\theta_2 = \pi/2 - \theta_1$$

である。また、式 (B-1) 及び (B-1 a) から明らかなように、 $\pi/2$ 位相差信号としての信号 i_β を、式 (B-1 b) 又は (B-1 c) によって表すことができる。尚、行列 $C_1(\theta_1)$ は、 θ_2 にも依存すると言えるので、“ $C_1(\theta_1)$ ” を “ $C_1(\theta_2)$ ” と表記することもできる。

[0109] [数3]

$$C_1(\theta_1) = \frac{1}{\sin(\theta_1)} \begin{bmatrix} \sin(\theta_1) & 0 \\ -\cos(\theta_1) & R_{AMP} \end{bmatrix} = \frac{1}{\cos(\theta_2)} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & 0 \\ -\sin(\theta_2) & R_{AMP} \end{bmatrix} \cdots (B-1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_1(\theta_1) \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \cdots (B-1 a)$$

$$i_\beta = \frac{-\cos(\theta_1)}{\sin(\theta_1)} i_1 + \frac{R_{AMP}}{\sin(\theta_1)} i_2 \cdots (B-1 b)$$

$$i_\beta = \frac{-\sin(\theta_2)}{\cos(\theta_2)} i_1 + \frac{R_{AMP}}{\cos(\theta_2)} i_2 \cdots (B-1 c)$$

[0110] 行列 $C_1(\theta_1)$ は、例えば、 θ_1 が $\pi/4$ であるときには式 (B-2) によって表され、 θ_1 が $\pi/3$ であるときには式 (B-2 a) によって表される。

[0111] [数4]

$$C_1\left(\frac{4}{\pi}\right) = \frac{1}{\sin(\theta_1)} \begin{bmatrix} \sin(\theta_1) & 0 \\ -\cos(\theta_1) & R_{AMP} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \sqrt{2} \cdot R_{AMP} \end{bmatrix} \cdots (B-2)$$

$$C_1\left(\frac{3}{\pi}\right) = \frac{1}{\sin(\theta_1)} \begin{bmatrix} \sin(\theta_1) & 0 \\ -\cos(\theta_1) & R_{AMP} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2R_{AMP}}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdots (B-2 a)$$

[0112] $\alpha\beta$ 座標系上の回転ベクトル 630 を角度 θ だけ回転させることで、PQ 座標系上のベクトル 630 を得ることができる。 $\alpha\beta$ 座標系上の回転ベクトル 630 を角度 θ だけ回転させるための行列 $C_2(\theta)$ は下記式 (B-3) によって表され、行列 $C_1(\theta_1)$ 及び $C_2(\theta)$ の積である行列 $C(\theta)$ は下記式 (B-4) によって表される。行列 $C(\theta)$ を用いれば、信号 i_1 及び i_2 を、PQ 座標系上におけるベクトル 630 の直交 2 成分 i_p 及び i_q に変換することができる。即ち、 i_1 及び i_2 と i_p 及び i_q との間には、式 (B-4 a

) が成立する。

[0113] [数5]

$$C_2(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \dots (B-3)$$

$$\begin{aligned} C(\theta) &= \frac{1}{\sin(\theta_1)} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(\theta_1) & 0 \\ -\cos(\theta_1) & R_{AMP} \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{\sin(\theta_1)} \begin{bmatrix} -\sin(\theta - \theta_1) & R_{AMP} \cdot \sin(\theta) \\ -\cos(\theta - \theta_1) & R_{AMP} \cdot \cos(\theta) \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{\cos(\theta_2)} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & 0 \\ -\sin(\theta_2) & R_{AMP} \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{\cos(\theta_2)} \begin{bmatrix} \cos(\theta + \theta_2) & R_{AMP} \cdot \sin(\theta) \\ -\sin(\theta + \theta_2) & R_{AMP} \cdot \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \dots (B-4) \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = C(\theta) \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad \dots (B-4a)$$

[0114] 図15のフィルタ141は、フィルタリング対象信号の位相を遅らせる又は進ませるフィルタ処理をフィルタリング対象信号としての信号 i_1 に施すことによりフィルタ信号 i_2 を生成する。フィルタ141の伝達関数は $F(s)$ で表される。フィルタ141において、周波数 ω_n における信号 i_1 のゲインは $1/R_{AMP}$ である。従って、フィルタ141を通すことにより、信号 i_1 における周波数 ω_n の信号成分の振幅は $1/R_{AMP}$ になる。

[0115] ベクトル成分算出部142は、 θ_1 及び θ を用いた上記式 (B-4) 及び (B-4a) に従う座標変換を行うことによって、信号 i_1 及び i_2 から信号 i_p 及び i_q を算出する。ベクトル成分算出部142として、図17のベクトル成分算出部142Aを用いることも可能である。ベクトル成分算出部142Aには座標変換部143及び144が設けられている。座標変換部143は、 θ_1 に基づき上記式 (B-1) 及び (B-1a) に従って信号 i_1 及び i_2 から信号 i_α 及び i_β を算出する。座標変換部144は、座標変換部143にて算出された信号 i_α 及び i_β を要素とする行列に行列 $C_2(\theta)$ を乗じることによ

り信号 i_p 及び i_q を算出する。即ち、信号 i_α 及び i_β を直交二成分とする、 $\alpha\beta$ 座標系上の回転ベクトル 630 を、行列 $C_2(\theta)$ を用いて θ だけ回転させることにより、信号 i_p 及び i_q を直交二成分とする、 PQ 座標系上のベクトル 630 を算出する。実際には、算出部 142 及び座標変換部 144 において θ_{est} が θ として用いられる。

[0116] 算出部 142 によって求められた信号 i_p 及び i_q は、有効電流信号 i_p 及び無効電流信号 i_q として電流検出／推定部 115 から出力される。このように、座標変換部 133 は、 i_p 及び i_q を直交 2 成分として持つベクトル信号（ベクトル 630 を表す信号）を、電流センサ 4 の出力信号に基づいて生成するベクトル信号生成部として機能する。

[0117] 信号 i_1 及び i_2 間の位相差 θ_1 が $\pi/4$ 又は $\pi/3$ であるときを想定し、フィルタ 141 及びベクトル成分算出部 142 の具体的演算動作を説明する。但し、“ $0 < |\theta_1| < \pi/2$ ” が満たされる限り、 θ_1 の値は $\pi/4$ 及び $\pi/3$ 以外であってもよい。電流検出／推定部 115 は、後述の各式を用いて各種信号を求めることができるが、この際、後述の各式における θ として θ_{st} を用いることができる。

[0118] [$\theta_1 = \pi/4$ の場合の具体例]

信号 i_1 及び i_2 間の位相差 θ_1 が $\pi/4$ であるときにおけるフィルタ 141 及びベクトル成分算出部 142 の具体的演算動作を説明する。 $\theta_1 = \pi/4$ であるとき、フィルタ 141 は、信号 i_1 にフィルタ 141 の伝達関数 “ $F(s) = 2\omega_n / (s + \omega_n)$ ” を作用させる下記式 (B-5) に従ってフィルタ信号 i_2 を生成する。式 (B-5) のフィルタ信号 i_2 は、信号 i_1 から $\pi/4$ だけ位相が遅れた位相遅れ信号である。式 (B-5) 及び後述の幾つかの式に現われる演算記号 “ s ” は、ラプラス演算子である。

[0119] [数6]

$$i_2 = F(s) \cdot i_1 = \frac{2\omega_n}{s + \omega_n} i_1 \quad \cdots (B-5)$$

[0120] 上記式 (B-1 a) 及び (B-2) に基づく下記式 (B-6) により、信

号 i_1 及び i_2 を $\alpha\beta$ 座標系上の回転ベクトル 630 の直交 2 成分 i_α 及び i_β に変換することができる。ここで、信号 i_2 の振幅が信号 i_1 の振幅の $\sqrt{2}$ 倍となるように、式 (B-5) に対応するフィルタ 141 のゲインは設定されている。即ち、 $R_{AMP} = 1/\sqrt{2}$ である。尚、“ $\sqrt{2}$ ” は、2 の正の平方根である。

[0121] [数7]

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad \dots (B-6)$$

[0122] 式 (B-6) で得られた i_α 及び i_β を、下記式 (B-7) により、PQ 座標系上のベクトル 630 の直交 2 成分 i_p 及び i_q に変換することもできる。

[0123] [数8]

$$\begin{pmatrix} i_p \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) \cdot i_\alpha + \sin(\theta) \cdot i_\beta \\ -\sin(\theta) \cdot i_\alpha + \cos(\theta) \cdot i_\beta \end{pmatrix} \quad \dots (B-7)$$

[0124] 式 (B-6) を用いて一旦 i_α 及び i_β を算出してから式 (B-7) により i_p 及び i_q を算出するのではなく、下記式 (B-8) を用いて i_1 及び i_2 から直接的に i_p 及び i_q を求めることもできる。

[0125] [数9]

$$\begin{pmatrix} i_p \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta + \pi/4) \cdot (\sqrt{2} \cdot i_1) + \sin(\theta) \cdot i_2 \\ -\sin(\theta + \pi/4) \cdot (\sqrt{2} \cdot i_1) + \cos(\theta) \cdot i_2 \end{pmatrix} \quad \dots (B-8)$$

[0126] 更に、本例の如く位相差 θ_1 が $\pi/4$ の場合には、次式 (B-9) を用いて i_1 及び i_2 から直接的に i_p 及び i_q を求めることもできる。

[0127] [数10]

$$\begin{pmatrix} i_p \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (\cos(\theta) - \sin(\theta)) \cdot i_1 + \sin(\theta) \cdot i_2 \\ -(\cos(\theta) + \sin(\theta)) \cdot i_1 + \cos(\theta) \cdot i_2 \end{pmatrix} \quad \dots (B-9)$$

[0128] 以上のように、一次のフィルタを用いた比較的簡単な演算によって、回転座標系上における単相のベクトル信号（直交 2 成分が i_p 及び i_q であるベクトル信号）を得ることができる。

[0129] 上記式 (B-5) に従って得られるフィルタ信号 i_2 は信号 i_1 に対して π

／4だけ位相が遅れているが、信号 i_1 に対して $\pi/4$ だけ位相を進ませた信号をフィルタ信号 i_2 として生成するようにしてもよく、この場合には、下記式（B-5 a）に従ってフィルタ信号 i_2 を生成すればよい。式（B-5 a）のフィルタ信号 i_2 は、信号 i_1 から $\pi/4$ だけ位相が進んだ位相進み信号であり、式（B-5 a）にてフィルタ信号 i_2 を生成する場合、“ $\theta_1 = -\pi/4$ ”である。

[0130] [数11]

$$i_2 = F(s) \cdot i_1 = \frac{2s}{s + \omega_n} i_1 \quad \cdots (B-5 a)$$

[0131] また、フィルタ 1 4 1 において、式（B-5）の右辺にて表される信号の反転信号をフィルタ信号 i_2 として生成するようにしても良い。任意の注目信号の反転信号とは、該注目信号の符号を反転した信号を指す。即ち例えば、信号 i_1 の反転信号は $(-i_1)$ である。従って、式（B-5）の右辺にて表される信号の反転信号は“ $-(2\omega_n i_1 / (s + \omega_n))$ ”で表される。式（B-5）の右辺にて表される信号の反転信号は、信号 i_1 に対して $3\pi/4$ だけ位相が進んだ信号である。このように、一次のフィルタ 1 4 1 にて信号の位相を $\pi/2$ 以上進めることもできる。同様に、フィルタ 1 4 1 において、式（B-5 a）の右辺にて表される信号の反転信号 $(- (2s i_1 / (s + \omega_n)))$ をフィルタ信号 i_2 として生成するようにしても良い。式（B-5 a）の右辺にて表される信号の反転信号は、信号 i_1 に対して $3\pi/4$ だけ位相が遅れた信号である。このように、一次のフィルタ 1 4 1 にて信号の位相を $\pi/2$ 以上遅らせることもできる。

[0132] [$\theta_1 = \pi/3$ の場合の具体例]

信号 i_1 及び i_2 間の位相差 θ_1 が $\pi/3$ であるときにおけるフィルタ 1 4 1 及びベクトル成分算出部 1 4 2 の具体的演算動作を説明する。 $\theta_1 = \pi/3$ であるとき、フィルタ 1 4 1 は、信号 i_1 にフィルタ 1 4 1 の伝達関数 $F(s)$ を作用させる下記式（B-10）に従ってフィルタ信号 i_2 を生成する。式（B-10）のフィルタ信号 i_2 は、信号 i_1 から $\pi/3$ だけ位相が遅れた位相

遅れ信号である。

[0133] [数12]

$$i_2 = F(s) \cdot i_1 = \frac{(2/\sqrt{3}) \cdot \omega_n}{s + (\omega_n/\sqrt{3})} i_1 \quad \dots (B-10)$$

[0134] 上記式 (B-1 a) 及び (B-2 a) に基づく下記式 (B-1 1) により、信号 i_1 及び i_2 を $\alpha\beta$ 座標系上の回転ベクトル 630 の直交 2 成分 i_α 及び i_β に変換することができる。ここで、信号 i_2 の振幅が信号 i_1 の振幅と同じになるように、式 (B-1 0) に対応するフィルタ 141 のゲインは設定されている。即ち、 $R_{AMP} = 1$ である。

[0135] [数13]

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad \dots (B-11)$$

[0136] 式 (B-1 1) で得られた i_α 及び i_β を、下記式 (B-1 2) により、PQ座標系上のベクトル 630 の直交 2 成分 i_p 及び i_q に変換することもできる。

[0137] [数14]

$$\begin{pmatrix} i_p \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) \cdot i_\alpha + \sin(\theta) \cdot i_\beta \\ -\sin(\theta) \cdot i_\alpha + \cos(\theta) \cdot i_\beta \end{pmatrix} \quad \dots (B-12)$$

[0138] 式 (B-1 1) を用いて一旦 i_α 及び i_β を算出してから式 (B-1 2) により i_p 及び i_q を算出するのではなく、下記式 (B-1 3) を用いて i_1 及び i_2 から直接的に i_p 及び i_q を求めることもできる。

[0139] [数15]

$$\begin{pmatrix} i_p \\ i_q \end{pmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta + \pi/6) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta + \pi/6) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad \dots (B-13)$$

[0140] 以上のように、一次のフィルタを用いた比較的簡単な演算によって、回転座標系上における単相のベクトル信号（直交 2 成分が i_p 及び i_q であるベクトル信号）を得ることができる。

[0141] 上記式 (B-10) に従って得られるフィルタ信号 i_2 は信号 i_1 に対して $\pi/3$ だけ位相が遅れているが、信号 i_1 に対して $\pi/3$ だけ位相を進ませた信号をフィルタ信号 i_2 として生成するようにしてもよく、この場合には、下記式 (B-10a) に従ってフィルタ信号 i_2 を生成すればよい。式 (B-10a) のフィルタ信号 i_2 は、信号 i_1 から $\pi/3$ だけ位相が進んだ位相進み信号であり、式 (B-10a) にてフィルタ信号 i_2 を生成する場合、“ $\theta_1 = -\pi/3$ ”である。

[0142] [数16]

$$i_2 = F(s) \cdot i_1 = \frac{(2/\sqrt{3}) \cdot s}{s + (\omega_n/\sqrt{3})} i_1 \quad \dots (B-10a)$$

[0143] また、フィルタ 141 において、式 (B-10) の右辺にて表される信号の反転信号をフィルタ信号 i_2 として生成するようにしても良い。式 (B-10) の右辺にて表される信号の反転信号は、信号 i_1 に対して $2\pi/3$ だけ位相が進んだ信号である。このように、一次のフィルタ 141 にて信号の位相を $\pi/2$ 以上進めることもできる。同様に、フィルタ 141 において、式 (B-10a) の右辺にて表される信号の反転信号をフィルタ信号 i_2 として生成するようにしても良い。式 (B-10a) の右辺にて表される信号の反転信号は、信号 i_1 に対して $2\pi/3$ だけ位相が遅れた信号である。このように、一次のフィルタ 141 にて信号の位相を $\pi/2$ 以上遅らせることもできる。

[0144] 図 18 の波形 681 ~ 685 は、夫々、検出構成 K_1 又は K_2 を採用した場合における信号 i_{dc} 、 i_{dcS} 、 i_p 、 i_q 及び i_{sest} の波形を表している。出力電圧 v_s のゼロクロス付近では電流センサ 4 による電流検出（出力電流 i_s の検出）ができないことが、波形 682 に現われている（図 18 では、検出不可期間における i_{dcS} がゼロであると仮定している）。検出不可期間において信号波形 685 に対応する推定信号 i_{sest} を利用することで、単相インバータ 2 に対する安定的な制御を維持することができる。

[0145] ー推定ユニットの構成例ー

図 15 の座標変換部 133 の技術を、図 14 の推定ユニット 118 に適用することもできる。図 19 に、この適用の成された推定ユニット 118 の構成例である推定ユニット 118A のブロック図を示す。推定ユニット 118A を、図 14 の推定ユニット 118 として用いることができる。推定ユニット 118A は、符号 161 ~ 166 によって参照される各部位を備える。

[0146] 推定ユニット 118A には、図 14 の BPF 117 からの信号 v_s' が単相信号として入力され、信号 v_s' が信号 v_1 として取り扱われる。フィルタ 161 は、フィルタリング対象信号の位相を遅らせる又は進ませるフィルタ処理をフィルタリング対象信号としての信号 v_1 に施すことによりフィルタ信号 v_2 を生成する。信号 v_1 及び v_2 は、

$$v_1 = \text{AMP}_{v_1} \cdot \cos(\theta_{v_1})、$$

$$v_2 = \text{AMP}_{v_2} \cdot \cos(\theta_{v_2})、$$

によって表される。

[0147] 図 15 のフィルタ 141 におけるフィルタ処理及びベクトル成分算出部 142 における演算処理が、フィルタ 161 におけるフィルタ処理及びベクトル成分算出部 162 における演算処理に適用される。但し、この適用の際、上述の AMP_{i_1} 、 AMP_{i_2} 、 θ_{i_1} 、 θ_{i_2} 、 i_1 、 i_2 、 i_p 及び i_q は、それぞれ AMP_{v_1} 、 AMP_{v_2} 、 θ_{v_1} 、 θ_{v_2} 、 v_1 、 v_2 、 v_p 及び v_q に読み替えられる。算出部 162 は、算出部 142 と同様にして、信号 v_1 及び v_2 から信号 v_p 及び v_q を算出する。この際、算出部 162 において、積分部 166 にて求められた θ_{est} が θ として用いられる。 v_p 及び v_q は、夫々、出力電圧 v_s の P 軸成分及び Q 軸成分を表す。

[0148] 位相差算出部 163 は、ベクトル成分算出部 162 にて算出された v_p 及び v_q から、 θ と単相信号 v_1 の位相 θ_{v_1} との間の位相差 $\Delta\theta$ を、次式 (C-1) に従って求める。

[0149] [数17]

$$\Delta\theta = \tan^{-1}\left(\frac{v_q}{v_p}\right) \quad \dots (C-1)$$

[0150] 推定ユニット 118A では、 $\Delta\theta$ をゼロに収束させるための下記式 (C-2) 及び (C-3) に従う PLL (Phase Locked Loop) を構成することにより、 θ_{est} を θ_{v1} に一致させる。 K_p 及び K_i は、夫々、PI 制御部 164 にて実行される比例積分制御の比例係数及び積分係数である。

[0151] [数18]

$$\omega_{est} = \omega_n + \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \Delta\theta \quad \dots (C-2)$$

$$\theta_{est} = \frac{\omega_{est}}{s} \quad \dots (C-3)$$

[0152] 具体的には、位相差算出部 163 にて算出された $\Delta\theta$ と既知の角周波数として与えられた ω_n とに基づき、PI 制御部 164 及び加算部 165 にて、式 (C-2) に従い周波数 ω_{est} を算出する。積分部 166 は、式 (C-3) に従い、算出された周波数 ω_{est} を積分することにより位相 θ_{est} を算出する。推定ユニット 118A では、座標変換における位相 θ ($=\theta_{est}$) と信号 v_1 の位相 θ_{v1} との間の位相差 $\Delta\theta$ がゼロに収束するように PLL が構成されているため、位相 θ_{est} は、位相 θ_{v1} の推定値として機能する。従って、位相 θ_{v1} の推定値 θ_{est} の元となる周波数 ω_{est} は、単相信号 v_1 の角周波数の推定値に相当する。例えば、単相信号 v_1 の周波数は、既知の公称周波数 ω_n (例えば、 $60 \times 2\pi$) としてシステムに与えられるが、実際の単相信号 v_1 の周波数 (例えば、 $59.5 \times 2\pi$) は公称周波数 ω_n からずれることも多い。推定ユニット 118A によれば、単相信号 v_1 の真の周波数を周波数 ω_{est} として推定することができる。

[0153] また、 $\Delta\theta$ がゼロである場合、PQ 座標系は単相信号 v_1 の周波数と完全に同期して回転すると共に単相信号 v_1 は Q 軸成分を持たない。即ち、 $\Delta\theta$ がゼロであるとき、単相信号 v_1 は、P 軸成分のみを持つ P 軸上の信号となる。故に、算出部 162 にて算出される信号 v_p の値は、単相信号 v_1 の振幅を表すこととなる。推定ユニット 118A では、算出部 162 にて算出される信号 v_p の値を振幅 AMP_{est} として出力する。上述の説明から明らかなように、

振幅 AMP_{est} は、単相信号 v_1 の振幅（即ち、信号 v_1 の振幅 AMP_{v_1} ）の推定値を表している。

[0154] <<第3実施形態>>

本発明の第3実施形態を説明する。第3実施形態は、第1及び第2実施形態を基礎とする実施形態であり、第3実施形態において特に述べない事項に関しては、矛盾無き限り、第1及び第2実施形態の記載が第3実施形態に適用される。図20は、第1実施形態に係る電力変換システム的具体例である、第3実施形態に係る系統連系システムの概略構成図である。図20では下側検出構成 K_1 が採用されているが、第3実施形態に係る系統連系システムに、検出構成 J_1 、 J_2 又は K_2 を採用しても良い（図1（a）、図2又は図9参照）。図20のインバータ制御回路（制御装置）203は、第1実施形態に係るインバータ制御回路3の具体例であり、制御回路3にて実現される任意の機能を実現可能である。制御回路203における任意の部位は、制御回路203にて得られた任意の情報（信号、指令値、検出値、推定値等）を自由に利用することができる。

[0155] 第3実施形態に係る系統連系システムは、直流電源1、単相インバータ2、電流センサ4、電圧検出センサ6、電圧検出センサ7及び直流電圧保持部 C_d を有すると共に、負荷55及び電力系統50に接続され、それらの接続関係は第2実施形態で述べたとおりである。第3実施形態に係る系統連系システムには、単相インバータ2を制御するインバータ制御回路203が設けられている。制御回路203には、符号111、115～119及び212～214によって参照される各部位が備えられている。即ち、図14の制御回路103から符号112～114にて参照される各部位を削除した後、代わりに符号212～214にて参照される各部位を制御回路103に設けることで制御回路203が得られる。図20の系統連系システムには、系統連系装置が内在している。系統連系装置は、制御回路203を備え、更に、直流電源1、単相インバータ2、電流センサ4、電圧検出センサ6及び電圧検出センサ7の内、少なくとも1つを更に備えうる。その他、図20に示される

任意の部位が系統連系装置の構成要素に含まれる、と捉えることも可能である。

[0156] 制御回路203における直流電圧制御部111、電流検出／推定部115、PWM回路116、BPF117、推定ユニット118及び単独運転検出部119の構成及び動作は、第2実施形態で述べたそれらと同様である。但し、制御回路203における電流検出／推定部115は、信号 i_p 及び i_q の代わりに、電流検出／推定部115によって検出又は推定された出力電流値 i_s を表す信号 i_{sD} を出力する（図15参照）。

[0157] 電流指令生成部212は、推定ユニット118からの推定値 θ_{est} に基づいて、制御部111からの有効電流指令値 i_p^* を出力電流指令値 i_s^* に変換する。指令値 i_s^* は、出力電流 i_s の目標値として機能する正弦波電流指令値である。有効電流制御部213は、信号 i_{sD} の値が指令値 i_s^* と一致するように、比例積分制御などを用いて電圧指令値 v_{s0}^* を算出する。指令値 v_{s0}^* は、 $(i_{sD} - i_s^*)$ をゼロにするために出力電圧 v_s に追加すべき電圧量を表す。加算部214は、BPF117からの信号値 v_s' に指令値 v_{s0}^* を加算することで（即ち“ $v_s^* = (v_{s0}^* + v_s')$ ”に従って）電圧指令値 v_s^* を求め、求めた電圧指令値 v_s^* をPWM回路116に与える。

[0158] 尚、検出された電圧信号 v_s' を加算部214に与える代わりに、 θ_{est} を用いて生成した電圧信号 v_s'' を加算部214に与えるようにしてもよい。即ち、加算部214は、 $v_s^* = (v_{s0}^* + v_s'')$ に従って電圧指令値 v_s^* を求めてもよい。 v_s'' は、 θ_{est} と既知の公称電圧値（例えば200ボルト）から求めた、出力電圧 v_s の推定値である。加算部214は有効電流制御部213の構成要素に含まれている、と考えることも可能である。

[0159] <<第4実施形態>>

本発明の第4実施形態を説明する。第4実施形態は第1実施形態を基礎とする実施形態であり、第4実施形態において特に述べない事項に関しては、第1実施形態の記載が第4実施形態にも適用される。第4実施形態に係る電力変換システムの概略構成図は、図1(a)又は図2と同じである。従って

、第4実施形態に係る電力変換システムは、第1実施形態と同様、符号1～10及びC dによって参照される各部位を備え、第4実施形態に係る電力変換システムでは、下側検出構成J₁又は上側検出構成J₂が採用される。但し、第4実施形態及び後述の第5～第7実施形態では、特に記述なき限り、電力変換システムに下側検出構成J₁が採用されていることを想定する。

[0160] 既に述べたように、下側検出構成J₁が採用された場合、区間IIにおいて対象電流値 i_{dc} が出力電流値 i_s と一致する(図6(b)参照)。このため、制御回路3に設けられた電流検出部12は、 v_s^* の如何に関わらず、区間IIにおいて電流センサ4の出力信号をサンプリングすることにより、対象電流値 i_{dc} を出力電流値 i_s として検出することができる。第4実施形態に係る制御回路3は、電流検出部12による出力電流 i_s の検出結果に基づきアームSW1～SW4のオン期間を定めるパルス幅を決定することでインバータ2を制御する。

[0161] $v_s^* > 0$ の場合においては、区間IIだけでなく、区間I及びIIIにおいても出力電流 i_s が電流センサ4に流れる(図6(a)及び(b)参照)。故に、 $v_s^* > 0$ の場合、電流センサ4の出力信号から出力電流 i_s を検出することに対する時間的制約は比較的緩い。一方、 $v_s^* < 0$ の場合においては、区間IIにおいてのみ出力電流 i_s が電流センサ4に流れるため、上記の時間的制約は比較的厳しくなる。 $v_s^* < 0$ の場合において区間IIの長さ(即ち、アームSW4のオン期間を定めるパルス幅)が所定の基準時間 L_{TH} より短くなると、サンプリングに必要なA/D変換時間やリングング(スイッチングに由来して生じる電流脈動)の収束時間を確保できなくなり、結果、電流センサ4の出力信号から出力電流 i_s を検出することができなくなる。

[0162] そこで、第4実施形態に係る制御回路3は、電流センサ4の出力信号から出力電流 i_s が検出不能になることを防止するための機能、又は、電流センサ4の出力信号から出力電流 i_s が検出不能になる期間において出力電流 i_s を推定する機能を備える。前者の機能を実現する処理の例として、以下に第1及び第2特殊処理を示し、後者の機能を実現する処理を電流推定処理と呼ぶ

。第1実施形態で述べたように、アームSW4のオン期間を定めるパルス幅を、パルス幅 ON_{SW4} と表記する。同様に、アームSW1～SW3のオン期間を定めるパルス幅を、夫々、パルス幅 $ON_{SW1} \sim ON_{SW3}$ と表記する。

[0163] —第1特殊処理—

第1特殊処理を説明する。第1特殊処理において、制御回路3は、各キャリア周期においてパルス幅 ON_{SW4} が基準時間 L_{TH} 以上確保されるように、パルス幅 ON_{SW4} に制限を設ける（具体的には下限を設ける）。即ち、第1特殊処理は、パルス幅 ON_{SW4} の制限によって、各キャリア周期においてパルス幅 ON_{SW4} を基準時間 L_{TH} 以上確保する処理である。第1特殊処理により、各キャリア周期において常にパルス幅 ON_{SW4} が基準時間 L_{TH} を下回らないため、電流検出部12は、各キャリア周期において常に区間II中の電流センサ4の出力信号から出力電流 i_s を検出することが可能となる。基準時間 L_{TH} を、実験等を介して予め定めておくことができる。尚、下アームSW4がオンのとき上アームSW3はオフであるから、パルス幅 ON_{SW4} に下限を設けることは、パルス幅 ON_{SW3} に上限を設けることと等価であり、そのような上限及び下限を設ければ、出力電圧 v_s の可変範囲に制限が加わる。

[0164] 上側検出構成 J_2 の採用時における第1特殊処理について説明する。上側検出構成 J_2 が採用されている場合、電流検出部12は、区間IVにおいて電流センサ4の出力信号をサンプリングすることにより、対象電流値 i_{dc} を出力電流値 i_s として検出することができる。より具体的には、上側検出構成 J_2 が採用されている場合、電流検出部12は、各キャリア周期において、キャリア信号値 CS_{VAL} が極小値をとるタイミングに電流センサ4の出力信号をサンプリングすることにより、キャリア信号値 CS_{VAL} が極小値をとるタイミングにおける対象電流値 i_{dc} を出力電流値 i_s として検出することができる。 $v_s^* < 0$ の場合（図7（a）～（c）参照）、区間IVだけでなく区間I及びIIIにおいても出力電流 i_s が図2の電流センサ4に流れるため上記時間的制約は比較的緩いが、 $v_s^* > 0$ の場合においては（図6（a）～（c）参照）、区間IVにおいてのみ出力電流 i_s が図2の電流センサ4に流れるため上記時間

的制約は比較的厳しくなる。

[0165] 故に、上側検出構成 J_2 が採用されている場合、第 1 特殊処理において、制御回路 3 は、各キャリア周期においてパルス幅 ON_{SW3} が基準時間 L_{TH} 以上確保されるように、パルス幅 ON_{SW3} に制限を設ける（具体的には下限を設ける）。結果、各キャリア周期において常にパルス幅 ON_{SW3} が基準時間 L_{TH} を下回らないため、電流検出部 12 は、各キャリア周期において常に区間 IV 中の図 2 の電流センサ 4 の出力信号から出力電流 i_s を検出することが可能となる。パルス幅 ON_{SW3} に下限を設けることは、パルス幅 ON_{SW4} に上限を設けることと等価であり、そのような上限及び下限を設ければ、出力電圧 v_s の可変範囲に制限が加わる。

[0166] 以下の説明では、説明の便宜上、下側検出構成 J_1 の採用時におけるパルス幅 ON_{SW4} 及び上側検出構成 J_2 の採用時におけるパルス幅 ON_{SW3} の夫々を、対象パルス幅と呼ぶ。また、第 1 実施形態で述べたように、出力電流 i_s の検出を行うために電流センサ 4 の出力信号のサンプリングを行うべきタイミングを対象タイミングと呼ぶ。対象タイミングは、下側検出構成 J_1 の採用時においてはキャリア信号値 CS_{VAL} が極大値をとるタイミングであり、上側検出構成 J_2 の採用時においてはキャリア信号値 CS_{VAL} が極小値をとるタイミングである。

[0167] 下側検出構成 J_1 及び上側検出構成 J_2 の何れが採用された場合においても、制御回路 3 は、例えば、インバータ 2 の出力電圧 v_s の目標値である電圧指令値 v_s^* 又は電圧指令値 v_s^* に基づく電圧指令値 v_{SB}^* （図 4 又は図 5 参照）に制限を加えることで（出力電圧 v_s の振幅に上限を設けることで）、第 1 特殊処理を実現することができる。図 22 (a) に示す如く、第 1 特殊処理を実行するパルス幅制限部 31 が制御回路 3 に設けられていると考えることができる。

[0168] ——第 2 特殊処理——

第 2 特殊処理を説明する。第 2 特殊処理も、各キャリア周期において対象パルス幅を基準時間 L_{TH} 以上確保する処理である。但し、第 1 特殊処理では

当該確保がパルス幅制限によって実現されるのに対し、第2特殊処理では、当該確保がキャリア周期又はキャリア周波数の制御によって実現される。即ち、第2特殊処理において、制御回路3は、各キャリア周期において対象パルス幅が基準時間 L_{TH} 以上確保されるように、キャリア周期を制御する（キャリア周波数を制御する）。キャリア周波数は、キャリア信号CSの周波数であり、キャリア周期の逆数である。従って、キャリア周期の制御又は変更等は、キャリア周波数の制御又は変更等と等価である。キャリア周期の制御、拡大、縮小又は変更等は、キャリア周期の時間長さの制御、拡大、縮小又は変更等を意味する。図22(b)に示す如く、第2特殊処理を実行するキャリア制御部32が、制御回路3（例えばPWM回路11）に設けられていると考えることができる。

[0169] 図23を参照して、具体的にキャリア周期の制御方法を説明する。キャリア周期を記号PCRにて表す。図23は、キャリア周期PCRを制御するキャリア制御部32の動作フローチャートである。PWM回路11は、ステップS11～S17の実行中に定められたキャリア周期PCRを持つキャリア信号CSを生成し、上述の方法に従って、各アームに対するPWM信号を生成する。

[0170] まずステップS11において、キャリア制御部32は、キャリア周期PCRに所定の基準周期 PCR_{REF} を設定する。続くステップS12において、キャリア制御部32は電流検出可否判定処理を行う。キャリア制御部32によって実行される電流検出可否判定処理は、第1実施形態で述べたそれと同様のものであって良い。上述したように、電流検出可否判定処理は、現時点が検出可能期間と検出不可期間の何れに属するのかを判定する処理である。説明の具体化のため、この判定を成すタイミングを注目タイミングと呼ぶ。尚、電流検出可否判定処理は、後述のスイッチ部132B（図27参照）においても実行される。

[0171] 電流検出可否判定処理において、キャリア制御部32又はスイッチ部132Bは、注目タイミングにおける電圧指令値 v_s^* （又は、注目タイミングに

おける電圧指令値 v_s^* の元になる値) と、注目タイミングにおけるキャリア周期 PCR (又はキャリア周波数) とに基づき、注目タイミングにおける電圧指令値 v_s^* 及びキャリア周期 PCR を用いたときに得られるべき対象パルス幅を、判定パルス幅として求める。そして、キャリア制御部 32 又はスイッチ部 132B は、判定パルス幅が基準時間 L_{TH} 以上であるならば注目タイミングは検出可能期間に属していると判断することができ、判定パルス幅が基準時間 L_{TH} 未満であるならば注目タイミングは検出不可期間に属していると判断することができる。

[0172] 電流検出可否判定処理の結果は、ステップ S 13 に利用される。注目タイミングが検出不可期間に属している場合には、ステップ S 13 からステップ S 14 への移行が発生し、注目タイミングが検出可能期間に属している場合には、ステップ S 13 からステップ S 15 への移行が発生する。

[0173] ステップ S 14 において、キャリア制御部 32 は、注目タイミングが検出可能期間に属するようにキャリア周期 PCR を拡大し (即ち、キャリア周波数を減少させ)、その後、ステップ S 12 に戻る。キャリア周期 PCR に上限を設けておくようにしても良い。この場合、第 1 特殊処理を組み合わせても実行しても良い。即ち例えば、キャリア周期 PCR を上限の周期に設定しても注目タイミングが検出不可期間に属すると判断される場合、第 1 特殊処理によるパルス幅制限によって対象パルス幅を基準時間 L_{TH} 以上確保するようにしてもよい。

[0174] ステップ S 15 において、“ $PCR > PCR_{REF}$ ” の成否が判定される。そして、注目タイミングにおけるキャリア周期 PCR が基準周期 PCR_{REF} よりも大きければステップ S 15 からステップ S 16 への移行が発生し、そうでなければ、ステップ S 12 に戻る。ステップ S 16 において、キャリア制御部 32 は、注目タイミングにおける電圧指令値 v_s^* 及びキャリア周期 PCR に基づき、注目タイミングが検出可能期間に属するという条件を満たしたままキャリア周期 PCR を縮小可能か否かを判断する。縮小不可と判断した場合にはステップ S 16 からステップ S 12 に直接戻るが、縮小可能と判断し

た場合には、ステップS 1 7においてキャリア周期PCRを縮小してから（即ち、キャリア周波数を増大させてから）ステップS 1 2に戻る。ステップS 1 7におけるキャリア周期PCRの縮小は、注目タイミングが検出可能期間に属するという条件を満たした上で実行され、縮小後のキャリア周期PCRの下限は基準周期 PCR_{REF} である。

[0175] 上述したような第2特殊処理によれば、或いは、第1及び第2特殊処理の組み合わせによれば、各キャリア周期において常に対象パルス幅が基準時間 L_{TH} を下回らないため、電流検出部12は、各キャリア周期において常に電流センサ4の出力信号から出力電流 i_s を検出することが可能となる。また、第1特殊処理によるパルス幅制限は出力電圧 v_s の可変範囲の縮小を招くが、第2特殊処理を用いれば、このような縮小は無くなる又は軽減される。

[0176] ——電流推定処理——

電流推定処理では、パルス幅の制限等を設けず、注目タイミングが検出不可期間である場合に、過去の検出電流情報を用いて出力電流 i_s を推定する。電流推定処理を利用すれば、パルス幅制限に起因する、出力電圧 v_s の可変範囲縮小を回避することができる。本実施形態に係る電流推定処理の方法は、上述の何れかの実施形態で述べたそれと同じであっても良い。電流推定処理の内容は、後述の他の実施形態においても詳説される。

[0177] 何れにせよ、本実施形態（及び後述の各実施形態）では、電流センサを比較的安価なシャント抵抗にて形成することができ且つ単一の電流センサにて単相インバータの出力電流検出が可能となるため、図21の構成及び国際公開WO2007/083486号パンフレットに記載の構成と比べて、システム全体のコストを削減することが可能となる。電流センサを1つにまで削減したことに伴って生じうる問題は、第1特殊処理、第2特殊処理又は電流推定処理により解決できる。特に、第2特殊処理又は電流推定処理を用いた場合には、第1特殊処理を用いた場合と比べて、出力電圧 v_s の可変範囲を拡大することができる。

[0178] 出力電圧 v_s の上限設定などで実現される第1特殊処理は、上記第2従来方

法では発生するような電流波形歪みを伴わないし、第2特殊処理及び電流推定処理も、当然、そのような電流波形歪みを伴わない。故に、本実施形態の技術を系統連系に利用した場合、系統連系に関するガイドラインの基準を満たしやすくなる（本実施形態の技術を系統連系に利用した具体的構成は、他の実施形態にて後述される）。

[0179] <<第5実施形態>>

本発明の第5実施形態を説明する。第5実施形態は、第1、第2及び第4実施形態を基礎とする実施形態であり、第5実施形態において特に述べない事項に関しては、矛盾無き限り、第1、第2及び第4実施形態の記載が第5実施形態に適用される。図24は、第1又は第4実施形態に係る電力変換システムの具体例である、第5実施形態に係る系統連系システムの概略構成図である。図24では下側検出構成 J_1 が採用されているが、第5実施形態に係る系統連系システムに上側検出構成 J_2 を採用しても良い。

[0180] 図24のPWM回路116及び電流検出部115Aは、夫々、図1(a)のPWM回路11及び電流検出部12が実現する機能と同等の機能を実現する。図24のインバータ制御回路（制御装置）103Aは、図1(a)のインバータ制御回路3の具体例であり、制御回路3にて実現される任意の機能を実現可能である。制御回路103Aにおける任意の部位は、制御回路103Aにて得られた任意の情報（信号、指令値、検出値、推定値等）を自由に利用することができる。第5実施形態では、第1及び第2特殊処理の何れか一方が実行されることで、各キャリア周期において常に対象パルス幅が基準時間 L_{TH} 以上になっているものとする。

[0181] 第5実施形態に係る系統連系システムは、第1又は第4実施形態で述べた直流電源1、単相インバータ2、電流センサ4、電圧検出センサ6、電圧検出センサ7及び直流電圧保持部 C_d を有すると共に、単相インバータ2を制御するインバータ制御回路103Aを有し、負荷55と単相の交流電力を出力する電力系統50とに接続されている。制御回路103Aには、符号111～114、115A及び116～119によって参照される各部位が備えら

れている。図24の系統連系システムには、系統連系装置が内在している。系統連系装置は、制御回路103Aを備え、更に、直流電源1、単相インバータ2、電流センサ4、電圧検出センサ6及び電圧検出センサ7の内、少なくとも1つを更に備えうる。その他、図24に示される任意の部位が系統連系装置の構成要素に含まれる、と捉えることも可能である。

[0182] 制御回路103Aにおいて符号111～114及び116～119によって参照される各部位の構成及び動作は、第2実施形態（図14参照）で述べたそれらと同じである。従って例えば、図24の推定ユニット118として、図19の推定ユニット118Aを用いることもできる。以下、第2実施形態に係る系統連系システム（図14）と第5実施形態に係る系統連系システム（図24）との相違点に特に注目し、相違点に注目した説明を行う。第5実施形態において特に述べない事項に関しては、矛盾無き限り、第2実施形態の記載を第5実施形態に適用することができるが、この適用の際、第2実施形態における“制御回路103”及び“電流検出／推定部115”は、夫々、第5実施形態において“制御回路103A”及び“電流検出部115A”に読み替えられる。

[0183] 電流センサ4は、検出した対象電流 i_{dc} の電流値を表す信号、即ち対象電流信号 i_{dc} を電流検出部115Aに伝達する。電流検出部115Aは、各キャリア周期において、対象タイミングで電流センサ4の出力信号をサンプリングすることにより、対象タイミングにおける対象電流値 i_{dc} を出力電流値 i_s として検出する。図24の系統連系システムでは下側検出構成 J_1 が採用されているため、対象タイミングはキャリア信号値 CS_{VAL} が極大値をとるタイミングである。系統連系システムに上側検出構成 J_2 を採用した場合においては、対象タイミングはキャリア信号値 CS_{VAL} が極小値をとるタイミングである。

[0184] 単相インバータ2の出力電流は有効電流と無効電流から形成される。電流検出部115Aは、図14の電流検出／推定部115と同様、座標変換部としての機能も有し、推定ユニット118からの位相 θ_{est} に基づき、検出した

出力電流 i_s から出力電流 i_s を形成する有効電流及び無効電流を算出し、有効電流の電流値を信号値として有する有効電流信号 i_p 及び無効電流の電流値を信号値として有する無効電流信号 i_q を生成する。

[0185] 上述したように、第5実施形態では、第1及び第2特殊処理の何れか一方が実行される。このため、制御回路103Aには、パルス幅制限部31及びキャリア制御部32の少なくとも一方が含まれていると考えることができる（図22（a）及び（b）参照）。

[0186] 制御回路103Aにパルス幅制限部31を含める場合の動作について説明を加える。出力電圧 v_s の振幅に上限を設けることで対象パルス幅に制限を加えることができる。このため、パルス幅制限部31は、出力電圧 v_s の振幅が所定の上限振幅を上回らないように電圧指令値 v_s^* に制限を設け、これによって、第1特殊処理における対象パルス幅の制限を実現しても良い。

[0187] 一方、出力電圧 v_s が一定であっても直流電圧 E_d が変化すれば対象パルス幅（図24の構成においてパルス幅 ON_{sw4} ）は変化する。即ち、出力電圧 v_s が一定であっても、直流電圧 E_d が比較的高ければパルス幅 ON_{sw4} は比較的長くなり、直流電圧 E_d が比較的低ければパルス幅 ON_{sw4} は比較的短くなる。このため、パルス幅制限部31は、電圧指令値 v_s^* ではなく指令値 E_d^* に制限を設けても良い。即ち、パルス幅制限部31は、指令値 E_d^* が所定の下限值を下回らないように指令値 E_d^* に制限を設け、これによって、第1特殊処理における対象パルス幅の制限を実現しても良い。例えば、太陽電池の動作電圧が低い場合や、太陽電池の内部抵抗における電圧降下の増大により直流電圧 E_d が低くなった場合などにおいて、上述の指令値 E_d^* の制限を実行すると良い。直流電源1が蓄電池である場合も同様である。即ち例えば、蓄電池の残量が少なくなって蓄電池の動作電圧（蓄電池の出力電圧）が低くなった場合や、蓄電池の内部抵抗における電圧降下の増大により直流電圧 E_d が低くなった場合などにおいて、上述の指令値 E_d^* の制限を実行すると良い。

[0188] 太陽電池又は蓄電池の出力電力の増大は、太陽電池又は蓄電池の内部抵抗における電圧降下の増大を招く。一方で、太陽電池又は蓄電池の出力電力の

増大は、指令値 i_p^* の増大に相当する。このため、パルス幅制限部 31 は、指令値 v_s^* 及び E_d^* ではなく指令値 i_p^* に制限を設けても良い。即ち、パルス幅制限部 31 は、指令値 i_p^* が所定の上限值を上回らないように指令値 i_p^* に制限を設け、これによって、第 1 特殊処理における対象パルス幅の制限を実現しても良い。

[0189] 指令値 v_s^* 、 E_d^* 又は i_p^* に制限を設けることは、第 1 特殊処理における対象パルス幅の制限を実現するための手段であると考えることができる。対象パルス幅の制限を実現するために成すことのできる、電圧指令値 v_s^* に対する制限は、インバータ 2 の出力電力（又は出力電圧）に対する制限に属し、電流指令値 i_p^* に対する制限は、インバータ 2 の出力電力（又は出力電流）に対する制限に属し、指令値 E_d^* に対する制限は、直流電源 1 の出力電圧に対する制限に属する。これらの制限は、上記第 2 従来方法では発生するような電流波形歪みを伴わない。

[0190] ——電流検出部の構成例——

次に、電流検出部 115A の内部構成例を説明する。図 25 は、電流検出部 115A の内部ブロック図の例である。図 25 の電流検出部 115A は、符号 131、132A 及び 133 によって参照される各部位を備える。

[0191] 図 25 の A/D 変換部 131 は、図 15 のそれと同じものである。従って、図 25 の A/D 変換部 131 は、各キャリア周期において、対象タイミングに電流センサ 4 の出力信号をサンプリングする。サンプリングされた電流センサ 4 の出力信号の値、即ち、サンプリングされた対象電流値 i_{dc} を、記号 i_{dcS} にて表す。スイッチ部 132A は、電流値 i_{dcS} を信号値として有する信号を信号 i_{sD} として出力する。即ち、第 5 実施形態において、信号 i_{dcS} と信号 i_{sD} は全く同じものである。スイッチ部 132A は、第 5 実施形態と後述の第 7 実施形態（図 27 参照）との関係を分かり易くするために便宜上導入されたものであり、実際には、スイッチ部 132A は割愛可能である。

[0192] 信号 i_{sD} の値は、電流検出部 115A によって検出された出力電流値 i_s に相当する。信号 i_{sD} は、単相信号として、フィルタ 141 及びベクトル成分

算出部 142 から成る座標変換部 133 に入力される。図 25 に示される記号 i_1 ($= i_{sd}$) 及び i_2 の意義は、第 2 実施形態で述べた通りである。図 25 の座標変換部 133 は、図 15 のそれと同じものであり、図 25 のフィルタ 141 及びベクトル成分算出部 142 にて実行可能な具体的演算動作も、第 2 実施形態で述べたものと同様である。図 25 のベクトル成分算出部 142 として、図 17 のベクトル成分算出部 142A を用いることもできる。算出部 142 によって求められた信号 i_p 及び i_q は、有効電流信号 i_p 及び無効電流信号 i_q として電流検出部 115A から出力される。第 2 実施形態でも述べたように、座標変換部 133 は、 i_p 及び i_q を直交 2 成分として持つベクトル信号 (図 16 (a) のベクトル 630 を表す信号) を、電流センサ 4 の出力信号に基づいて生成するベクトル信号生成部として機能する。

[0193] <<第 6 実施形態>>

本発明の第 6 実施形態を説明する。第 6 実施形態は、第 1 ～第 5 実施形態を基礎とする実施形態であり、第 6 実施形態において特に述べない事項に関しては、矛盾無き限り、第 1 ～第 5 実施形態の記載が第 6 実施形態に適用される。図 26 は、第 1 又は第 4 実施形態に係る電力変換システムの具体例である、第 6 実施形態に係る系統連系システムの概略構成図である。図 26 では下側検出構成 J_1 が採用されているが、第 6 実施形態に係る系統連系システムに上側検出構成 J_2 を採用しても良い。図 26 のインバータ制御回路 (制御装置) 203A は、図 1 (a) のインバータ制御回路 3 の具体例であり、制御回路 3 にて実現される任意の機能を実現可能である。制御回路 203A における任意の部位は、制御回路 203A にて得られた任意の情報 (信号、指令値、検出値、推定値等) を自由に利用することができる。第 6 実施形態では、第 1 及び第 2 特殊処理の何れか一方が実行されることで、各キャリア周期において常に対象パルス幅が基準時間 L_{TH} 以上になっているものとする。このため、制御回路 203A には、パルス幅制限部 31 及びキャリア制御部 32 の少なくとも一方が含まれていると考えることができる (図 22 (a) 及び (b) 参照)。

[0194] 第6実施形態に係る系統連系システムは、直流電源1、単相インバータ2、電流センサ4、電圧検出センサ6、電圧検出センサ7及び直流電圧保持部C_dを有すると共に、負荷55及び電力系統50に接続され、それらの接続関係は第1～第5実施形態で述べたとおりである。第6実施形態に係る系統連系システムには、単相インバータ2を制御するインバータ制御回路203Aが設けられている。制御回路203Aには、符号111、115A、116～119及び212～214によって参照される各部位が備えられている。即ち、図24の制御回路103Aから符号112～114にて参照される各部位を削除した後、代わりに符号212～214にて参照される各部位を制御回路103Aに設けることで制御回路203Aが得られる。図26の系統連系システムには、系統連系装置が内在している。系統連系装置は、制御回路203Aを備え、更に、直流電源1、単相インバータ2、電流センサ4、電圧検出センサ6及び電圧検出センサ7の内、少なくとも1つを更に備えうる。その他、図26に示される任意の部位が系統連系装置の構成要素に含まれる、と捉えることも可能である。

[0195] 制御回路203Aにおける電流検出部115Aの構成及び動作は、第5実施形態で述べたそれらと同様である。但し、制御回路203Aにおける電流検出部115Aは、第3実施形態に係る電流検出／推定部115（図20参照）と同様、信号 i_p 及び i_q の代わりに、電流検出部115Aによって検出された出力電流値 i_s を表す信号 i_{sD} を出力する（図25も参照）。電流検出部115Aを除き、制御回路203Aの内部構成及び動作は、図20の制御回路203のそれらと同様である。

[0196] <<第7実施形態>>

本発明の第7実施形態を説明する。第7実施形態では、第4実施形態で述べた電流推定処理を第5及び第6実施形態に適用したときの構成及び動作を説明する。第7実施形態で述べた事項は、第5又は第6実施形態と組み合わせて実施される。但し、第7実施形態では、第1及び第2特殊処理が成されていないことを想定する。このため、任意の時点は、上述の検出可能期間及

び検出不可期間のどちらかに属しうる。

- [0197] 図27に、電流推定処理を実行可能な電流検出部115Bの内部ブロック図を示す。電流検出部115Bを、電流検出／推定部と呼ぶこともできる。電流検出部115Bを、図24又は図26の電流検出部115Aとして利用することができる。電流検出部115Bは、図25に示すものと同じA/D変換部131及び座標変換部133と、切換処理部としてのスイッチ部132Bと、推定演算部134と、を有する。
- [0198] 第7実施形態に係るA/D変換部131は、各キャリア周期において電流センサ4の出力信号をサンプリングすることで電流値 i_{dcS} を得る。スイッチ部132Bには、A/D変換部131からの検出電流値 i_{dcS} と、推定演算部134からの推定電流値 i_{sest} が入力される。電流値 i_{sest} は、出力電流 i_s の推定値である。
- [0199] 切換処理部としてのスイッチ部132Bは、第1又は第4実施形態で述べた電流検出可否判定処理（図23参照）を実行することで、現時点（注目タイミング）が検出可能期間と検出不可期間の何れに属するのかを判定し、判定結果に基づいて、検出電流値 i_{dcS} 及び推定電流値 i_{sest} の一方を選択出力する。スイッチ部132Bは、現時点としての注目タイミングが検出可能期間に属していると判断した場合には、検出電流値 i_{dcS} を電流値 i_{sD} として出力し、注目タイミングが検出不可期間に属していると判断した場合には、推定電流値 i_{sest} を電流値 i_{sD} として出力する。
- [0200] スイッチ部132Bから出力された電流値 i_{sD} は、図26の電流検出部115Aから出力される電流値 i_{sD} として機能する。一方で、スイッチ部132Bから出力された電流値 i_{sD} を信号値として有する信号 i_{sD} は、単相信号として座標変換部133に入力される。座標変換部133は、第2及び第5実施形態で述べたように、信号 i_{sD} と推定値 θ_{est} から信号 i_p 及び i_q を生成する。座標変換部133にて生成された信号 i_p 及び i_q は、図24の電流検出部115Aから出力される信号 i_p 及び i_q として機能する。一方で、座標変換部133にて生成された信号 i_p 及び i_q は、推定演算部134に入力

される。

[0201] 図27の推定演算部134は、図15のそれと同じものであり、上述した方法により推定電流値 i_{sest} を求める。第2実施形態と同様、A/D変換部131において第 i 回目のサンプリングが行われる時刻を第 i 時刻と呼び、第 i 時刻における電流値 i_{dcS} 、 i_{SD} 及び i_{sest} を、それぞれ記号 $i_{dcS}[i]$ 、 $i_{SD}[i]$ 及び $i_{sest}[i]$ にて表す (i は整数)。第 i 時刻は検出可能期間又は検出不可期間に属しうる。第7実施形態において、第 i 時刻が検出可能期間に属している場合には、 $i_{SD}[i] = i_{dcS}[i]$ であり、第 i 時刻が検出不可期間に属している場合には、 $i_{SD}[i] = i_{sest}[i]$ である。

[0202] 推定演算部134は、出力値 $i_{SD}[i-1]$ 及び第 $(i-1)$ 時刻より前のスイッチ部132Bの出力値 i_{SD} を反映した信号 i_p 及び i_q を用いて推定電流値 $i_{sest}[i]$ を求める。従って、出力値 $i_{SD}[i-1]$ 及び第 $(i-1)$ 時刻より前のスイッチ部132Bの出力値 i_{SD} が、 $i_{dcS}[i-1]$ 及び第 $(i-1)$ 時刻より前のA/D変換部131の出力値 i_{dcS} であるならば、推定演算部134は、第 i 時刻よりも過去の検出電流値 i_{dcS} を用いて、第 i 時刻における出力電流 i_s の推定値 (即ち $i_{sest}[i]$) を求めることになる。換言すれば、推定演算部134は、第 i 時刻よりも過去の検出電流値 i_{dcS} に基づくPQ座標系上のベクトル信号を用いて、第 i 時刻における出力電流 i_s の推定値 (即ち $i_{sest}[i]$) を求める。

[0203] 推定演算部134が利用するPQ座標系上のベクトル信号とは、 i_p 及び i_q を直交2成分として持つベクトル信号であり、座標変換部133は、当該ベクトル信号を電流センサ4の出力信号から生成するベクトル信号生成部として機能する。電流検出部115Bは、検出可能期間においては電流センサ4の出力信号から出力電流 i_s を i_{SD} として検出するが、検出不可期間においては、検出不可期間よりも前の検出可能期間中の検出電流値 i_{dcS} に基づくベクトル信号を用いて出力電流 i_s を推定し、推定結果を i_{SD} として出力する。

[0204] 図28の波形661～665は、夫々、直流電圧 E_d が比較的高い場合にお

ける信号 i_{dc} 、 i_{dcS} 、 i_p 、 i_q 及び i_{sest} の波形を表している。図 29 の波形 671～675 は、夫々、直流電圧 E_d が比較的低い場合における信号 i_{dc} 、 i_{dcS} 、 i_p 、 i_q 及び i_{sest} の波形を表している。直流電圧 E_d が比較的高く、電流検出に必要な対象パルス幅が確保できている場合には、図 28 に示す如く常に電流検出が可能である。一方、直流電圧 E_d が低下すると、図 29 に示すように、検出不可期間（図 29 の信号波形 672 において正弦波が崩れている部分に相当）が発生する。検出不可期間において信号波形 675 に対応する推定信号 i_{sest} を利用することで、単相インバータ 2 に対する安定的な制御を維持することができる。尚、図 29 は、第 1 及び第 2 特殊処理を利用しない場合におけるシミュレーション結果を表しており、第 1 及び／又は第 2 特殊処理を利用すれば、図 29 に示すような検出不可期間の発生が回避される。

[0205] <<変形等>>

本発明の実施形態は、特許請求の範囲に示された技術的思想の範囲内において、適宜、種々の変更が可能である。以上の実施形態は、あくまでも、本発明の実施形態の例であって、本発明ないし各構成要件の用語の意義は、以上の実施形態に記載されたものに制限されるものではない。上述の説明文中に示した具体的な数値は、単なる例示であって、当然の如く、それらを様々な数値に変更することができる。上述の実施形態に適用可能な注釈事項として、以下に、注釈 1～注釈 4 を記す。各注釈に記載した内容は、矛盾なき限り、任意に組み合わせることが可能である。

[0206] [注釈 1]

各実施形態において、導出されるべき全ての値（ θ_{est} 、 i_p 等）の導出方法は任意である。即ち例えば、それらを、演算によって導出するようにしてもよいし、予め設定しておいたテーブルデータから導出するようにしてもよい。

[0207] [注釈 2]

各実施形態における演算動作を行う任意の部位を、ソフトウェアによって

、或いは、ハードウェアによって、或いは、ソフトウェアとハードウェアの組み合わせによって形成することができる。

[0208] [注釈3]

第1～第3実施形態に関し、例えば、以下のように考えることができる。

第1、第2又は第3実施形態に係るインバータ制御回路3、103又は203は、電流検出部12又は電流推定部21によって或いは電流検出／推定部115によって検出又は推定された出力電流 i_s に基づき、単相インバータ2を制御する主制御部を備えていると考えてもよい。主制御部による制御は、単相インバータ2の出力電圧に対する制御であると共に単相インバータ2の出力電流に対する制御でもある。インバータ制御回路3における主制御部は、制御回路3における電流検出部12及び電流推定部21以外の部分であると考えても良い。インバータ制御回路103又は203における主制御部は、制御回路103又は203における電流検出／推定部115以外の部分であると考えても良い。

[0209] 第1～第3実施形態における各主制御部は、電流検出／推定部115の検出又は推定結果に基づいて（或いは電流検出部12又は電流推定部21の検出又は推定結果に基づいて）、即ち信号 i_p 及び i_q に基づいて、又は、信号 i_{sD} に基づいて、電圧指令値 v_s^* を生成する電圧指令値生成部を備えている、と考えても良い。インバータ制御回路103における電圧指令値生成部は、制御部112及び113並びに変換部114を構成要素として含み、更に制御部111及び推定ユニット118の少なくとも一方を構成要素として含みうる。インバータ制御回路203における電圧指令値生成部は、制御部213及び加算部214を構成要素として含み、更に、制御部111、生成部212及び推定ユニット118の何れか又は全部を構成要素として含みうる。

[0210] 第4～第7実施形態に関し、例えば、以下のように考えることができる。

図1(a)、図24又は図26のインバータ制御回路3、103A又は203Aは、電流検出部12、115A又は115Bによって検出又は推定され

た出力電流 i_s に基づき、単相インバータ 2 を制御する主制御部を備えていると考えてもよい。主制御部による制御は、単相インバータ 2 の出力電圧に対する制御であると共に単相インバータ 2 の出力電流に対する制御でもある。インバータ制御回路 3 における主制御部は、制御回路 3 における電流検出部 12 以外の部分であると考えても良い。インバータ制御回路 103A 又は 203A における主制御部は、制御回路 103A 又は 203A における電流検出部 115A（又は 115B）以外の部分であると考えても良い。

[0211] 第 4～第 7 実施形態における各主制御部は、電流検出部（12、115A 又は 115B）の検出結果、即ち信号 i_p 及び i_q に基づいて、又は、信号 i_{sd} に基づいて、電圧指令値 v_s^* を生成する電圧指令値生成部を備えている、と考えると良い。インバータ制御回路 103A における電圧指令値生成部は、制御部 112 及び 113 並びに変換部 114 を構成要素として含み、更に制御部 111 及び推定ユニット 118 の少なくとも一方を構成要素として含む。インバータ制御回路 203A における電圧指令値生成部は、制御部 213 及び加算部 214 を構成要素として含み、更に、制御部 111、生成部 212 及び推定ユニット 118 の何れか又は全部を構成要素として含む。

[0212] 第 4 実施形態において、電流検出可否判定処理が、図 22（b）のキャリア制御部 32 又は図 27 のスイッチ部 132B にて実行される例を上述したが、電流検出部 12 若しくは 115B 内に、又は、インバータ制御回路 3、103A 若しくは 203A 内に、電流検出可否判定処理を成す判定処理部が別途設けられていると考えると構わない。また、出力電流 i_s を推定する（即ち、 $i_{s_{est}}$ を算出する）電流推定部としての推定演算部 134 が、インバータ制御回路 3、103A 及び 203A の内部であって且つ電流検出部 115B の外部に設けられていると考えると良い。

[0213] [注釈 4]

本明細書及び図面において下記の点に留意すべきである。上記の数と表記した墨付きかっこ内の式（式（B-1b）等）の記述又は図面において、所

謂下付き文字として表現されているギリシャ文字 (α 、 β を含む) は、それらの墨付きかっこ外において、下付き文字でない標準文字として表記される。このようなギリシャ文字における下付き文字と標準文字との相違は、日本国の電子出願用ソフトウェアが実行したフォント変換によって生じたものであり、本明細書を読むに当たり、その相違は適宜無視されるべきである。

[0214] [数19]

即ち、例えば、 i_{α} は i_{α} と同じものを表し、 i_{β} は i_{β} と同じものを表す。

符号の説明

- [0215]
- 1 直流電源
 - 2 単相インバータ
 - 3、103、203、103A、203A インバータ制御回路
 - 4 電流センサ
 - 6、7 電圧検出センサ
 - 10 負荷
 - 12 電流検出部
 - 21 電流推定部
 - 115 電流検出／推定部
 - 115A、115B 電流検出部
 - 131 A／D変換部
 - 132、132A、132B スイッチ部
 - 133 座標変換部
 - 134 推定演算部
 - 141 フィルタ
 - 142 ベクトル成分算出部

請求の範囲

[請求項1]

電力変換制御装置であって、

直流電力を出力する直流電源を経由することなく、複数のスイッチング素子の内の特定のスイッチング素子と前記特定のスイッチング素子及び前記直流電源を接続する配線の一部とを経由して流れる第1電流、又は、前記直流電源及び単相の電力変換回路間に流れる第2電流を、電流センサにより検出し、前記電流センサの検出結果から前記電力変換回路の出力電流を検出する電流検出部と、

検出された前記出力電流に基づいて前記電力変換回路を制御する制御部と、を備え、

前記直流電力を前記複数のスイッチング素子を用いて交流電力に変換する前記電力変換回路に接続されたことを特徴とする電力変換制御装置。

[請求項2]

前記電流センサは単一の電流センサから成り、

前記電流検出部は、前記第1電流を前記電流センサにより検出し、前記電流センサの検出結果から前記電力変換回路の出力電流を検出する

ことを特徴とする請求項1に記載の電力変換制御装置。

[請求項3]

各スイッチング素子は、キャリア周期にて周期的にオン及びオフを繰り返し、

前記制御部は、前記電流検出部の検出結果に基づいて各スイッチング素子のオン期間を定めるパルス幅を決定することにより前記電力変換回路を制御し、各キャリア周期において前記特定のスイッチング素子のパルス幅が所定時間以上確保されるように、前記特定のスイッチング素子のパルス幅に制限を加える

ことを特徴とする請求項2に記載の電力変換制御装置。

[請求項4]

前記制御部は、前記電力変換回路の出力電力又は前記直流電源から出力される直流電圧に制限を加えることによって、前記パルス幅に対

する前記制限を実現する

ことを特徴とする請求項 3 に記載の電力変換制御装置。

[請求項5] 各スイッチング素子は、キャリア周期にて周期的にオン及びオフを繰り返す、

前記制御部は、前記電流検出部の検出結果に基づいて各スイッチング素子のオン期間を定めるパルス幅を決定することにより前記電力変換回路を制御し、各キャリア周期において前記特定のスイッチング素子のパルス幅が所定時間以上確保されるように、前記キャリア周期を制御する

ことを特徴とする請求項 2 に記載の電力変換制御装置。

[請求項6] 前記電流検出部は、前記電流センサの検出結果を表す前記電流センサの出力信号に基づき回転座標系上のベクトル信号を生成するベクトル信号生成部を備え、前記電流センサの出力信号と前記ベクトル信号とに基づき前記出力電流を検出又は推定する

ことを特徴とする請求項 2 に記載の電力変換制御装置。

[請求項7] 前記電流検出部は、前記電流センサの出力信号から前記出力電流を検出できない期間において、前記ベクトル信号に基づき前記出力電流を推定する

ことを特徴とする請求項 6 に記載の電力変換制御装置。

[請求項8] 前記複数のスイッチング素子は、互いに並列接続された第 1 及び第 2 アーム群を有し、各アーム群は、前記直流電源の正側に接続された上アームと前記直流電源の負側に接続された下アームとを直列接続して形成され、

前記電流センサは、

前記直流電源と各下アームとを接続する配線上であって且つ前記第 1 アーム群の前記下アームと前記第 2 アーム群の前記下アームとの間に設けられる、或いは、

前記直流電源と各上アームとを接続する配線上であって且つ前記第

1 アーム群の前記上アームと前記第2アーム群の前記上アームとの間に設けられる

ことを特徴とする請求項2～請求項7の何れかに記載の電力変換制御装置。

[請求項9]

前記電流センサの検出結果を表す前記電流センサの出力信号から前記出力電流を検出できない期間において、前記期間よりも前に得られた前記電流センサの出力信号に基づき前記出力電流を推定する電流推定部を更に備え、

前記制御部は、検出又は推定された前記出力電流に基づいて前記電力変換回路を制御する

ことを特徴とする請求項1に記載の電力変換制御装置。

[請求項10]

前記電流センサの出力信号に基づき回転座標系上のベクトル信号を生成するベクトル信号生成部を更に備え、

前記電流推定部は、前記期間よりも前に得られた前記電流センサの出力信号に基づく前記ベクトル信号を用いて、前記出力電流を推定する

ことを特徴とする請求項9に記載の電力変換制御装置。

[請求項11]

前記複数のスイッチング素子は、互いに並列接続された第1及び第2アーム群を有し、各アーム群は、前記直流電源の正側に接続された上アームと前記直流電源の負側に接続された下アームとを直列接続して形成され、

前記第1電流を検出する前記電流センサは、

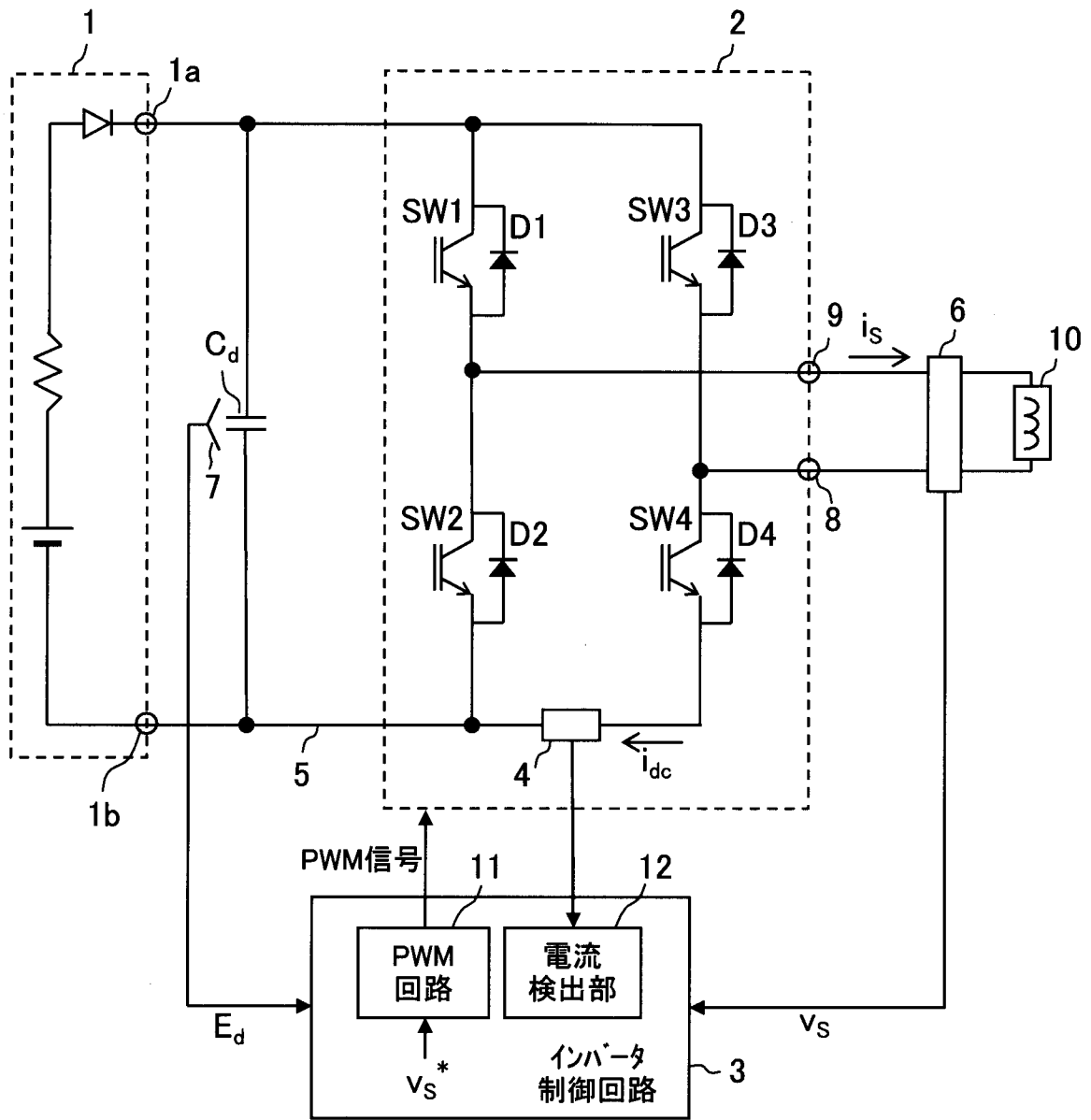
前記直流電源と各下アームとを接続する配線上であって且つ前記第1アーム群の前記下アームと前記第2アーム群の前記下アームとの間に設けられる、或いは、

前記直流電源と各上アームとを接続する配線上であって且つ前記第1アーム群の前記上アームと前記第2アーム群の前記上アームとの間に設けられる

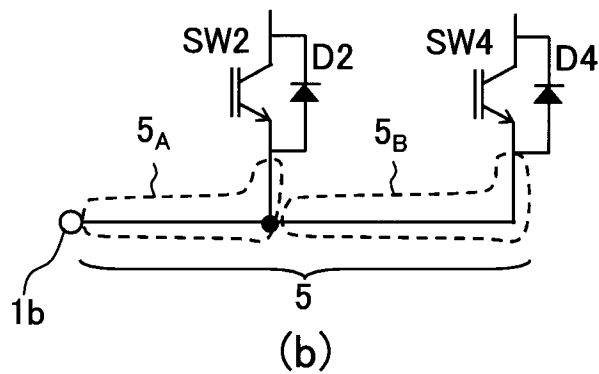
ことを特徴とする請求項 1、請求項 9 又は請求項 10 に記載の電力変換制御装置。

[請求項12] 電力系統に接続される電力変換回路と、
前記電力変換回路に接続される電力変換制御装置と、を備え、
前記電力変換制御装置として請求項 1～請求項 11 の何れかに記載
の電力変換制御装置を用いる
ことを特徴とする系統連系装置。

[図1]

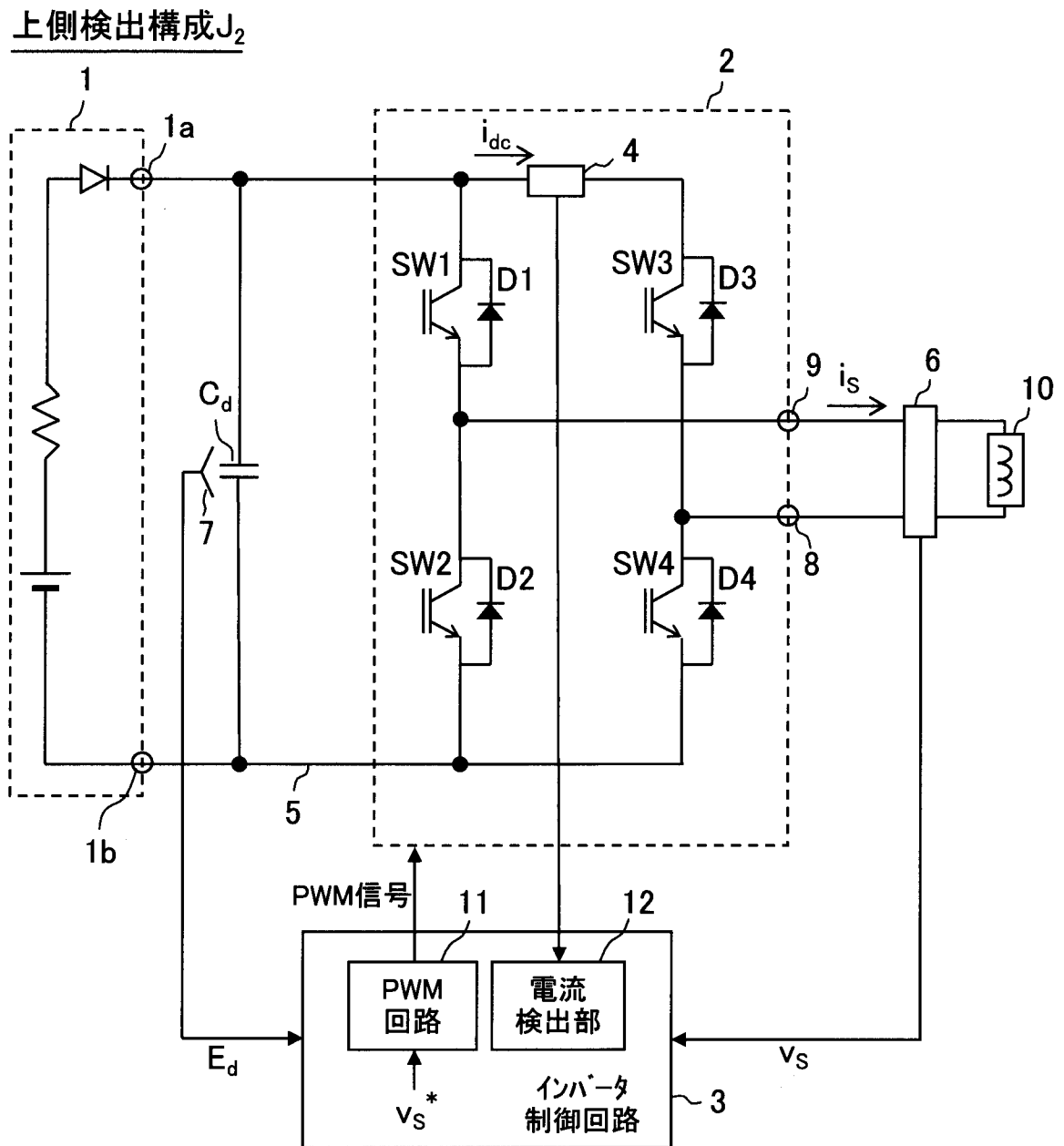
下側検出構成J₁

(a)

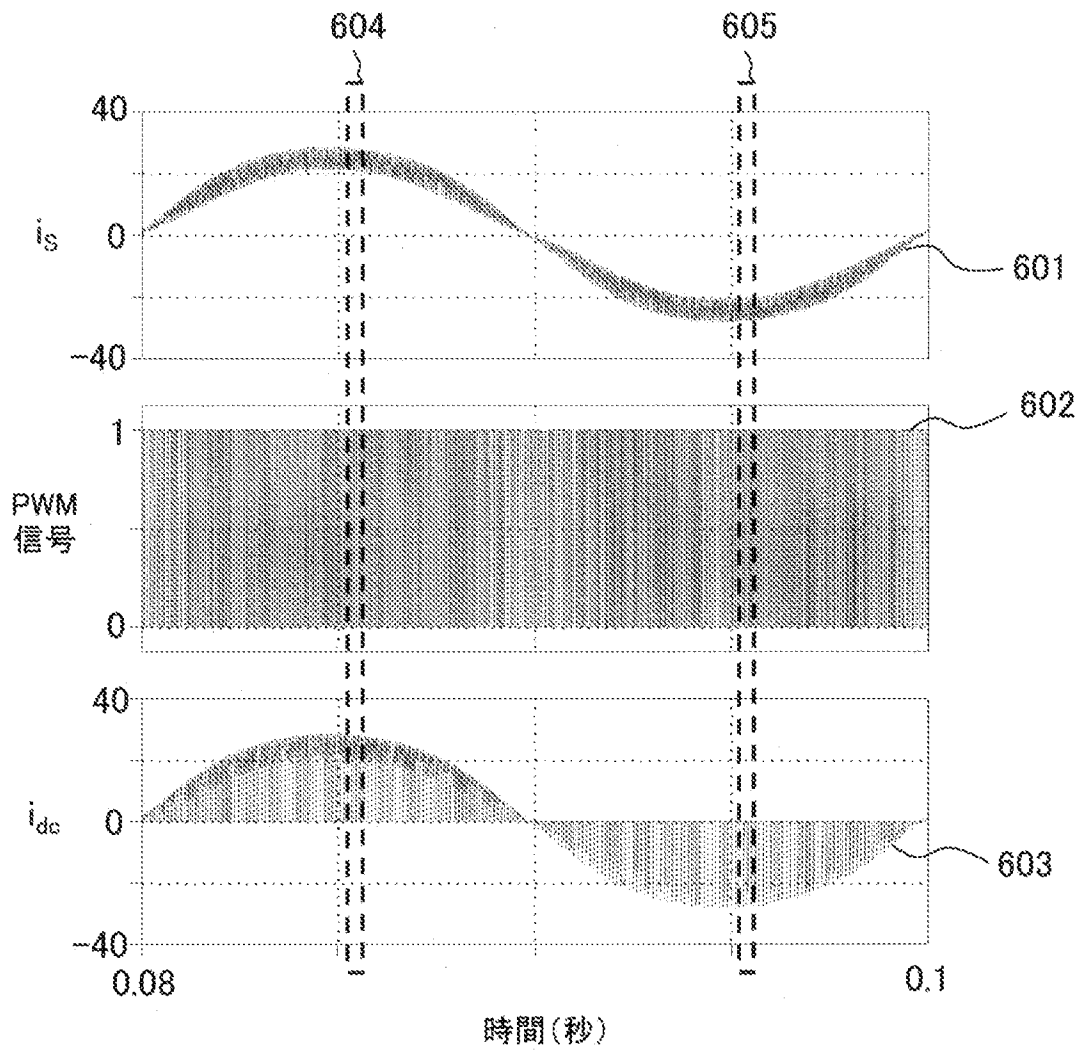


(b)

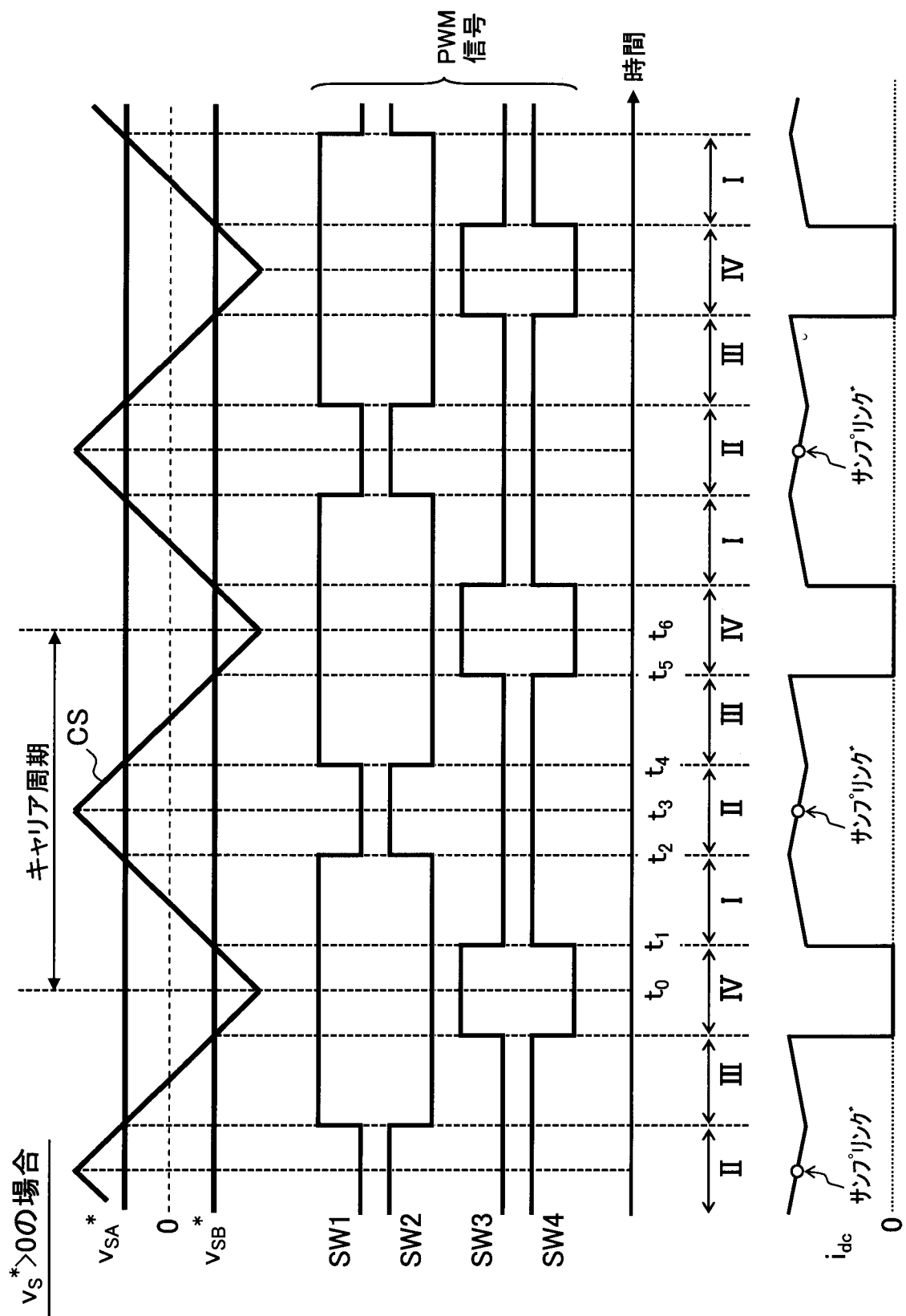
[図2]



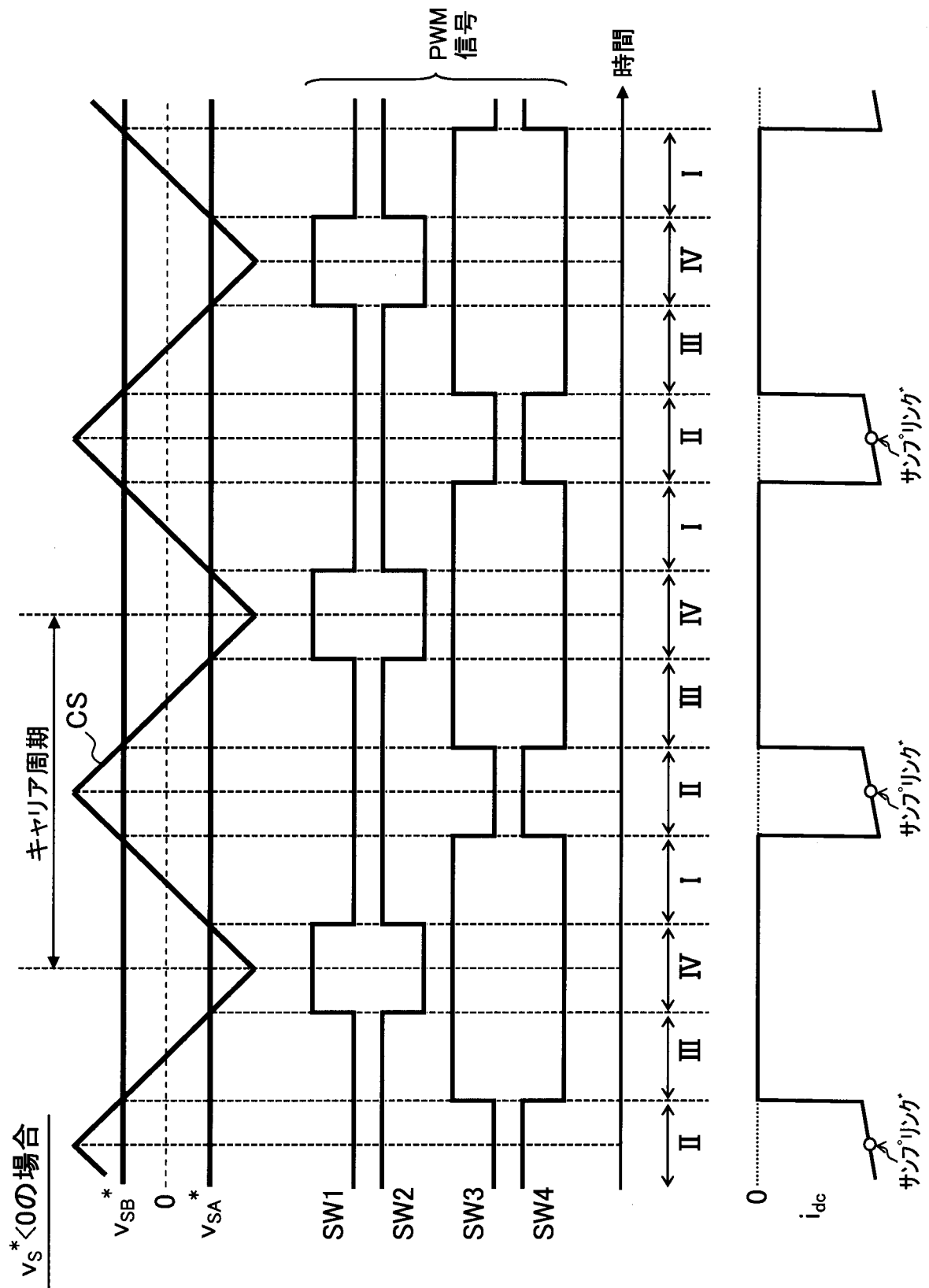
[図3]



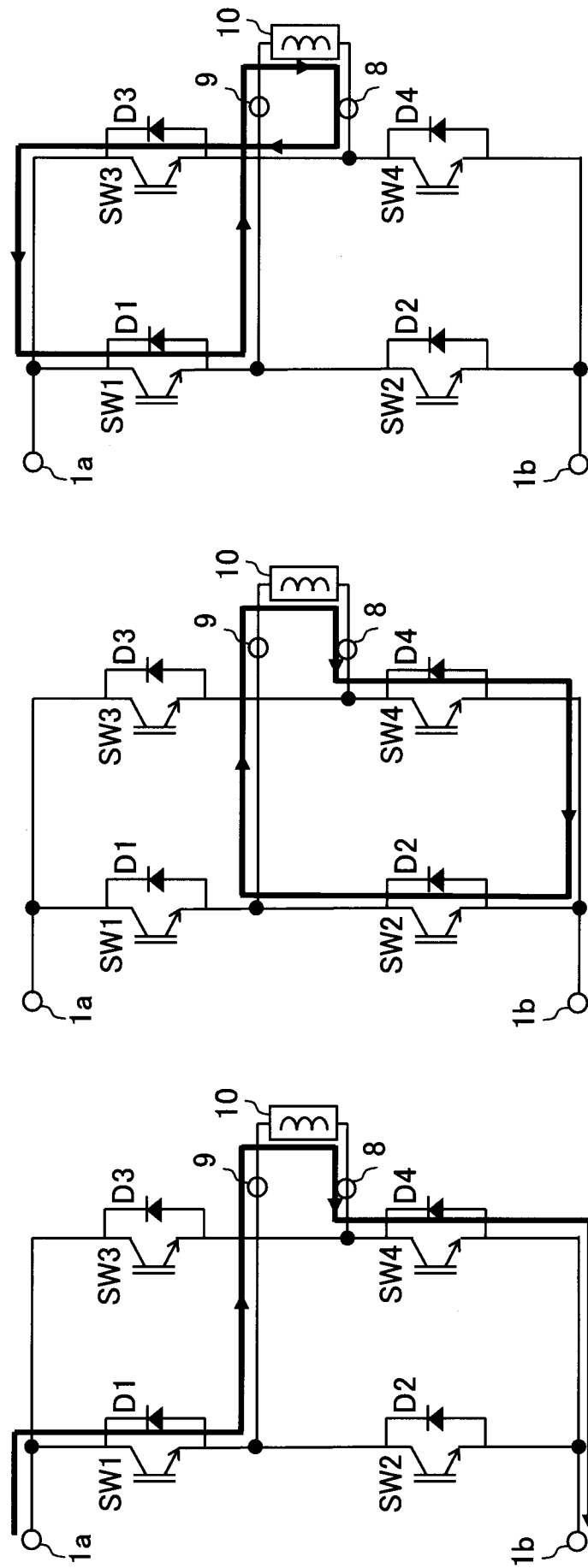
[図4]



[図5]



[図6]

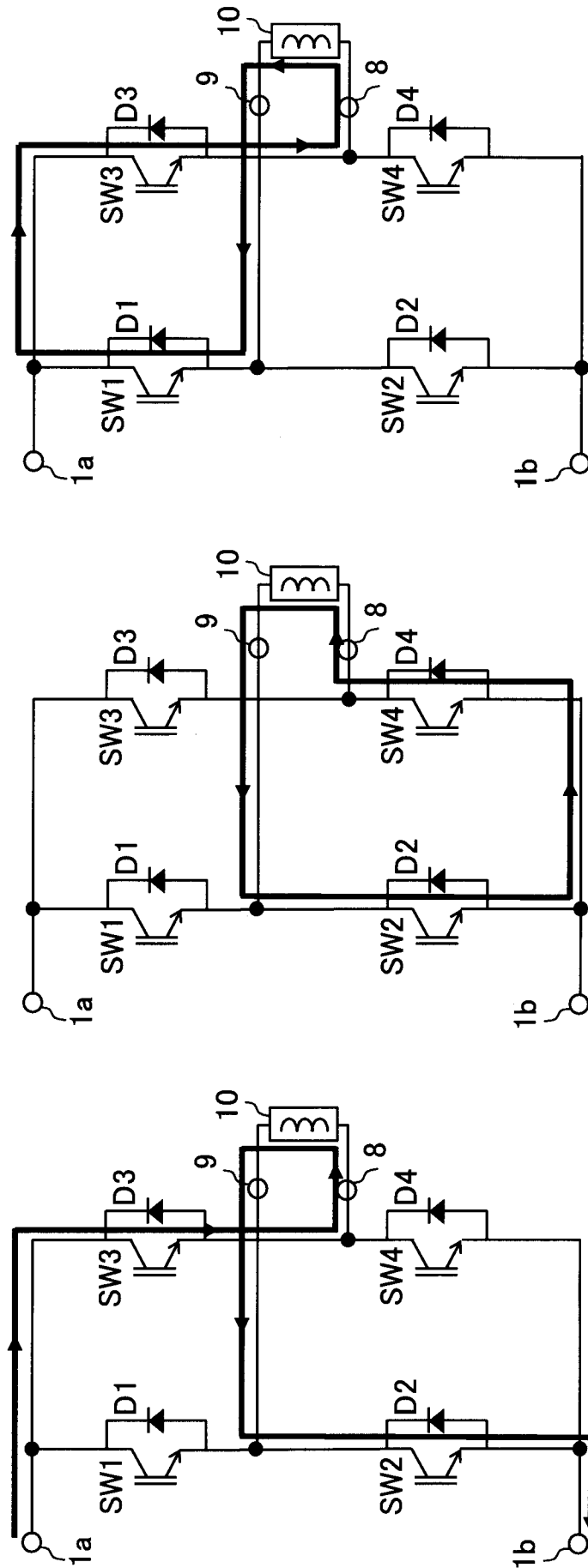


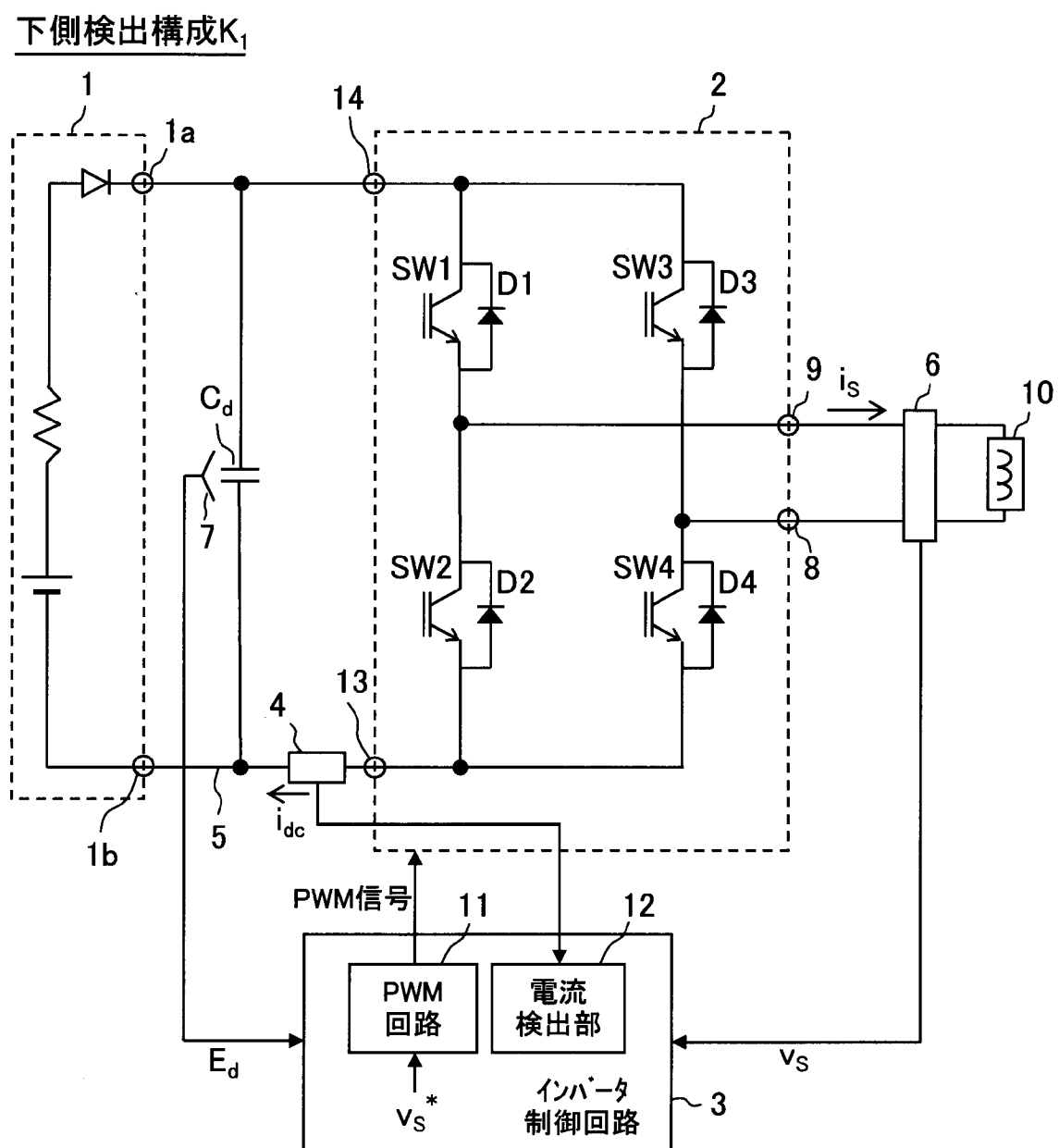
$v_s^* > 0$, 区間 I & III
(a)

$v_s^* > 0$, 区間 II
(b)

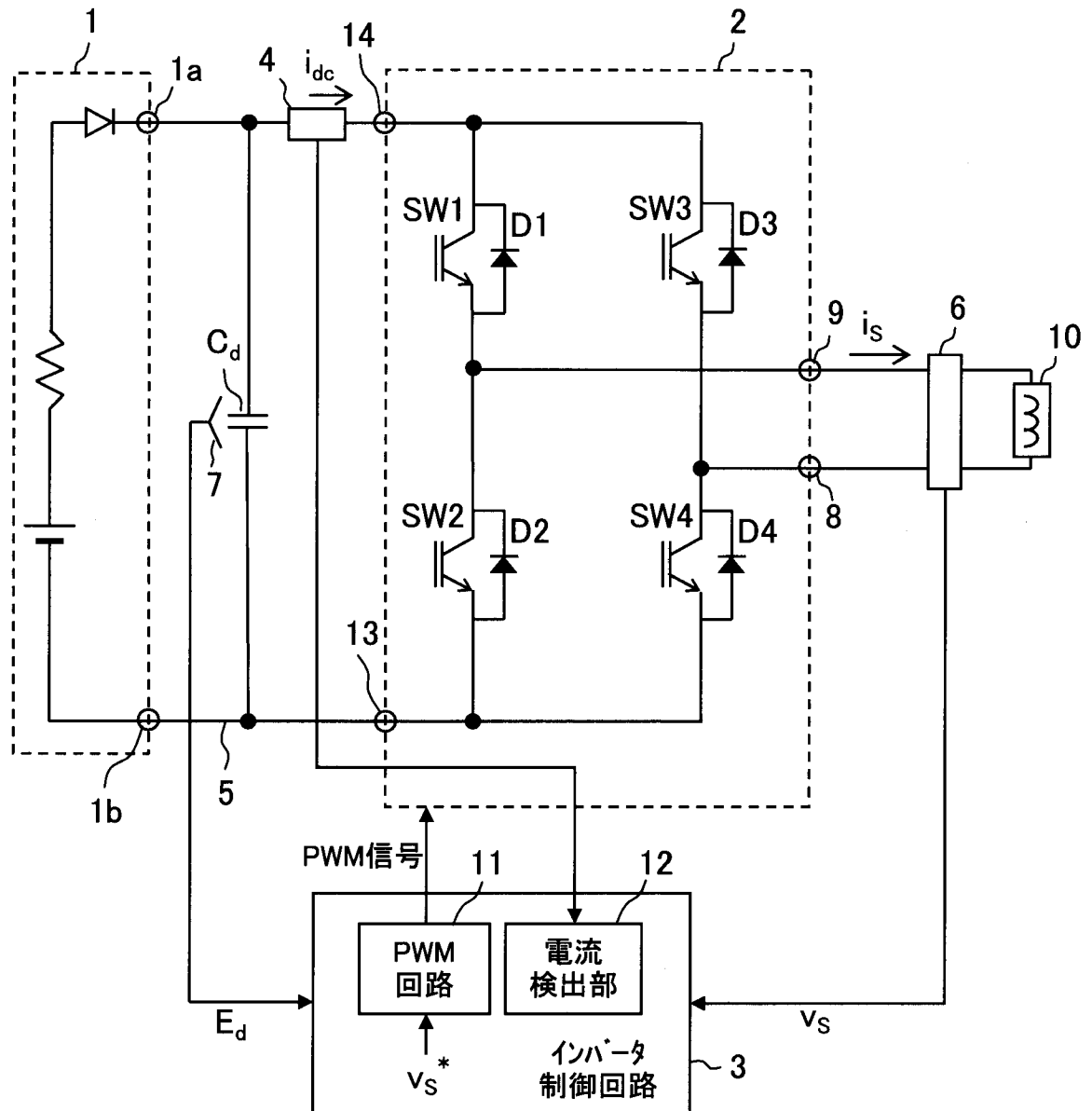
$v_s^* > 0$, 区間 IV
(c)

[図7]

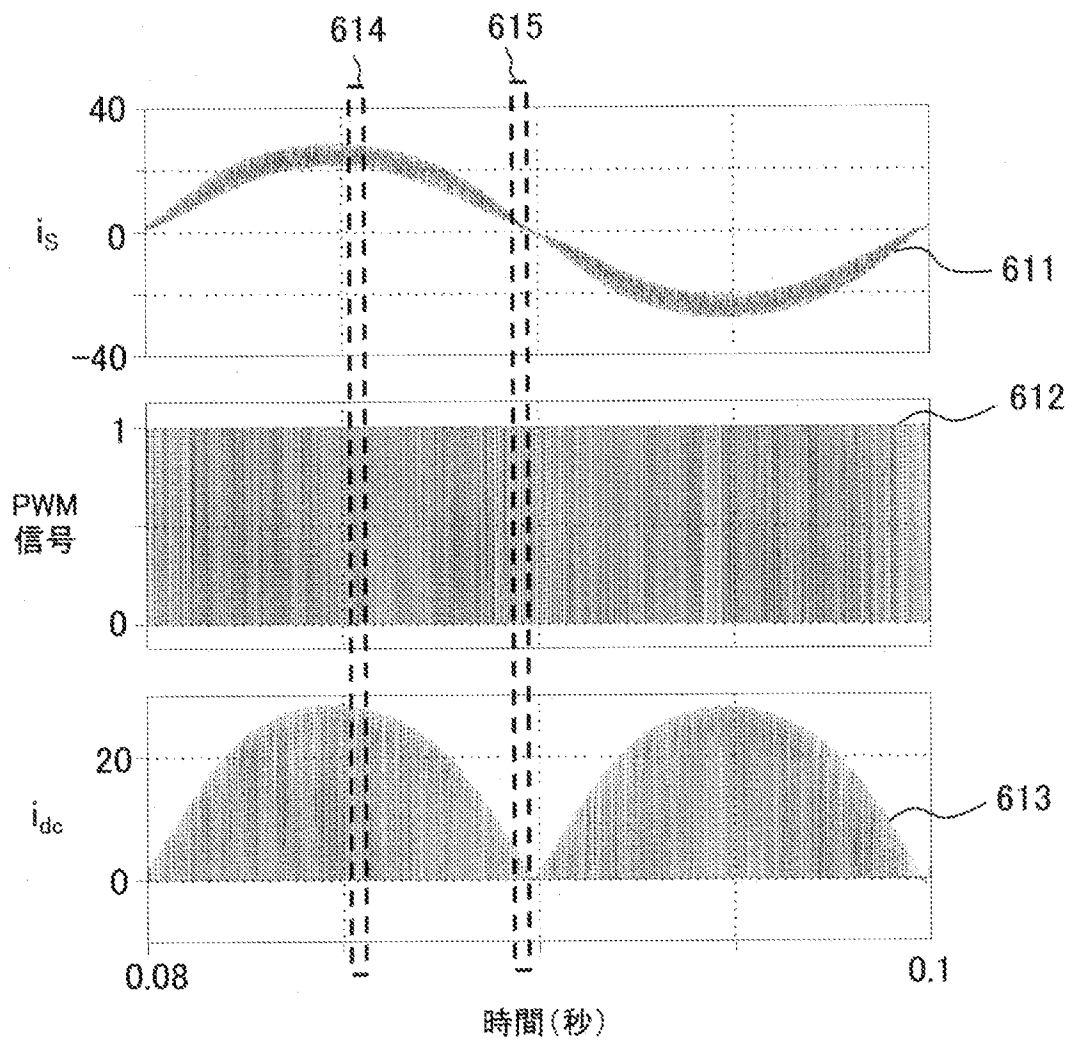




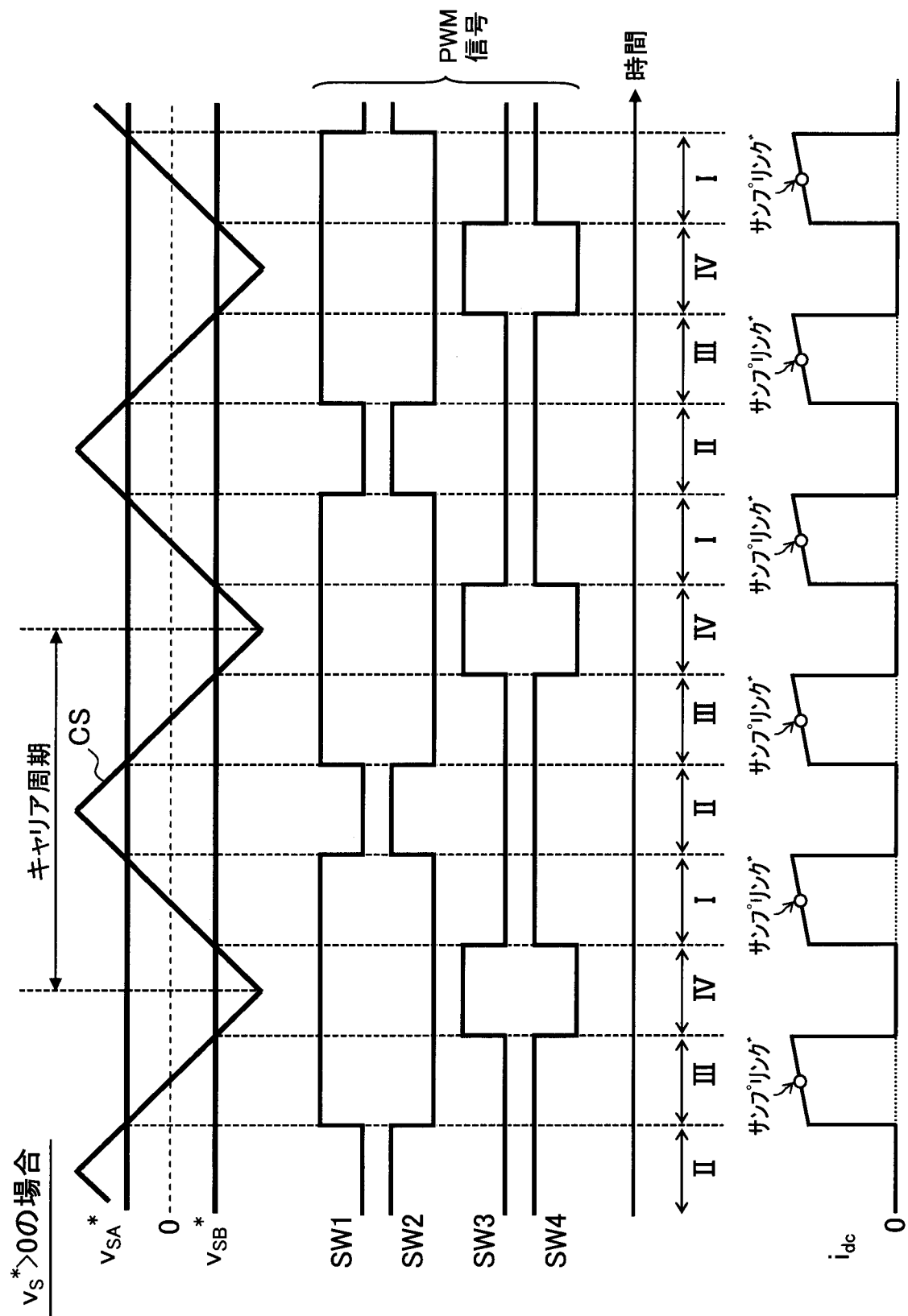
[図9]

上側検出構成 K_2 

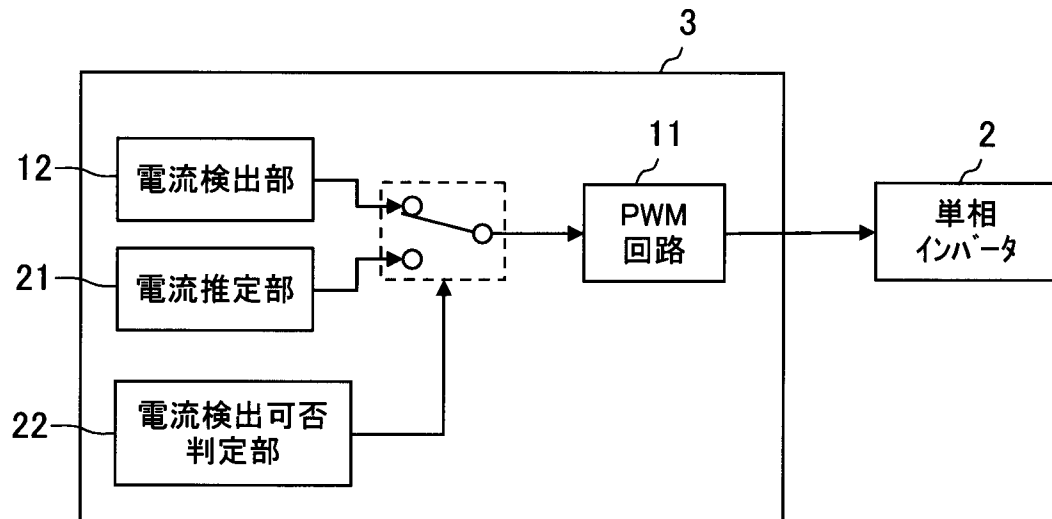
[図10]



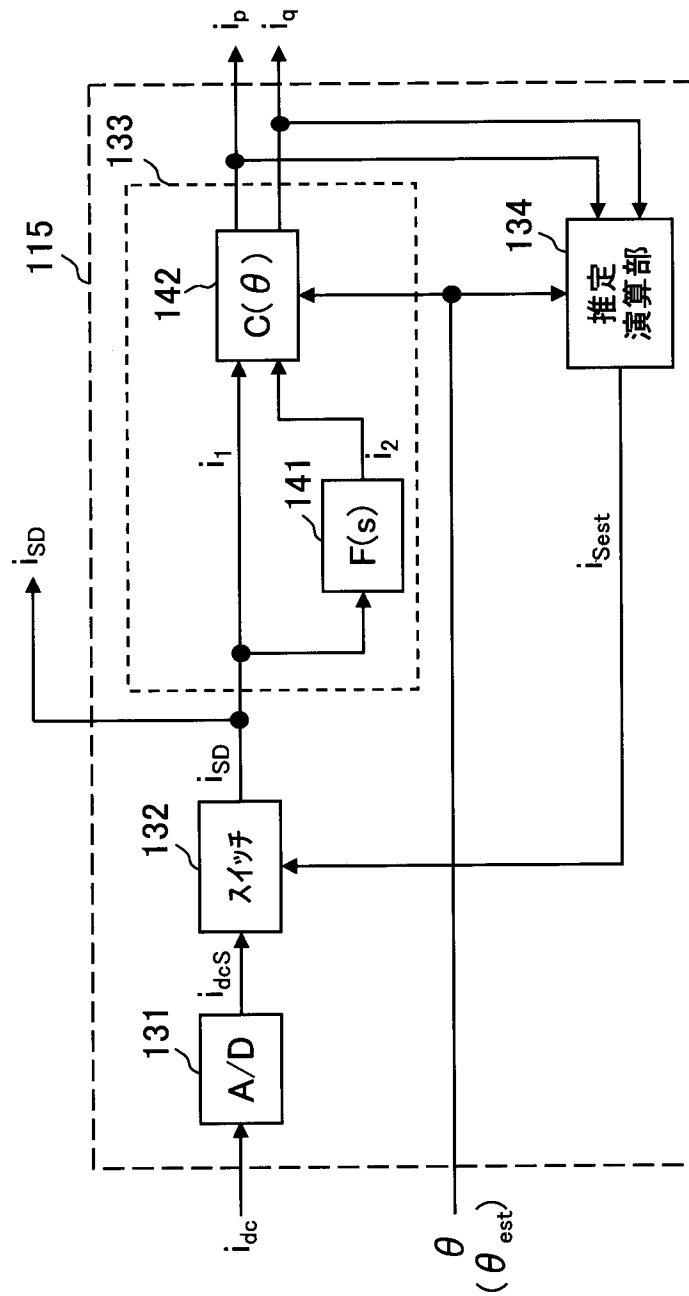
[図11]



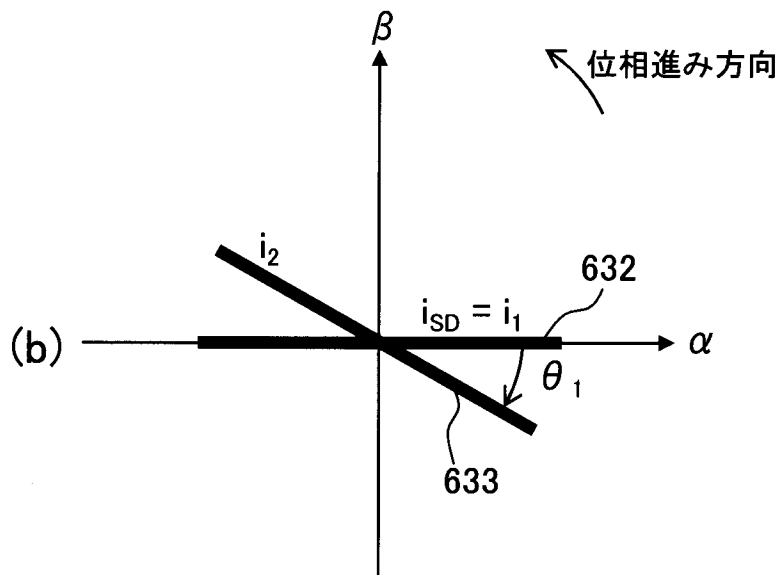
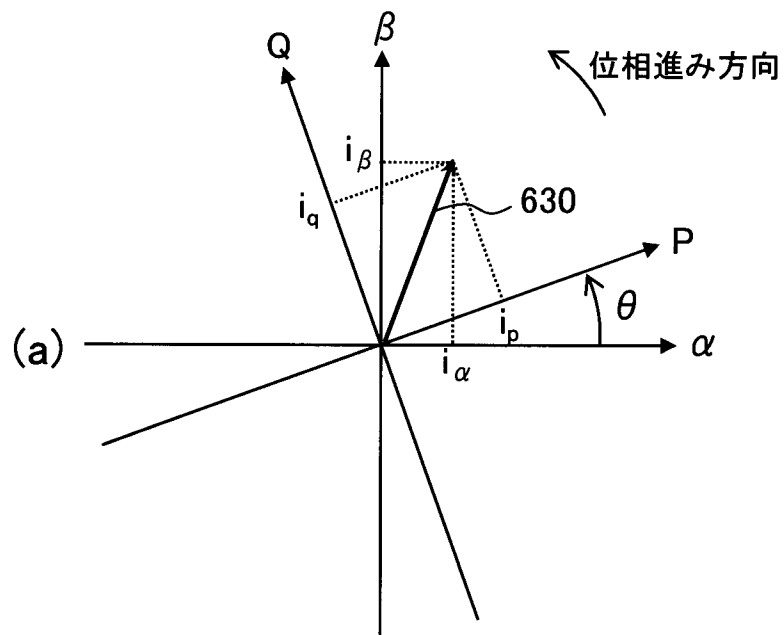
[図13]



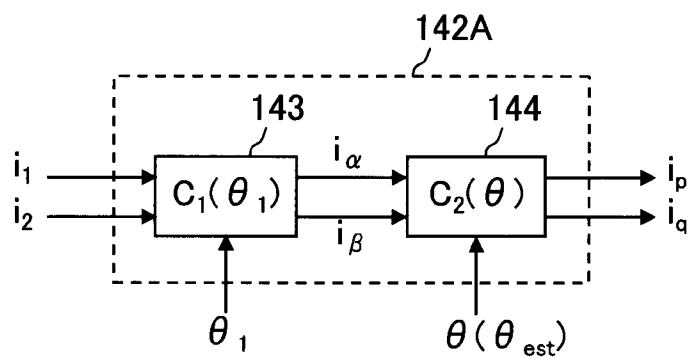
[図15]



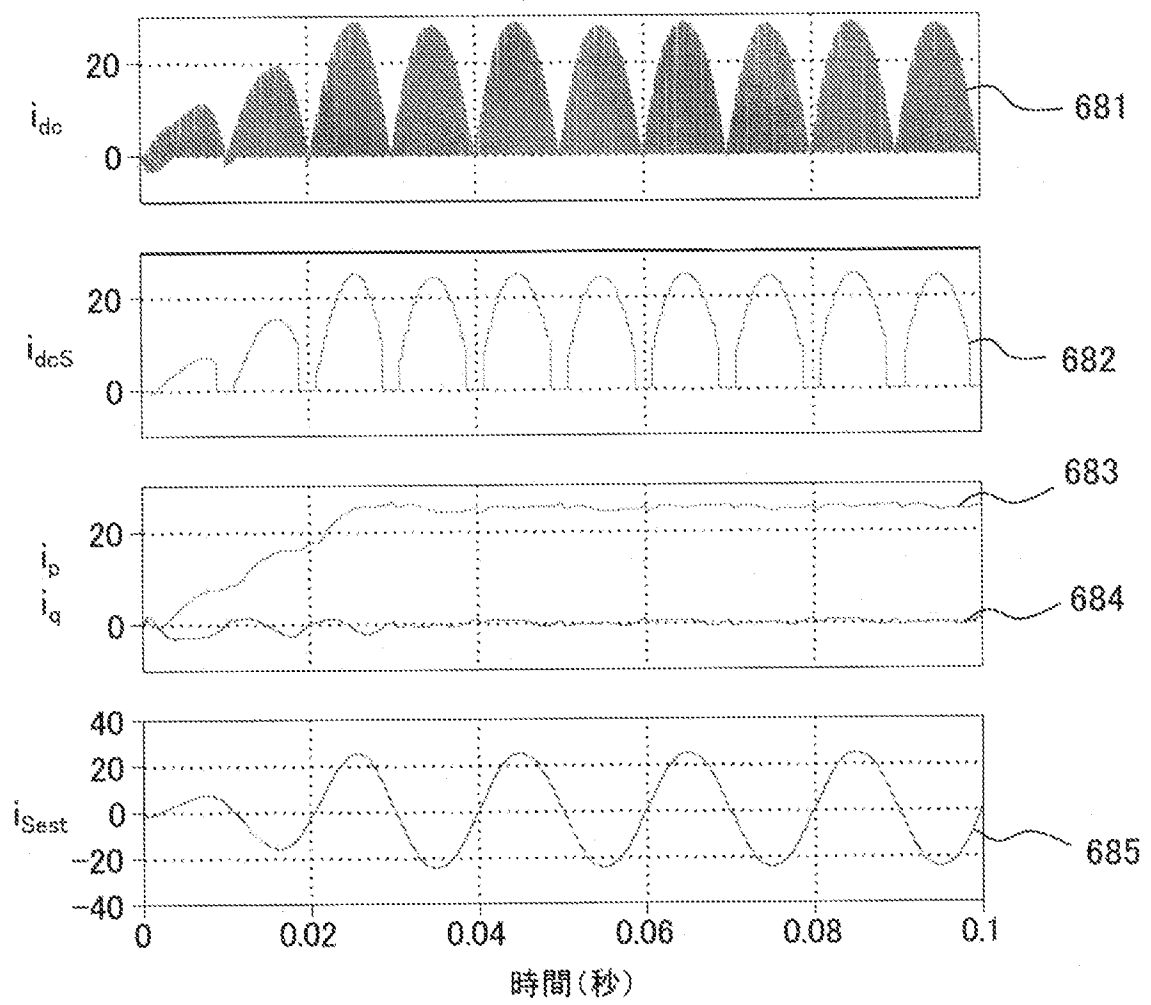
[図16]



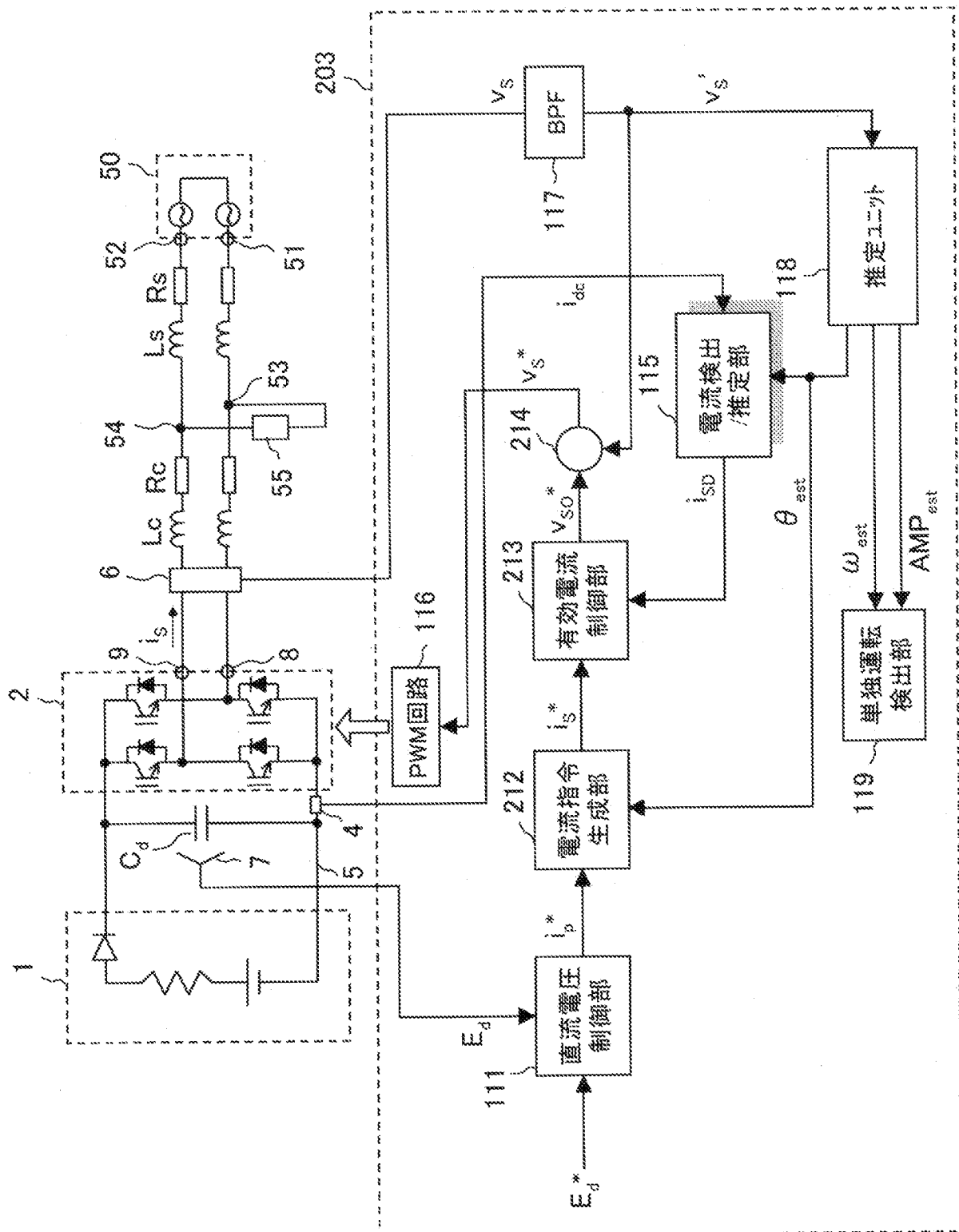
[図17]



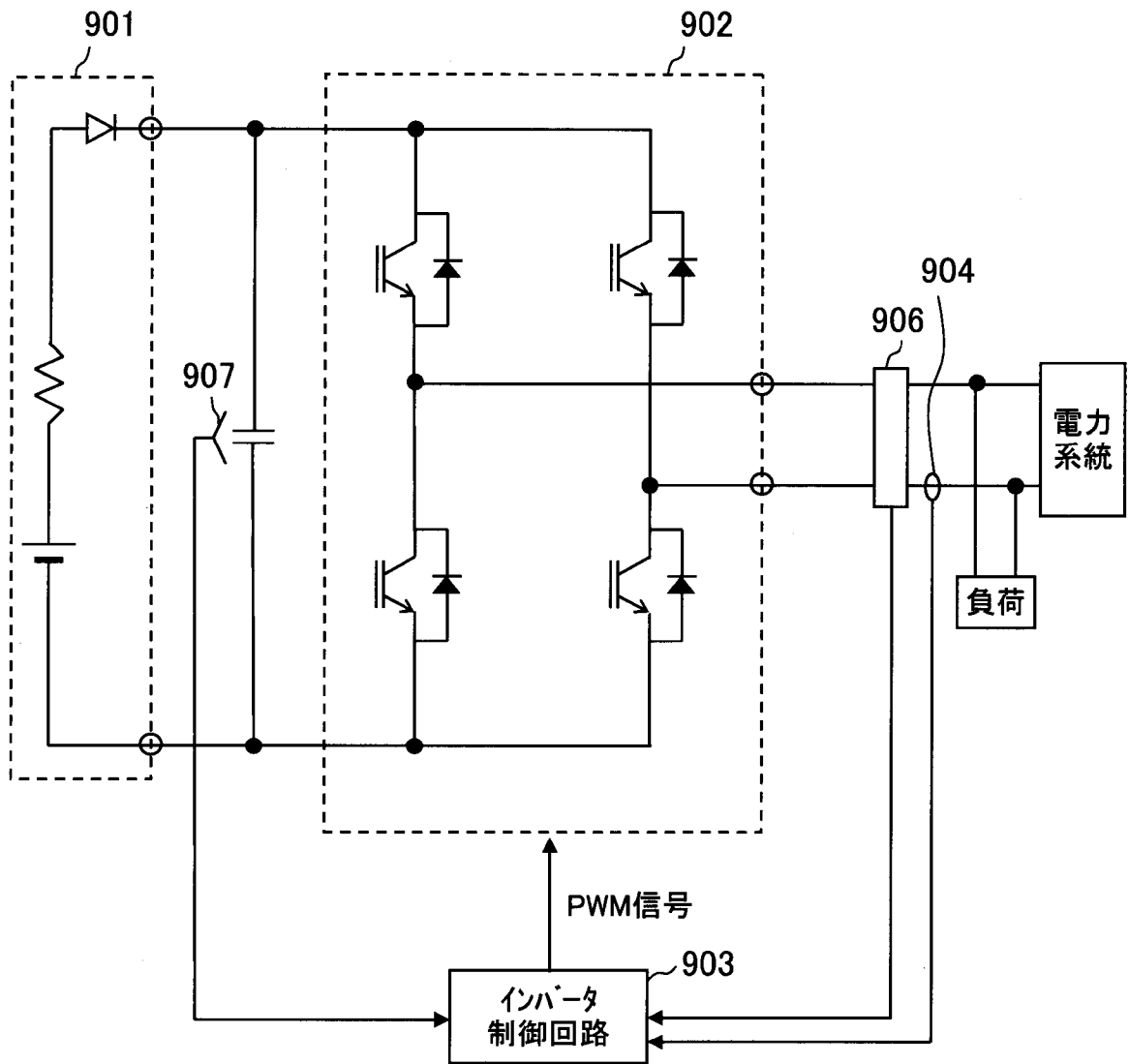
[図18]



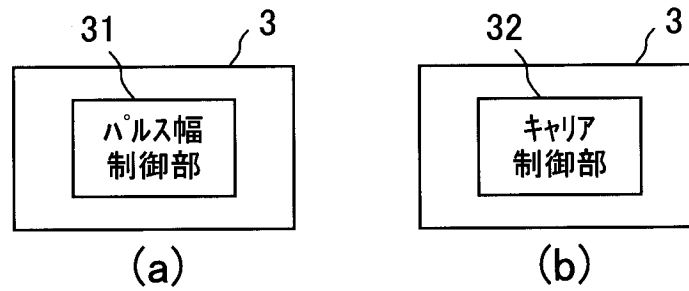
[図20]



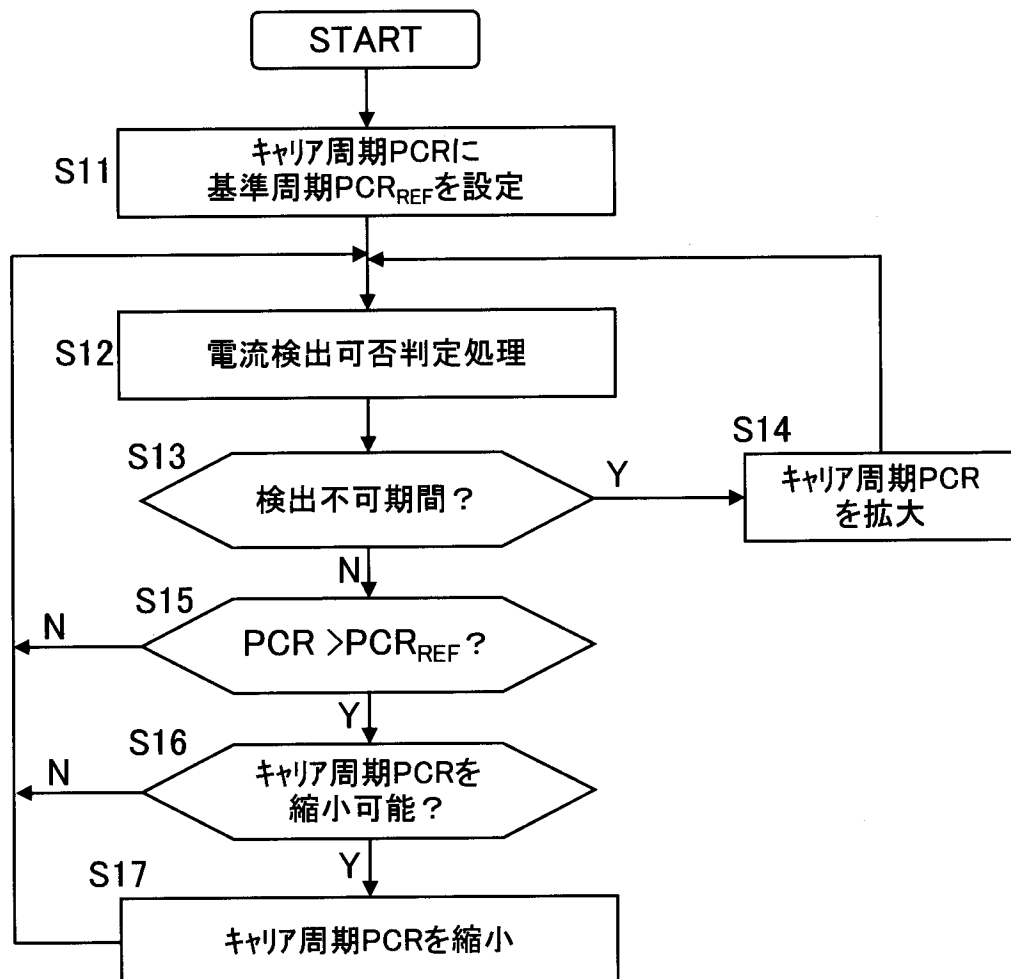
[図21]



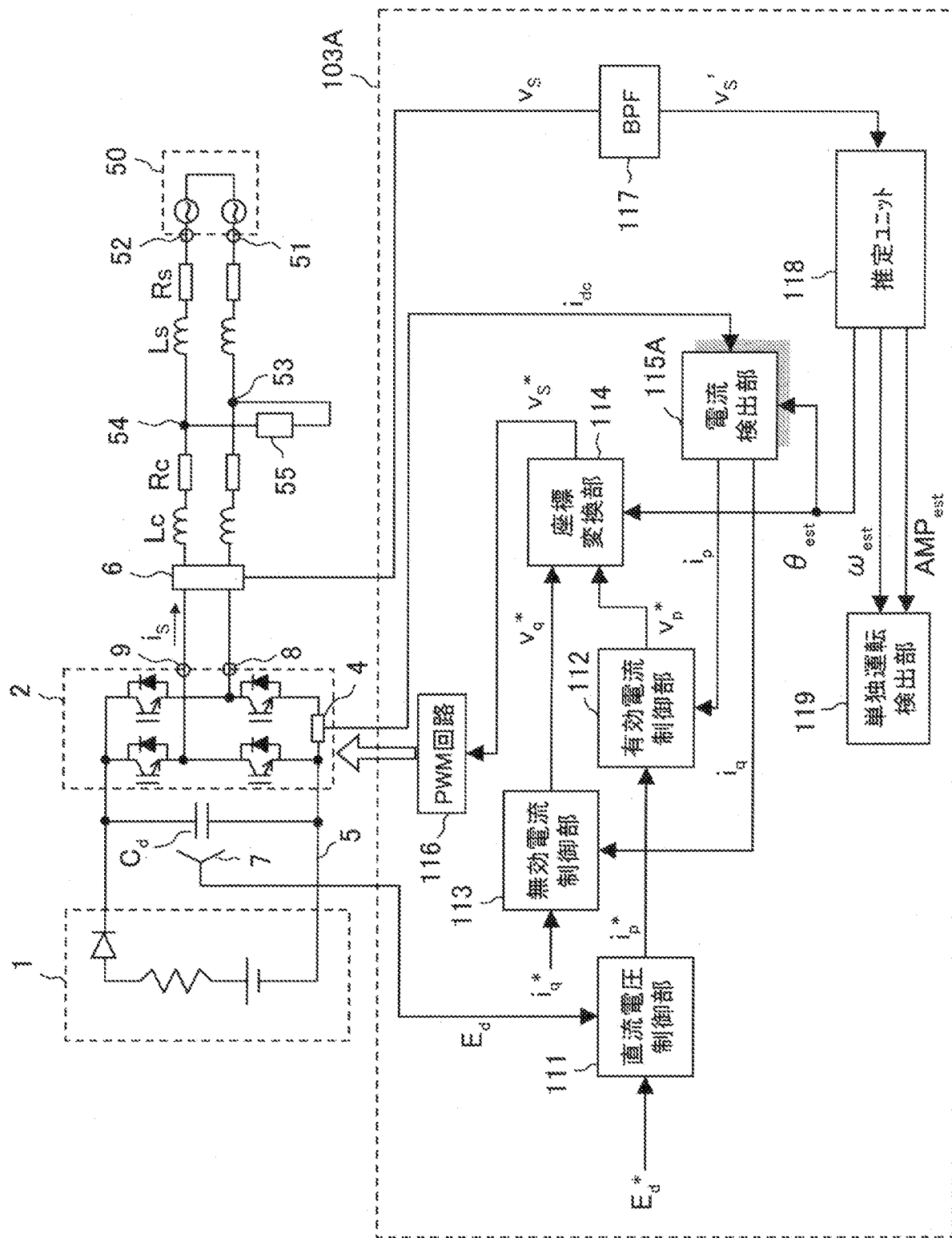
[図22]



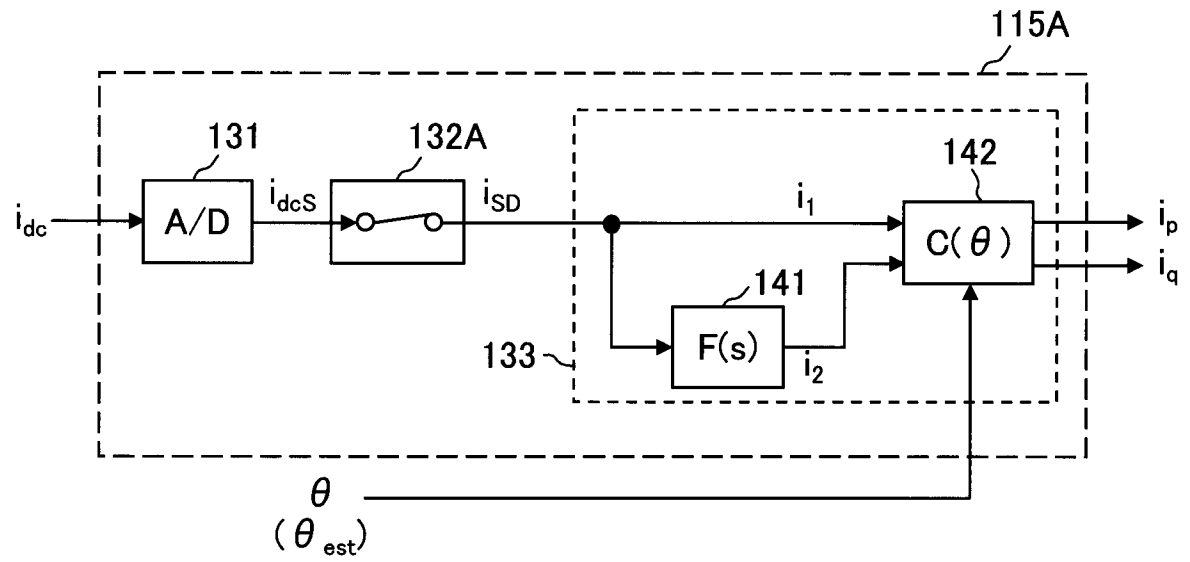
[図23]

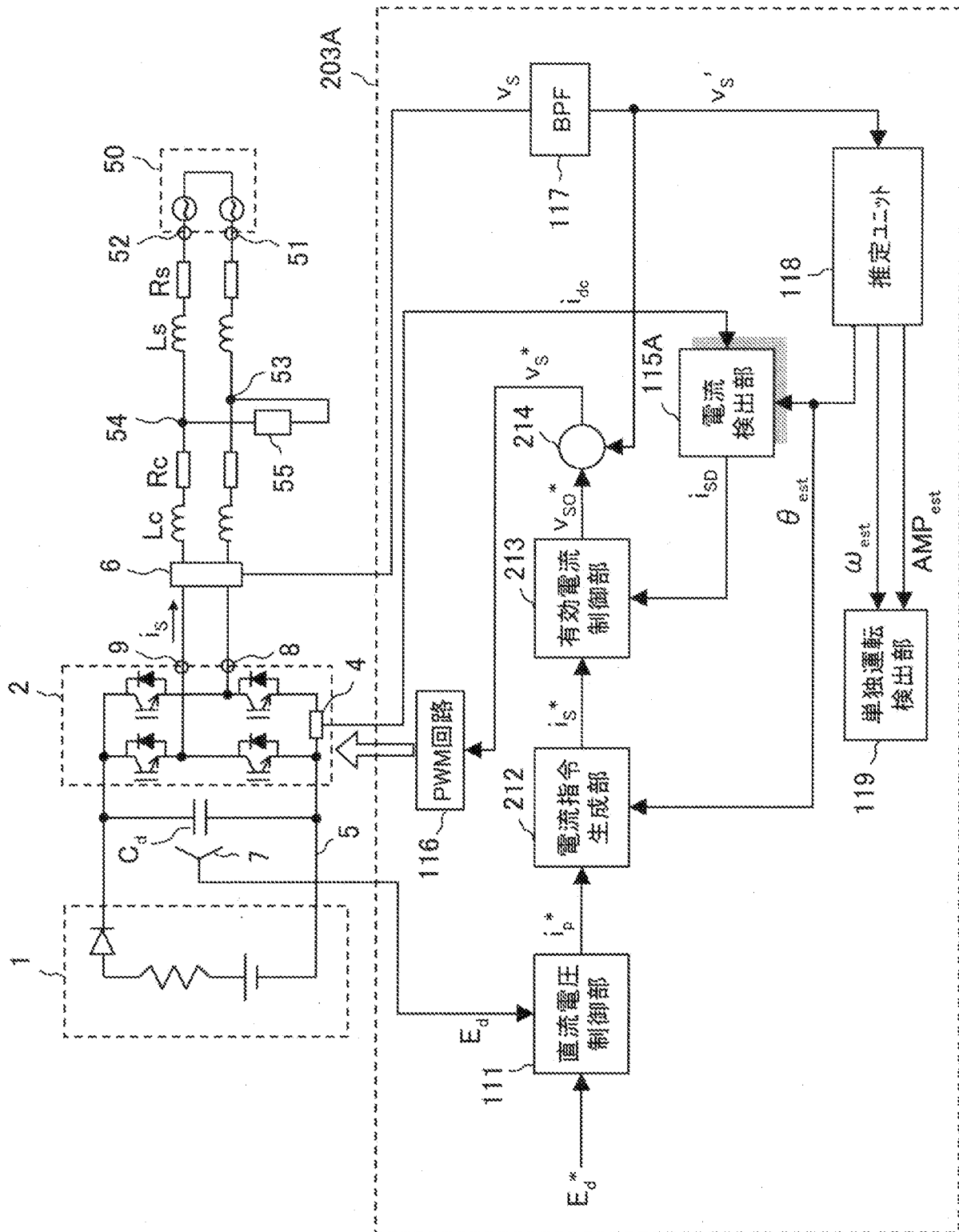


[図24]

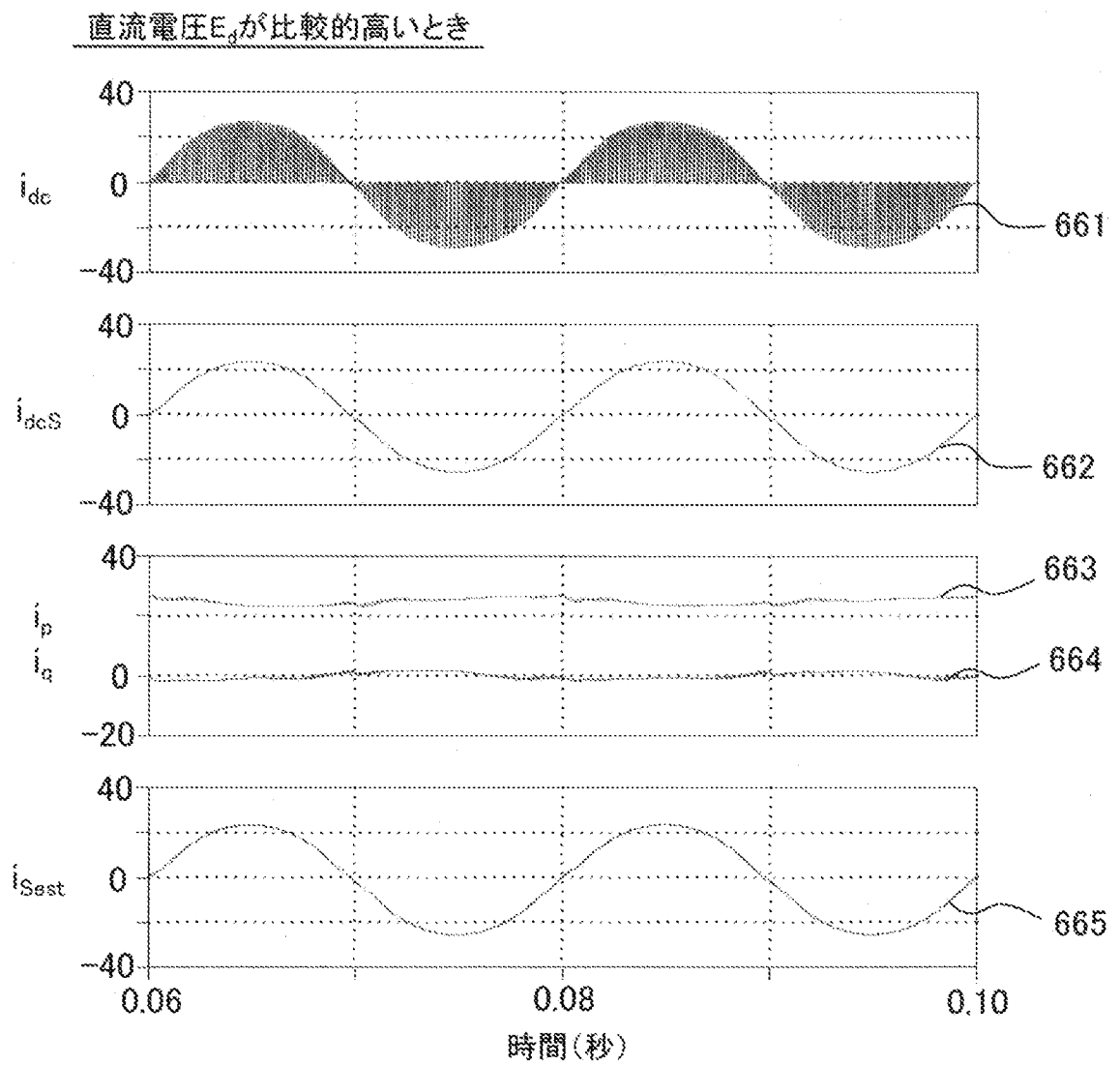


[図25]

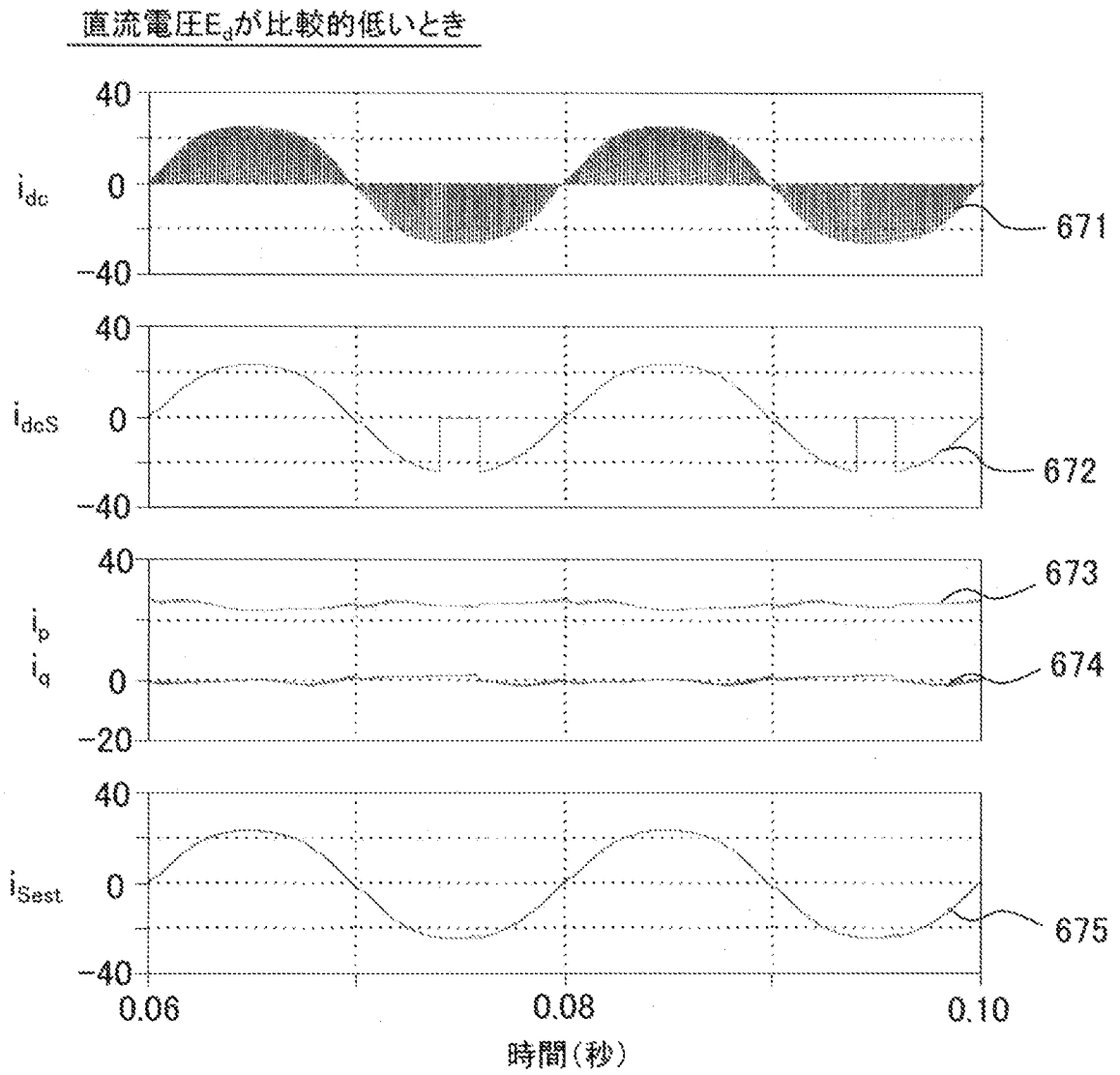




[図28]



[図29]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2011/078566

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M7/48(2007.01) i

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

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02M7/48

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

Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2012

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.
X	JP 2003-259659 A (Fuji Electric Co., Ltd.), 12 September 2003 (12.09.2003), paragraphs [0022] to [0023]; fig. 2 (Family: none)	1-5, 8, 11-12
A	JP 2000-125590 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 28 April 2000 (28.04.2000), entire text; fig. 13 (Family: none)	1-12



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
12 March, 2012 (12.03.12)Date of mailing of the international search report
19 March, 2012 (19.03.12)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2011/078566

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	Microfilm of the specification and drawings annexed to the request of Japanese Utility Model Application No. 64963/1988 (Laid-open No. 171591/1989) (Nissin Electric Co., Ltd.), 05 December 1989 (05.12.1989), entire text; fig. 3 (Family: none)	1-12
A	JP 2007-97394 A (Hitachi, Ltd.), 12 April 2007 (12.04.2007), entire text; all drawings (Family: none)	1-12
A	JP 2010-284018 A (Ricoh Co., Ltd.), 16 December 2010 (16.12.2010), entire text; all drawings (Family: none)	1-12
A	JP 2005-160149 A (Sharp Corp.), 16 June 2005 (16.06.2005), entire text; all drawings (Family: none)	1-12
A	JP 9-308263 A (Mitsubishi Electric Corp.), 28 November 1997 (28.11.1997), entire text; all drawings (Family: none)	1-12

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H02M7/48(2007.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H02M7/48

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	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
X	JP 2003-259659 A (富士電機株式会社) 2003.09.12, 段落【0022】 - 【0023】, 第2図 (ファミリーなし)	1-5, 8, 11-12
A	JP 2000-125590 A (松下電器産業株式会社) 2000.04.28, 全文, 第13図 (ファミリーなし)	1-12

☒ 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

1 2 . 0 3 . 2 0 1 2

国際調査報告の発送日

1 9 . 0 3 . 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)

下原 浩嗣

3 V

9 1 7 9

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	日本国実用新案登録出願 63-64963 号(日本国実用新案登録出願公開 1-171591 号)の願書に添付した明細書及び図面の内容を撮影したマイクロフィルム (日新電機株式会社) 1989. 12. 05, 全文, 第 3 図 (ファミリーなし)	1-12
A	JP 2007-97394 A (株式会社日立製作所) 2007. 04. 12, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-12
A	JP 2010-284018 A (株式会社リコー) 2010. 12. 16, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-12
A	JP 2005-160149 A (シャープ株式会社) 2005. 06. 16, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-12
A	JP 9-308263 A (三菱電機株式会社) 1997. 11. 28, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-12