

KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY,
MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ,
NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT,
QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL,
SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA,
UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

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

添付公開書類：

- 一 国際調査報告 (条約第21条(3))

明 細 書

発明の名称：無停電電源装置

技術分野

[0001] この発明は無停電電源装置に関し、特に、三相４線式の無停電電源装置に関する。

背景技術

[0002] たとえば特開２０１３－１７６２９６号公報（特許文献１）には、三相３線式の無停電電源装置が開示されている。この無停電電源装置は、交流電源の健全時には、交流電源からの交流電圧を第１～第３の直流電圧に変換して第１～第３の直流ラインに出力し、交流電源の停電時には、その運転が停止されるコンバータと、交流電源の停電時に、直流電力供給源からの第４の直流電圧を第１～第３の直流電圧に変換して第１～第３の直流ラインに供給する直流電圧変換器と、コンバータおよび直流電圧変換器からの第１～第３の直流電圧を交流電圧に変換して負荷に供給するインバータとを備える。

[0003] この無停電電源装置は、さらに、第１および第２の直流ライン間に接続された第１のコンデンサと、第２および第３の直流ライン間に接続された第２のコンデンサと、それぞれ第１および第２のコンデンサの端子間電圧を検出する第１および第２の電圧検出器と、第１および第２の電圧検出器の検出値の和である第１の電圧と第１および第２の電圧検出器の検出値の差である第２の電圧とを求める演算器と、交流電源の健全時に、第１の電圧が参照電圧になり、かつ第２の電圧がなくなるようにコンバータを制御する第１の制御部と、交流電源の停電時に、第１の電圧が参照電圧になり、かつ第２の電圧がなくなるように直流電圧変換器を制御する第２の制御部とを備える。

[0004] したがって、この無停電電源装置では、第１および第２のコンデンサの端子間電圧の和を参照電圧に維持するとともに、第１および第２のコンデンサの端子間電圧の差を０Ｖに維持することができる。

先行技術文献

特許文献

[0005] 特許文献1：特開2013-176296号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0006] 負荷が三相変圧器および負荷本体部を含む場合、三相変圧器に三相励磁電流が流れ、無停電電源装置の三相出力電流の各々は正負非対称波形となる。交流電源、無停電電源装置、三相変圧器、および負荷本体部がともに三相3線式である場合には、三相変圧器に流れる三相交流電流の和は0となるので、第1および第2のコンデンサの端子間電圧がアンバランスになる可能性は小さい。

[0007] しかし、交流電源、無停電電源装置、三相変圧器、および負荷本体部が三相4線式である場合には、中性点ラインに電流が流れるので、三相変圧器に流れる三相交流電流の和が0とならずに正負非対称波形となり、第1および第2のコンデンサの端子間電圧がアンバランスになるおそれがある。特に、負荷電流が小さい場合には、交流電源の停電時に直流電圧変換器の出力電流が小さくなるので、第1および第2のコンデンサの端子間電圧がアンバランスになるおそれがある。

[0008] それゆえに、この発明の主たる目的は、負荷が三相変圧器および負荷本体部を含み、負荷電流が小さい場合でも、停電時における第1および第2のコンデンサの端子間電圧のアンバランスを解消することが可能な三相4線式の無停電電源装置を提供することである。

課題を解決するための手段

[0009] この発明に係る無停電電源装置は、第1～第3の直流ラインと、第1および第2の直流ライン間に接続された第1のコンデンサと、第2および第3の直流ライン間に接続された第2のコンデンサと、三相4線式の交流電源の中性点端子、第2の直流ライン、および三相4線式の負荷の中性点端子に接続される中性点ラインと、交流電源の各相に対応して設けられ、一方端子が交

流電源から供給される対応する相の交流電圧を受け、交流電源の健全時にはオンされ、交流電源の停電時にはオフされるスイッチと、スイッチの他方端子と中性点ラインとの間に接続された第3のコンデンサ、および一方端子がスイッチの他方端子に接続されたリアクトルを含む交流入力フィルタと、リアクトルの他方端子と第1～第3の直流ラインとの間に接続され、交流電圧と第1～第3の直流電圧とを相互に変換可能に構成された第1のマルチレベル回路を含み、交流電源の健全時に、交流電源からの交流電力を直流電力に変換して第1～第3の直流ラインに供給するコンバータと、直流電力供給源と第1～第3の直流ラインとの間に接続され、直流電力供給源から供給される第4の直流電圧と第1～第3の直流電圧とを相互に変換可能に構成された第2のマルチレベル回路を含み、交流電源の停電時に、直流電力供給源からの直流電力を第1～第3の直流ラインに供給する直流電圧変換器と、第1～第3の直流ラインと負荷との間に設けられ、第1～第3の直流電圧と交流電圧とを相互に変換可能に構成された第3のマルチレベル回路を含み、コンバータおよび直流電圧変換器から供給される直流電力を交流電力に変換して負荷に供給するインバータと、それぞれ第1および第2のコンデンサの端子間電圧を検出する第1および第2の電圧検出器と、第1および第2の電圧検出器の検出結果に基づき、第1および第2のコンデンサの端子間電圧の和である第1の電圧と第1および第2のコンデンサの端子間電圧の差である第2の電圧とを求める演算器と、交流電源の健全時には、第1の電圧が第1の参照電圧になり、かつ第2の電圧がなくなるようにコンバータを制御し、交流電源の停電時には、第2の電圧の絶対値が予め定められたしきい値電圧よりも小さい場合はコンバータを停止させ、第2の電圧の絶対値が予め定められたしきい値電圧よりも大きい場合はコンバータを制御して第2の電圧を低減させる第1の制御部と、交流電源の停電時に、第1の電圧が第1の参照電圧になり、かつ第2の電圧がなくなるように直流電圧変換器を制御する第2の制御部とを備えたものである。

発明の効果

[0010] この無停電電源装置では、交流電源の停電時には、スイッチをオフさせて交流電源と交流入力フィルタとを電氣的に切り離し、第1および第2のコンデンサの端子間電圧の差である第2の電圧がなくなるように直流電圧変換器を制御するとともに、第2の電圧の絶対値が所定のしきい値電圧を超えた場合には、コンバータを制御して第2の電圧を低減させる。したがって、負荷が三相4線式の変圧器および負荷本体部を含み、負荷電流が小さい場合でも、停電時における第1および第2のコンデンサの端子間電圧のアンバランスを解消することができる。

図面の簡単な説明

[0011] [図1]この発明の実施の形態1による無停電電源装置の全体構成を示す回路ブロック図である。

[図2]図1に示した負荷の構成を例示する回路ブロック図である。

[図3]図1に示したコンバータおよびインバータの構成を示す回路図である。

[図4]図1に示した直流電圧変換器の構成を示す回路図である。

[図5]図1に示した制御装置のうちのコンバータおよび直流電圧変換器の制御に関連する部分を示すブロック図である。

[図6]図5に示した制御部53の構成を示すブロック図である。

[図7]図5に示した制御部54の構成を示すブロック図である。

[図8]図3に示したコンバータの一相分の構成を示す等価回路図である。

[図9]図6に示した制御部53の動作を示すタイムチャートである。

[図10]図6に示した制御部53の動作を示す他のタイムチャートである。

[図11]図3に示したコンバータの各相アームに含まれる4つのIGBT素子のスイッチングパターンを示す図である。

[図12]図11に示した各モードにおける各相アームの動作を示す回路図である。

[図13]商用交流電源の停電時におけるコンバータの一相分の動作を示す等価回路図である。

[図14]商用交流電源の停電時におけるコンバータの一相分の動作を示す他の

等価回路図である。

[図15]商用交流電源の停電時におけるコンバータの一相分の動作を示すさらに他の等価回路図である。

[図16]図7に示した制御部54の動作を示すタイムチャートである。

[図17]図4に示したIGBT素子Q1D～Q4Dのスイッチングパターンを示す図である。

[図18]図17に示した3つのモードにおける直流電圧変換器の動作を示す回路図である。

[図19]図7に示した制御部54の動作を示す他のタイムチャートである。

[図20]この発明の実施の形態2による無停電電源装置の全体構成を示す回路ブロック図である。

[図21]図20に示した制御装置の要部を示す回路ブロック図である。

[図22]実施の形態2の変更例を示す回路ブロック図である。

[図23]この発明の実施の形態3による無停電電源装置の要部を示す回路図である。

[図24]図23で説明したコンバータの各相アームに含まれる4つのIGBT素子のスイッチングパターンを示す図である。

[図25]図24に示した各モードにおける各相アームの動作を示す回路図である。

発明を実施するための形態

[0012] [実施の形態1]

図1は、この発明の実施の形態1による無停電電源装置U1の全体構成を示すブロック図である。図1において、無停電電源装置U1は、三相4線式であって、スイッチ1、交流入力フィルタ2、コンバータ3、インバータ4、交流出力フィルタ5、直流電圧変換器（図中「DC/DC」と示す）6、制御装置10、直流ラインL1～L3、中性点ラインL4、コンデンサC1、C2、電圧検出器31、34、35、36、電流検出器32、37、および停電検出器33を備える。

- [0013] スイッチ 1 は、スイッチ 1 R、1 S、1 T を含む。スイッチ 1 R、1 S、1 T の一方端子は、三相 4 線式の商用交流電源 4 1 の R 相端子 T R、S 相端子 T S、および T 相端子 T T にそれぞれ接続され、商用交流電源 4 1 から供給される R 相電圧 V R、S 相電圧 V S、T 相電圧 V T をそれぞれ受ける。商用交流電源 4 1 の中性点端子 T N は、中性点ライン L 4 の一方端に接続される。
- [0014] スイッチ 1 R、1 S、1 T は、制御装置 1 0 によって制御され、商用交流電源 4 1 から三相交流電力が正常に供給されている場合（商用交流電源 4 1 の健全時）にはオンされ、商用交流電源 4 1 からの三相交流電力の供給が停止された場合（商用交流電源 4 1 の停電時）にはオフされる。スイッチ 1 R、1 S、1 T は、商用交流電源 4 1 の停電時にオフされて、商用交流電源 4 1 と交流入力フィルタ 2 とを電氣的に切り離す。
- [0015] 交流入力フィルタ 2 は、コンデンサ 1 1（コンデンサ 1 1 R、1 1 S、1 1 T）およびリアクトル 1 2（リアクトル 1 2 R、1 2 S、1 2 T）により構成された三相の LC フィルタ回路である。コンデンサ 1 1 R、1 1 S、1 1 T の一方電極はそれぞれスイッチ 1 R、1 S、1 T の他方端子に接続され、それらの他方電極はともに中性点ライン L 4 に接続される。リアクトル 1 2 R、1 2 S、1 2 T の一方端子はそれぞれスイッチ 1 R、1 S、1 T の他方端子に接続され、リアクトル 1 2 R、1 2 S、1 2 T の他方端子はそれぞれコンバータ 3 の 3 つの入力ノードに接続される。
- [0016] 交流入力フィルタ 2 は、低域通過フィルタであって、商用交流電源 4 1 から供給される商用周波数の交流電力をコンバータ 3 に通過させ、コンバータ 3 で発生するスイッチング周波数の信号が商用交流電源 4 1 側に通過することを防止する。
- [0017] 直流ライン L 1 ～L 3 の一方端はコンバータ 3 の 3 つの出力ノードに接続され、それらの他方端はインバータ 4 の 3 つの入力ノードに接続されている。直流ライン L 2 は、中性点ライン L 4 に接続されている。また、直流ライン L 1 ～L 3 は、直流電圧変換器 6 の 3 つの高電圧側ノードに接続されてい

る。直流ライン $L_1 \sim L_3$ は、コンバータ3および直流電圧変換器6により、それぞれ正電圧、中性点電圧、および負電圧にされる。

[0018] コンデンサ C_1 は、直流ライン L_1 、 L_2 間に接続され、直流ライン L_1 、 L_2 間の直流電圧 E_p を平滑化および安定化させる。コンデンサ C_2 は、直流ライン L_2 、 L_3 間に接続され、直流ライン L_2 、 L_3 間の直流電圧 E_n を平滑化および安定化させる。

[0019] コンバータ3は、制御装置10によって制御され、商用交流電源41の健全時に、商用交流電源41から交流入力フィルタ2を介して供給される三相交流電力を直流電力に変換し、その直流電力を直流ライン $L_1 \sim L_3$ を介してインバータ4および直流電圧変換器6に供給する。

[0020] その際、制御装置10は、直流電圧 E_p 、 E_n の和の電圧 $V_{DC} = E_p + E_n$ が参照直流電圧 V_{DCr} （第1の参照電圧）となり、かつ直流電圧 E_p 、 E_n の差の電圧 $\Delta E = E_p - E_n$ が0になるように、コンバータ3を制御する。

[0021] また、制御装置10は、商用交流電源41の停電時において、直流電圧 ΔE がしきい値電圧 E_{TH} よりも小さい場合にはコンバータ3の運転を停止させ、直流電圧 ΔE がしきい値電圧 E_{TH} よりも大きい場合には、コンバータ3を制御して直流電圧 ΔE を低減させる。

[0022] インバータ4は、制御装置10によって制御され、コンバータ3および直流電圧変換器6からの直流電力を商用周波数の三相交流電力に変換する。後述するように、コンバータ3、インバータ4、および直流電圧変換器6の各々は、3レベル回路を含む。インバータ4によって生成された三相交流電力は交流出力フィルタ5を介して負荷42に供給される。

[0023] 交流出力フィルタ5は、リアクトル18（リアクトル18U，18V，18W）およびコンデンサ19（コンデンサ19U，19V，19W）により構成された三相のLCフィルタ回路である。リアクトル18U，18V，18Wの一方端子はインバータ4の3つの出力ノードにそれぞれ接続され、それらの他方端子は三相4線式の負荷42のU相端子TU、V相端子TV、お

よびW相端子TWに接続される。

[0024] コンデンサ19U, 19V, 19Wの一方電極はリアクトル18U, 18V, 18Wの他方端子に接続され、それらの他方電極はともに中性点ラインL4に接続される。交流出力フィルタ5は、低域通過フィルタであって、インバータ4によって生成された商用周波数の三相交流電力を負荷42に通過させ、インバータ4で発生するスイッチング周波数の信号が負荷42に通過することを防止する。負荷42の中性点端子TNAは、中性点ラインL4に接続される。負荷42は、無停電電源装置U1から供給される三相交流電力によって駆動される。

[0025] 図2は、負荷42の構成を例示する回路ブロック図である。図2において、負荷42は、三相4線式の変圧器43と、三相4線式の負荷本体部46とを含む。変圧器43は、3つの1次巻線44U, 44V, 44Wと、3つの2次巻線45U, 45V, 45Wとを含む。1次巻線44U, 44V, 44Wの一方端子は負荷42のU相端子TU、V相端子TV、およびW相端子TWにそれぞれ接続され、それらの他方端子はともに負荷42の中性点端子TNAに接続される。

[0026] 2次巻線45U, 45V, 45Wの一方端子は負荷本体部46のU相端子46U、V相端子46V、およびW相端子46Wにそれぞれ接続され、それらの他方端子はともに負荷本体部46の中性点端子46Nに接続される。無停電電源装置U1から供給される三相交流電圧は、変圧器43によってたとえば降圧されて負荷本体部46に供給され、負荷本体部46を駆動させる。

[0027] 図1に戻って、直流電圧変換器6の2つの低電圧側ノード間にはバッテリーB1（電力貯蔵装置）が接続されている。直流電圧変換器6は、制御装置10によって制御され、商用交流電源41の健全時に、コンバータ3によって生成された直流電力をバッテリーB1に蓄える。その際、制御装置10は、バッテリーB1の端子間電圧VBが参照バッテリー電圧VB_r（第2の参照電圧）になるように直流電圧変換器6を制御する。

[0028] また、直流電圧変換器6は、制御装置10によって制御され、商用交流電

源 4 1 の停電時に、バッテリー B 1 の直流電力を直流ライン L 1 ~ L 3 を介してインバータ 4 に供給する。その際、制御装置 1 0 は、直流電圧 E_p 、 E_n の和の電圧 $V_{DC} = E_p + E_n$ が参照直流電圧 V_{DCr} となり、かつ直流電圧 E_p 、 E_n の差の電圧 $\Delta E = E_p - E_n$ が 0 V になるように、直流電圧変換器 6 を制御する。

[0029] なお、バッテリー B 1 の代わりにコンデンサ（たとえば電気二重層コンデンサ）が直流電圧変換器 6 に接続されていてもよい。また、本実施の形態 1 では、バッテリー B 1 は無停電電源装置 U 1 の外部に設置されているが、バッテリー B 1 が無停電電源装置 U 1 に内蔵されていてもよい。

[0030] さらに、バッテリー B 1 の代わりに直流電力供給源（たとえば燃料電池）が接続されていても構わない。この場合、商用交流電源 4 1 の健全時には、直流電圧変換器 6 の運転は停止される。

[0031] 電圧検出器 3 1 は、スイッチ 1 R、1 S、1 T の他方端子の交流電圧 V_R 、 V_S 、 V_T の瞬時値を検出し、三相交流電圧 V_R 、 V_S 、 V_T を示す三相電圧信号を制御装置 1 0 および停電検出器 3 3 に出力する。電流検出器 3 2 は、コンバータ 3 の 3 つの入力ノードに流入する交流電流 I_R 、 I_S 、 I_T の瞬時値を検出し、三相交流電流 I_R 、 I_S 、 I_T を示す三相電流信号を制御装置 1 0 に出力する。

[0032] 停電検出器 3 3 は、電圧検出器 3 1 からの三相電圧信号に基づいて商用交流電源 4 1 の停電が発生したか否かを判別し、その判別結果を示す停電信号 P C を出力する。商用交流電源 4 1 の健全時には、停電信号 P C は非活性化レベルの「L」レベルとなる。商用交流電源 4 1 の停電時には、停電信号 P C は活性化レベルの「H」レベルとなる。停電信号 P C は、制御装置 1 0 に与えられる。

[0033] 電圧検出器 3 4 は、コンデンサ C 1 の端子間電圧 E_p を検出し、検出した電圧 E_p を示す信号を制御装置 1 0 に出力する。電圧検出器 3 5 は、コンデンサ C 2 の端子間電圧 E_n を検出し、検出した電圧 E_n を示す信号を制御装置 1 0 に出力する。電圧検出器 3 6 は、バッテリー B 1 の端子間電圧 V_B を検

出し、検出した電圧 V_B を示す信号を制御装置10に出力する。電流検出器37は、バッテリーB1から出力される電流 I_B を検出し、検出した電流 I_B を示す信号を制御装置10に出力する。

[0034] 制御装置10は、スイッチ1、コンバータ3、インバータ4、直流電圧変換器6の動作を制御する。後に詳細に説明するが、コンバータ3、インバータ4、および直流電圧変換器6は、半導体スイッチング素子を含む半導体スイッチにより構成される。なお本実施の形態1では、半導体スイッチング素子としてIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) が用いられる。また、本実施の形態1では半導体スイッチング素子の制御方式としてPWM (Pulse Width Modulation) 制御を適用することができる。

[0035] 制御装置10は、電圧検出器31からの三相電圧信号、電流検出器32からの三相電流信号、電圧検出器34が検出した電圧 E_p を示す信号、電圧検出器35が検出した電圧 E_n を示す信号、停電検出器33からの停電信号PC、電圧検出器36が検出した電圧 V_B を示す信号、電流検出器37が検出した電流 I_B を示す信号等を受けてPWM制御を実行する。

[0036] 図3は、図1に示したコンバータ3およびインバータ4の構成を示す回路図である。図3において、コンバータ3は、R相アーム3R、S相アーム3S、およびT相アーム3Tを含む。インバータ4は、U相アーム4U、V相アーム4V、およびW相アーム4Wを含む。

[0037] コンバータ3の各相アーム(3R, 3S, 3T)およびインバータ4の各相アーム(4U, 4V, 4W)は、いずれも3レベル回路として構成され、4つのIGBT素子と6つのダイオードとを含む。詳細には、R相アーム3Rは、IGBT素子 $Q_{1R} \sim Q_{4R}$ とダイオード $D_{1R} \sim D_{6R}$ とを含む。S相アーム3Sは、IGBT素子 $Q_{1S} \sim Q_{4S}$ とダイオード $D_{1S} \sim D_{6S}$ とを含む。T相アーム3Tは、IGBT素子 $Q_{1T} \sim Q_{4T}$ とダイオード $D_{1T} \sim D_{6T}$ とを含む。U相アーム4Uは、IGBT素子 $Q_{1U} \sim Q_{4U}$ とダイオード $D_{1U} \sim D_{6U}$ とを含む。V相アーム4Vは、IGBT素子 $Q_{1V} \sim Q_{4V}$ とダイオード $D_{1V} \sim D_{6V}$ とを含む。W相アーム4Wは、I

IGBT素子Q1W～Q4WとダイオードD1W～D6Wとを含む。

[0038] 以下ではコンバータ3の各相アームおよびインバータ4の各相アームを総括的に説明するため符号R, S, T, U, V, Wをまとめて符号「x」と示す。IGBT素子Q1x～Q4xは直流ラインL1, L3間に直列に接続される。ダイオードD1x～D4xはIGBT素子Q1x～Q4xにそれぞれ逆並列接続される。ダイオードD5xはIGBT素子Q1x, Q2xの接続点と直流ラインL2とに接続される。ダイオードD6xはIGBT素子Q3x, Q4xの接続点と直流ラインL2とに接続される。

[0039] なおダイオードD5xのカソードはIGBT素子Q1x, Q2xの接続点に接続され、ダイオードD5xのアノードは直流ラインL2に接続される。ダイオードD6xのアノードはIGBT素子Q3x, Q4xの接続点に接続され、ダイオードD6xのカソードは直流ラインL2に接続される。ダイオードD1x～D4xは還流ダイオードとして機能し、ダイオードD5x, D6xはクランプダイオードとして機能する。

[0040] コンバータ3は、3つの入力ノード3a～3cを含む。入力ノード3aは、リアクトル12R（図1）の他方端子に接続されるとともに、IGBT素子Q2R, Q3Rの接続点に接続される。入力ノード3bは、リアクトル12S（図1）の他方端子に接続されるとともに、IGBT素子Q2S, Q3Sの接続点に接続される。入力ノード3cは、リアクトル12T（図1）の他方端子に接続されるとともに、IGBT素子Q2T, Q3Tの接続点に接続される。

[0041] インバータ4は、3つの出力ノード4a～4cを含む。出力ノード4aは、IGBT素子Q2U, Q3Uの接続点に接続されるとともに、リアクトル18U（図1）の一方端子に接続される。出力ノード4bは、IGBT素子Q2V, Q3Vの接続点に接続されるとともに、リアクトル18V（図1）の一方端子に接続される。出力ノード4cは、IGBT素子Q2W, Q3Wの接続点に接続されるとともに、リアクトル18W（図1）の一方端子に接続される。

[0042] 図4は、図1に示した直流電圧変換器6の構成を示す回路図である。図4において、直流電圧変換器6は、半導体スイッチ21およびリアクトル22を含む。半導体スイッチ21は、3レベル回路として構成され、直流ラインL1, L3間に直列に接続されるIGBT素子Q1D~Q4Dと、IGBT素子Q1D~Q4Dにそれぞれ逆並列接続されるダイオードD1D~D4Dとを含む。リアクトル22は、リアクトル22P, 22Nを含む。リアクトル22Pは、IGBT素子Q1D, Q2Dの接続点とバッテリーB1の正極との間に接続される。リアクトル22Nは、IGBT素子Q3D, Q4Dの接続点とバッテリーB1の負極との間に接続される。

[0043] 図5は、制御装置10（図1）のうちのコンバータ3および直流電圧変換器6の制御に関連する部分を示すブロック図である。図5において、制御装置10は、加算器51、減算器52、および制御部53~55を含む。加算器51は、電圧検出器34, 35によって検出されたコンデンサC1, C2の端子間電圧 E_p , E_n を加算して直流ラインL1, L3間の直流電圧 $V_{DC} = E_p + E_n$ を求める。減算器52は、電圧検出器34によって検出されたコンデンサC1の端子間電圧 E_p から電圧検出器35によって検出されたコンデンサC2の端子間電圧 E_n を減算して、コンデンサC1, C2の端子間電圧 E_p , E_n の差である直流電圧 $\Delta E = E_p - E_n$ を求める。直流電圧 V_{DC} , ΔE は、制御部53~55の各々に与えられる。

[0044] 制御部53は、停電検出器33からの停電信号PC、電圧検出器31からの三相交流電圧 V_R , V_S , V_T を示す信号、電流検出器32からの三相交流電流 I_R , I_S , I_T を示す信号、加算器51からの直流電圧 V_{DC} （第1の電圧）を示す信号、減算器52からの直流電圧 ΔE （第2の電圧）を示す信号に基づいて、コンバータ3を制御する。

[0045] 具体的には、制御部53は、停電信号PCが非活性化レベルの「L」レベルである場合（商用交流電源41の健全時）には、三相交流電圧 V_R , V_S , V_T の位相と三相交流電流 I_R , I_S , I_T の位相とが一致し、直流電圧 V_{DC} が参照直流電圧 V_{DCr} になり、直流電圧 ΔE が0になるように、コ

ンバータ 3 を制御する。

[0046] また、制御部 5 3 は、停電信号 P C が活性化レベルの「H」レベルである場合（商用交流電源 4 1 の停電時）において、直流電圧 ΔE の絶対値がしきい値電圧 E T H よりも小さい場合には、コンバータ 3 の運転を停止させる。

[0047] さらに、制御部 5 3 は、停電信号 P C が活性化レベルの「H」レベルである場合（商用交流電源 4 1 の停電時）において、直流電圧 ΔE の絶対値がしきい値電圧 E T H よりも大きい場合には、コンバータ 3 を制御して直流電圧 ΔE を低減させる。

[0048] 制御部 5 4, 5 5 は、停電検出器 3 3 からの停電信号 P C、電圧検出器 3 6 からのバッテリー電圧 V B を示す信号、電流検出器 3 7 からの直流電流 I B を示す信号、加算器 5 1 からの直流電圧 V D C を示す信号、減算器 5 2 からの直流電圧 ΔE を示す信号に基づいて、直流電圧変換器 6 を制御する。

[0049] 具体的には、制御部 5 4 は、停電信号 P C が活性化レベルの「H」レベルである場合（商用交流電源 4 1 の停電時）に活性化され、バッテリー電圧 V B に応じたレベルの電流 I B がバッテリー B 1 からコンデンサ C 1, C 2 に流れ、直流電圧 V D C が参照直流電圧 V D C r になり、かつ直流電圧 ΔE が 0 になるように、直流電圧変換器 6 を制御する。

[0050] 制御部 5 5 は、停電信号 P C が非活性化レベルの「L」レベルである場合（商用交流電源 4 1 の健全時）に活性化され、直流電圧 V D C に応じたレベルの電流 I B がコンデンサ C 1, C 2 からバッテリー B 1 に流れ、バッテリー電圧 V B が参照バッテリー電圧 V B r になるように、直流電圧変換器 6 を制御する。

[0051] 図 6 は、図 5 に示した制御部 5 3 の構成を示すブロック図である。図 6 において、制御部 5 3 は、電圧指令生成回路 6 1、バランス制御回路 6 2、加算器 6 3 A ~ 6 3 C、判定器 6 4、および PWM 回路 6 5 を備える。電圧指令生成回路 6 1 は、参照電圧生成回路 8 1、減算器 8 2, 8 6 A ~ 8 6 C、直流電圧制御回路 8 3、正弦波発生回路 8 4、乗算器 8 5 A ~ 8 5 C、電流制御回路 8 7、および加算器 8 8 A ~ 8 8 C を含む。

- [0052] 参照電圧生成回路 8 1 は、参照直流電圧 V_{DCr} を生成する。減算器 8 2 は、参照直流電圧 V_{DCr} と、加算器 5 1 (図 5) からの直流電圧 V_{DC} との差の電圧 $\Delta V_{DC} = V_{DCr} - V_{DC}$ を算出する。直流電圧制御回路 8 3 は、電圧 ΔV_{DC} が 0 となるようにコンバータ 3 の入力側に流れる電流を制御するための電流指令値 I^* を算出する。直流電圧制御回路 8 3 は、たとえば、 ΔV_{DC} を比例演算または比例積分演算することにより電流指令値 I^* を算出する。
- [0053] 正弦波発生回路 8 4 は、商用交流電源 4 1 の R 相電圧 V_R と同相の正弦波信号と、商用交流電源 4 1 の S 相電圧 V_S と同相の正弦波信号と、商用交流電源 4 1 の T 相電圧 V_T と同相の正弦波信号とを出力する。正弦波発生回路 8 4 は、商用交流電源 4 1 の停電時においても、三相正弦波信号を出力する。3 つの正弦波信号は、乗算器 8 5 A ~ 8 5 C にそれぞれ入力されて電流指令値 I^* に乗じられる。これにより商用交流電源 4 1 の三相交流電圧 V_R , V_S , V_T と同相の電流指令値 I_R^* , I_S^* , I_T^* が生成される。
- [0054] 減算器 8 6 A は、電流指令値 I_R^* と電流検出器 3 2 R により検出された R 相電流 I_R との差を算出する。減算器 8 6 B は、電流指令値 I_S^* と電流検出器 3 2 S により検出された S 相電流 I_S との差を算出する。減算器 8 6 C は、電流指令値 I_T^* と電流検出器 3 2 T により検出された T 相電流 I_T との差を算出する。
- [0055] 電流制御回路 8 7 は、電流指令値 I_R^* と R 相電流 I_R との差、電流指令値 I_S^* と S 相電流 I_S との差、および電流指令値 I_T^* と T 相電流 I_T との差がいずれも 0 となるようにリアクトル 1 2 に印加すべき電圧として、電圧指令値 V_{Ra}^* , V_{Sa}^* , V_{Ta}^* を生成する。電流制御回路 8 7 は、たとえば電流指令値と電流検出器により検出された電流値との差を比例制御または比例積分制御に従って増幅することにより電圧指令値を生成する。
- [0056] 加算器 8 8 A は、電圧指令値 V_{Ra}^* と電圧検出器 3 1 により検出された R 相電圧 V_R とを加算して電圧指令値 V_{Ro}^* を生成する。加算器 8 8 B は、電圧指令値 V_{Sa}^* と電圧検出器 3 1 により検出された S 相電圧 V_S とを加算し

て電圧指令値 V_{SO}^* を生成する。加算器88Cは、電圧指令値 V_{Ta}^* と電圧検出器31により検出されたT相電圧 V_T とを加算して電圧指令値 V_{TO}^* を生成する。

[0057] このように、電圧指令生成回路61は、電圧検出器31によって検出された三相交流電圧 V_R 、 V_S 、 V_T 、電流検出器32によって検出された三相交流電流 I_R 、 I_S 、 I_T 、および加算器51により算出された直流電圧 V_{DC} を受けて、R相、S相、およびT相にそれぞれ対応する電圧指令値 V_{RO}^* 、 V_{SO}^* 、 V_{TO}^* を生成する。

[0058] バランス制御回路62は、停電検出器33（図1）からの停電信号 PC と、減算器52（図5）からの直流電圧 $\Delta E = E_p - E_n$ とに基づいて、電圧指令値 V_1^* を生成する。たとえばバランス制御回路62は、 ΔE を比例演算または比例積分演算することにより電圧指令値 V_1^* を生成する。

[0059] 停電信号 PC が非活性化レベルの「L」レベルであり、かつ $\Delta E = E_p - E_n > 0$ である場合には、コンデンサ C_1 の充電時間がコンデンサ C_2 の充電時間よりも短くなるように、電圧指令値 V_1^* が生成される。停電信号 PC が非活性化レベルの「L」レベルであり、かつ $\Delta E = E_p - E_n < 0$ である場合には、コンデンサ C_1 の充電時間がコンデンサ C_2 の充電時間よりも長くなるように、電圧指令値 V_1^* が生成される。

[0060] 停電信号 PC が活性化レベルの「H」レベルであり、かつ $\Delta E = E_p - E_n > 0$ である場合には、コンデンサ C_1 の放電時間がコンデンサ C_2 の放電時間よりも長くなるように、電圧指令値 V_1^* が生成される。停電信号 PC が活性化レベルの「H」レベルであり、かつ $\Delta E = E_p - E_n < 0$ である場合には、コンデンサ C_1 の放電時間がコンデンサ C_2 の放電時間よりも短くなるように、電圧指令値 V_1^* が生成される。

[0061] 加算器63Aは、電圧指令値 V_{RO}^* 、 V_1^* を加算して電圧指令値 V_R^* を生成する。加算器63Bは、電圧指令値 V_{SO}^* 、 V_1^* を加算して電圧指令値 V_S^* を生成する。加算器63Cは、電圧指令値 V_{TO}^* 、 V_1^* を加算して電圧指令値 V_T^* を生成する。

- [0062] 判定器 64 は、停電検出器 33（図 1）からの停電信号 PC と、減算器 52（図 5）からの直流電圧 ΔE とに基づいて、信号 DT を生成する。停電信号 PC が非活性化レベルの「L」レベルである場合（商用交流電源 41 の健全時）には、信号 DT は活性化レベルの「H」レベルにされる。
- [0063] 停電信号 PC が活性化レベルの「H」レベルである場合（商用交流電源 41 の停電時）において、直流電圧 ΔE がしきい値電圧 E_{TH} よりも小さい場合には、信号 DT は非活性化レベルの「L」レベルにされる。停電信号 PC が活性化レベルの「H」レベルである場合（商用交流電源 41 の停電時）において、直流電圧 ΔE がしきい値電圧 E_{TH} よりも大きい場合には、信号 DT は活性化レベルの「H」レベルにされる。
- [0064] PWM 回路 65 は、信号 DT が活性化レベルの「H」レベルである場合に活性化され、電圧指令値 V_R^* , V_S^* , V_T^* に基づいて、電圧検出器 31 によって検出される三相交流電圧 V_R , V_S , V_T が電圧指令値 V_R^* , V_S^* , V_T^* にそれぞれ等しくするための信号を出力する。この信号は、コンバータ 3 の各相アームに含まれる 4 つの IGBT 素子を駆動するための信号である。
- [0065] PWM 回路 65 は、信号 DT が非活性化レベルの「L」レベルである場合に非活性化され、コンバータ 3 の各相アームに含まれる 4 つの IGBT 素子をオフさせる。これにより、コンバータ 3 の運転は停止される。
- [0066] 上記の構成を有する制御部 53 によってコンバータ 3 が制御されることにより、三相交流電流 I_R , I_S , I_T は商用交流電源 41 の三相交流電圧 V_R , V_S , V_T と同相になり、かつ正弦波の電流となるので、力率をほぼ 1 にすることができる。
- [0067] 図 7 は、図 5 に示した制御部 54 の構成を示すブロック図である。図 7 において、制御部 54 は、電圧指令生成回路 71、バランス制御回路 72、加算器 73A、減算器 73B、および PWM 回路 75 を備える。電圧指令生成回路 71 は、参照電圧生成回路 91、減算器 92, 94、電圧制御回路 93、および電流制御回路 95 を含む。

[0068] 参照電圧生成回路 9 1 は、参照直流電圧 V_{DCr} を生成する。減算器 9 2 は、参照直流電圧 V_{DCr} と加算器 5 1 (図 5) によって検出された直流電圧 V_{DC} との差の電圧 ΔV_{DC} を算出する。電圧制御回路 9 3 は、電圧検出器 3 6 (図 1) によって検出されたバッテリー B 1 の端子間電圧 V_B に基づいて、電圧 ΔV_{DC} に応じたレベルの電流指令値 I_{B^*} を算出する。電圧制御回路 9 3 は、たとえば、 ΔV_{DC} を比例演算または比例積分演算することにより電流指令値 I_{B^*} を算出する。減算器 9 4 は、電圧制御回路 9 3 により生成された電流指令値 I_{B^*} と電流検出器 3 7 (図 1) によって検出されたバッテリー B 1 の電流値 I_B との偏差 $\Delta I_B = I_{B^*} - I_B$ を求める。電流制御回路 9 5 は、電流指令値 I_{B^*} と電流値 I_B との偏差 ΔI_B に基づいて電圧指令値 V^* を生成する。

[0069] このように電圧指令生成回路 7 1 は、電圧検出器 3 6 によって検出されたバッテリー電圧 V_B 、電流検出器 3 7 によって検出されたバッテリー電流 I_B 、および加算器 5 1 により算出された直流電圧 V_{DC} を受けて、コンデンサ C 1, C 2 の端子間電圧 E_p , E_n を所定の電圧に制御するための電圧指令値 V^* を生成する。

[0070] バランス制御回路 7 2 は、減算器 5 2 (図 5) から直流電圧 $\Delta E = E_p - E_n$ を受けて、電圧指令値 V_{B1^*} を生成する。たとえばバランス制御回路 7 2 は、直流電圧 ΔE を比例演算または比例積分演算することにより電圧指令値 V_{B1^*} を生成する。たとえば $\Delta E > 0$ の場合、バランス制御回路 7 2 は電圧指令値 V_{B1^*} を負の値に設定する。一方、 $\Delta E < 0$ の場合、バランス制御回路 7 2 は電圧指令値 V_{B1^*} を正の値に設定する。

[0071] 加算器 7 3 A は、電圧指令値 V^* , V_{B1^*} を加算して電圧指令値 V_{A^*} を生成する。減算器 7 3 B は、電圧指令値 V^* から電圧指令値 V_{B1^*} を減算して電圧指令値 V_{B^*} を生成する。電圧指令値 V_{A^*} , V_{B^*} は、半導体スイッチ 2 1 の上アームおよび下アームの電圧をそれぞれ制御するための指令値であり、電圧 E_p , E_n の差分 ΔE を 0 にするための電圧 E_p , E_n の指令値である。バランス制御回路 7 2、加算器 7 3 A、および減算器 7 3 B は、直流電

圧 ΔE および電圧指令値 V^* に基づいて、直流電圧 $\Delta E = E_p - E_n$ が0となるように電圧 E_p 、 E_n をそれぞれ制御するための電圧指令値 V_A^* 、 V_B^* を生成する指令値生成回路を構成する。

[0072] PWM回路75は、停電信号PCが活性化レベルの「H」レベルである場合（商用交流電源41の停電時）には、活性化され、電圧指令値 V_A^* 、 V_B^* に基づいて、半導体スイッチ21に含まれる4つのIGBT素子を駆動するための信号を出力する。直流電圧変換器6は、PWM回路75からの信号によって制御され、バッテリーB1の直流電力をインバータ4に供給する。

[0073] PWM回路75は、停電信号PCが非活性化レベルの「L」レベルである場合（商用交流電源41の健全時）には、非活性化され、直流電圧変換器6のPWM制御を行なわない。なお、商用交流電源41の健全時には、直流電圧変換器6は制御部55（図5）によって制御され、バッテリーB1に直流電力を蓄える。

[0074] 図8は、図3に示したコンバータ3の一相分の構成を示す等価回路図である。図8では、一相分のアームとしてR相アーム3Rがスイッチ98として示されている。スイッチ98は、コンバータ3の入力ノード3aに接続された共通端子と、それぞれ直流ラインL1、L2、L3に接続された3つの切換端子とを含む。このスイッチ98では、共通端子と、3つの切換端子のうちのいずれか1つの切換端子とが接続される。

[0075] この等価回路において、たとえばインバータ動作における交流出力は、3つの電位状態（p, c, n）のいずれかとなる。p, c, nは、それぞれ直流ラインL1、L2、L3の電圧である。直流ラインL1、L2、L3の電圧は、それぞれ正電圧、中性点電圧、および負電圧である。中性点電圧は、たとえば接地電圧（0V）である。

[0076] 図9は、図6に示した制御部53の動作を示すタイムチャートである。図9では、商用交流電源41の健全時における、コンバータ3（3レベルPWMコンバータ）の一相分（たとえばR相分）のPWM制御が示されている。なお、以下の説明では、各相アームに含まれる4つのIGBT素子の符号を

Q 1 ~ Q 4 と表わす。

[0077] 図 9 において、電圧指令信号 1 0 3 は、バランス制御回路 6 2 (図 6) により補正されていない状態の電圧指令信号 (V_{R0^*}) である。電圧指令信号 1 0 3 は、正弦波発生回路 8 4 (図 6) により、商用交流電源 4 1 の R 相電圧 V_R と同相の正弦波信号とされている。PWM 回路 6 5 において、電圧指令信号 1 0 3 と参照信号 1 0 1, 1 0 2 との高低が比較されることにより、R 相 (S 相、T 相も同様である) に含まれる 4 つの IGBT 素子のスイッチングパターンが決定される。この場合の相アームの IGBT 素子 Q 1 ~ Q 4 のスイッチングパターンはスイッチングパターン 1 1 1 ~ 1 1 4 となり、コンバータ 3 の出力電圧は相電圧 1 0 6 となる。

[0078] 参照信号 1 0 1, 1 0 2 の各々は、商用周波数よりも十分に高いスイッチング周波数の三角波信号である。参照信号 1 0 1 の位相および振幅は、参照信号 1 0 2 の位相および振幅と一致している。参照信号 1 0 1 は、0 V と正側ピーク電圧との間で変化する。参照信号 1 0 2 は、負側ピーク電圧と 0 V との間で変化する。電圧指令信号 1 0 3 の振幅は、参照信号 1 0 1, 1 0 2 の振幅の和よりも小さい。

[0079] 電圧指令信号 1 0 3 のレベルが参照信号 1 0 1 のレベルよりも高い場合には、IGBT 素子 Q 1, Q 2 がオンされ、IGBT Q 3, Q 4 がオフされる。電圧指令信号 1 0 3 のレベルが参照信号 1 0 1, 1 0 2 のレベルの間にある場合には、IGBT 素子 Q 2, Q 3 がオンされ、IGBT Q 1, Q 4 がオフされる。電圧指令信号 1 0 3 のレベルが参照信号 1 0 2 のレベルよりも低い場合には、IGBT 素子 Q 3, Q 4 がオンされ、IGBT Q 1, Q 2 がオフされる。

[0080] 電圧指令信号 1 0 4 は、 $E_p < E_n$ の場合にバランス制御回路 6 2 により補正された電圧指令信号 (V_{R^*}) であり、電圧指令信号 1 0 3 に調整信号 V_{c1} を加算したものである。PWM 回路 6 5 において、電圧指令信号 1 0 4 と参照信号 1 0 1, 1 0 2 との高低が比較されることにより、R 相 (S 相、T 相も同様である) に含まれる 4 つの IGBT 素子のスイッチングパターン

が決定される。この場合の相アームの IGBT 素子 Q1～Q4 のスイッチングパターンはスイッチングパターン 121～124 となり、コンバータ 3 の出力電圧は相電圧 107 となる。

[0081] 電圧指令信号 104 のレベルが参照信号 101 のレベルよりも高い場合には、IGBT 素子 Q1, Q2 がオンされ、IGBT Q3, Q4 がオフされる。電圧指令信号 104 のレベルが参照信号 101, 102 のレベルの間にある場合には、IGBT 素子 Q2, Q3 がオンされ、IGBT Q1, Q4 がオフされる。電圧指令信号 104 のレベルが参照信号 102 のレベルよりも低い場合には、IGBT 素子 Q3, Q4 がオンされ、IGBT Q1, Q2 がオフされる。

[0082] 図 9 から分かるように、 $E_p < E_n$ の場合（スイッチングパターン 121～124）には、 $E_p = E_n$ の場合（スイッチングパターン 111～114）に比べ、IGBT 素子 Q1, Q2 のオン時間（コンデンサ C1 の充電時間）が長くなるとともに、IGBT 素子 Q3, Q4 のオン時間（コンデンサ C2 の充電時間）が短くなる。したがって、 $\Delta E = E_p - E_n$ が減少する。

[0083] 電圧指令信号 105 は、 $E_p > E_n$ の場合にバランス制御回路 62 により補正された電圧指令信号（ V_R^* ）であり、調整信号 V_{c2} を電圧指令信号 103 に加算したものである。PWM 回路 65 において、電圧指令信号 105 と参照信号 101, 102 との高低が比較されることにより、R 相（S 相、T 相も同様である）に含まれる 4 つの IGBT 素子のスイッチングパターンが決定される。この場合の相アームの IGBT 素子 Q1～Q4 のスイッチングパターンはスイッチングパターン 131～134 となり、コンバータ 3 の出力電圧は相電圧 108 となる。

[0084] 電圧指令信号 105 のレベルが参照信号 101 のレベルよりも高い場合には、IGBT 素子 Q1, Q2 がオンされ、IGBT Q3, Q4 がオフされる。電圧指令信号 105 のレベルが参照信号 101, 102 のレベルの間にある場合には、IGBT 素子 Q2, Q3 がオンされ、IGBT Q1, Q4 がオフされる。電圧指令信号 105 のレベルが参照信号 102 のレベルよりも低

い場合には、IGBT素子Q3、Q4がオンされ、IGBTQ1、Q2がオフされる。

[0085] 図9から分かるように、 $E_p > E_n$ の場合（スイッチングパターン131～134）には、 $E_p = E_n$ の場合（スイッチングパターン111～114）に比べ、IGBT素子Q1、Q2のオン時間（コンデンサC1の充電時間）が短くなるとともに、IGBT素子Q3、Q4のオン時間（コンデンサC2の充電時間）が長くなる。したがって、 $\Delta E = E_p - E_n$ が減少する。

[0086] なお、電圧指令信号103は、電圧指令生成回路61（図6）からの電圧指令値（ V_{R0*} 、 V_{S0*} 、 V_{T0*} ）に対応し、調整信号 V_{c1} 、 V_{c2} の各々は、バランス制御回路62からの電圧指令値 V_{1*} に対応する。電圧指令値 V_{1*} は、 $E_p < E_n$ の場合に正であり、 $E_p > E_n$ の場合に負となる。

[0087] 図10は、図6に示した制御部53の動作を示す他のタイムチャートである。図10では、商用交流電源41の停電時において ΔE の絶対値がしきい値電圧 E_{TH} を超えた場合における、コンバータ3（3レベルPWMコンバータ）の一相分（たとえばR相分）のPWM制御が示されている。

[0088] 図10において、電圧指令信号103は、バランス制御回路62（図6）により補正されていない状態の電圧指令信号（ V_{R0*} ）である。電圧指令信号103は、正弦波発生回路84（図6）により、商用交流電源41のR相電圧 V_R と同相の正弦波信号とされている。PWM回路65において、電圧指令信号103と参照信号101、102との高低が比較されることにより、R相（S相、T相も同様である）に含まれる4つのIGBT素子のスイッチングパターンが決定される。この場合の相アームのIGBT素子Q1～Q4のスイッチングパターンはスイッチングパターン111～114となり、コンバータ3の出力電圧は相電圧106となる。

[0089] 電圧指令信号104Aは、 $E_p > E_n$ の場合にバランス制御回路62により補正された電圧指令信号（ V_{R*} ）であり、電圧指令信号103に調整信号 V_{c1} を加算したものである。PWM回路65において、電圧指令信号104Aと参照信号101、102との高低が比較されることにより、R相（S

相、T相も同様である）に含まれる4つのIGBT素子のスイッチングパターンが決定される。この場合の相アームのIGBT素子Q1～Q4のスイッチングパターンはスイッチングパターン121A～124Aとなり、コンバータ3の出力電圧は相電圧107Aとなる。

[0090] 電圧指令信号104Aのレベルが参照信号101のレベルよりも高い場合には、IGBT素子Q1、Q2がオンされ、IGBTQ3、Q4がオフされる。電圧指令信号104Aのレベルが参照信号101、102のレベルの間にある場合には、IGBT素子Q2、Q3がオンされ、IGBTQ1、Q4がオフされる。電圧指令信号104Aのレベルが参照信号102のレベルよりも低い場合には、IGBT素子Q3、Q4がオンされ、IGBTQ1、Q2がオフされる。

[0091] 図10から分かるように、 $E_p > E_n$ の場合（スイッチングパターン121A～124A）には、 $E_p = E_n$ の場合（スイッチングパターン111～114）に比べ、IGBT素子Q1、Q2のオン時間（コンデンサC1の放電時間）が長くなるとともに、IGBT素子Q3、Q4のオン時間（コンデンサC2の放電時間）が短くなる。したがって、 $\Delta E = E_p - E_n$ が減少する。

[0092] 電圧指令信号105Aは、 $E_p < E_n$ の場合にバランス制御回路62により補正された電圧指令信号（VR*）であり、調整信号Vc2を電圧指令信号103に加算したものである。PWM回路65において、電圧指令信号105Aと参照信号101、102との高低が比較されることにより、R相（S相、T相も同様である）に含まれる4つのIGBT素子のスイッチングパターンが決定される。この場合の相アームのIGBT素子Q1～Q4のスイッチングパターンはスイッチングパターン131A～134Aとなり、コンバータ3の出力電圧は相電圧108Aとなる。

[0093] 電圧指令信号105Aのレベルが参照信号101のレベルよりも高い場合には、IGBT素子Q1、Q2がオンされ、IGBTQ3、Q4がオフされる。電圧指令信号105Aのレベルが参照信号101、102のレベルの間

にある場合には、IGBT素子Q2, Q3がオンされ、IGBTQ1, Q4がオフされる。電圧指令信号105Aのレベルが参照信号102のレベルよりも低い場合には、IGBT素子Q3, Q4がオンされ、IGBTQ1, Q2がオフされる。

[0094] 図10から分かるように、 $E_p < E_n$ の場合（スイッチングパターン131A～134A）には、 $E_p = E_n$ の場合（スイッチングパターン111～114）に比べ、IGBT素子Q1, Q2のオン時間（コンデンサC1の放電時間）が短くなるとともに、IGBT素子Q3, Q4のオン時間（コンデンサC2の放電時間）が長くなる。したがって、 $\Delta E = E_p - E_n$ が減少する。

[0095] なお、電圧指令信号103は、電圧指令生成回路61（図6）からの電圧指令値（ V_{R0*} , V_{S0*} , V_{T0*} ）に対応し、調整信号 V_{c1} , V_{c2} の各々は、バランス制御回路62からの電圧指令値 V_{1*} に対応する。電圧指令値 V_{1*} は、 $E_p > E_n$ の場合に正であり、 $E_p < E_n$ の場合に負となる。

[0096] 図9および図10より、相アームのIGBT素子のスイッチングパターンは3つのモードから構成されていることがわかる。図11は、図3に示したコンバータ3の各相アームに含まれる4つのIGBT素子のスイッチングパターンを示す図である。図12（A）～（C）は、図11に示した各モードにおける各相アームの動作を示す回路図である。

[0097] 図12（A）に、モード1を示す。モード1では、IGBT素子Q1, Q2がオンし、正側の平滑コンデンサC1が充電（または放電）される。図12（B）にモード2を示す。モード2では、IGBT素子Q2, Q3がオンし、正側の平滑コンデンサC1および負側の平滑コンデンサC2の蓄電状態はあまり変わらない。図12（C）にモード3を示す。モード3では、IGBT素子Q3, Q4がオンし、負側の平滑コンデンサC2が充電（または放電）される。なお、図12（A）, （C）において矢印は充電時に流れる電流の方向を示している。放電時には、矢印と逆方向に電流が流れる。

[0098] 次に、商用交流電源41の健全時における、コンバータ3によるバランス

制御について説明する。図9において、 $E_p < E_n$ の場合には、平滑コンデンサC1、C2の電圧バランスをとるために、バランス制御回路62は調整信号Vc1を電圧指令信号103に加算して、電圧指令信号を電圧指令信号104になるよう調整する。

[0099] PWM回路65において、電圧指令信号104と参照信号101、102との高低が比較されることにより、IGBT素子Q1～Q4のスイッチングパターン121～124が得られる。電圧指令信号104が正である期間で、正側の平滑コンデンサC1は充電される。電圧指令信号104が負である期間で、負側の平滑コンデンサC2は充電される。

[0100] 補正なしのスイッチングパターン(111～114)と補正ありのスイッチングパターン(121～124)とを比べると、正側の平滑コンデンサC1の充電期間は負側の平滑コンデンサC2の充電期間より長くなるので、電圧 E_p を電圧 E_n より上昇させることができる。調整信号Vc1は $E_p = E_n$ になるよう出力されるので、平滑コンデンサC1、C2の電圧は一致してバランスする。

[0101] また、図9において $E_p > E_n$ の場合には、平滑コンデンサC1、C2の電圧バランスをとるために、バランス制御回路62は調整信号Vc2を電圧指令信号103に加算して、電圧指令信号を電圧指令信号105になるよう調整する。PWM回路65において、電圧指令信号105と参照信号101、102との高低が比較されることにより、IGBT素子Q1～Q4のスイッチングパターン131～134が得られる。

[0102] 電圧指令信号104が正の期間で、正側の平滑コンデンサC1は充電される。電圧指令信号104が負の期間で、負側の平滑コンデンサC2は充電される。補正なしのスイッチングパターン(111～114)と補正ありのスイッチングパターン(131～134)とを比べると、負側の平滑コンデンサC2の充電期間は正側の平滑コンデンサC1の充電期間より長くなるので、電圧 E_n を電圧 E_p より上昇させることができる。調整信号Vc2は、 $E_p = E_n$ になるよう出力されるので、平滑コンデンサC1、C2の電圧は一

致してバランスする。

[0103] 次に、商用交流電源41の停電時において ΔE の絶対値がしきい値電圧 E_{TH} を超えた場合における、コンバータ3によるバランス制御について説明する。図10において、 $E_p > E_n$ の場合には、平滑コンデンサ C_1 、 C_2 の電圧バランスをとるために、バランス制御回路62は調整信号 V_{c1} を電圧指令信号103に加算して、電圧指令信号を電圧指令信号104Aになるよう調整する。

[0104] PWM回路65において、電圧指令信号104Aと参照信号101、102との高低が比較されることにより、IGBT素子 $Q_1 \sim Q_4$ のスイッチングパターン121A～124Aが得られる。電圧指令信号104Aが正である期間で、正側の平滑コンデンサ C_1 は放電される。電圧指令信号104Aが負である期間で、負側の平滑コンデンサ C_2 は放電される。

[0105] 補正なしのスイッチングパターン（111～114）と補正ありのスイッチングパターン（121A～124A）とを比べると、正側の平滑コンデンサ C_1 の放電期間は負側の平滑コンデンサ C_2 の放電期間より長くなるので、電圧 E_p を電圧 E_n より下降させることができる。調整信号 V_{c1} は $E_p = E_n$ になるよう出力されるので、平滑コンデンサ C_1 、 C_2 の電圧は一致してバランスする。

[0106] また、図10において $E_p < E_n$ の場合には、平滑コンデンサ C_1 、 C_2 の電圧バランスをとるために、バランス制御回路62は調整信号 V_{c2} を電圧指令信号103に加算して、電圧指令信号を電圧指令信号105Aになるよう調整する。PWM回路65において、電圧指令信号105Aと参照信号101、102との高低が比較されることにより、IGBT素子 $Q_1 \sim Q_4$ のスイッチングパターン131A～134Aが得られる。

[0107] 電圧指令信号104Aが正の期間で、正側の平滑コンデンサ C_1 は放電される。電圧指令信号104Aが負の期間で、負側の平滑コンデンサ C_2 は充電される。補正なしのスイッチングパターン（111～114）と補正ありのスイッチングパターン（131A～134A）とを比べると、負側の平滑

コンデンサC 2の放電期間は正側の平滑コンデンサC 1の放電期間より長くなるので、電圧 E_n を電圧 E_p より下降させることができる。調整信号 V_c 2は、 $E_p = E_n$ になるよう出力されるので、平滑コンデンサC 1、C 2の電圧は一致してバランスする。

[0108] 図13～図15は、商用交流電源41の停電時において ΔE の絶対値がしきい値電圧 E_{TH} を超えた場合における、コンバータ3の一相分の動作を示す等価回路図である。図13～図15では、一相分のアームとしてR相アーム3Rが示され、R相アーム3Rはスイッチ98として示されている。図13～図15は、それぞれモード1～モード3（図11、図12）におけるコンバータ3の一相分の動作を示している。

[0109] 停電信号PCが活性化レベルの「H」レベルになり、かつ直流電圧 $\Delta E = E_p - E_n$ の絶対値がしきい値電圧 E_{TH} を超えた場合には、判定器64（図6）の出力信号DTが活性化レベルの「H」レベルになり、PWM回路65が活性化される。たとえば $E_p > E_n$ の場合、活性化されたPWM回路65では、電圧指令信号104Aと参照信号101、102との高低が比較されることにより、IGBT素子Q1～Q4のスイッチングパターン121A～124A（図10）が得られる。

[0110] 商用交流電源41の停電時には、スイッチ1Rがオフされ、商用交流電源41と交流入力フィルタ2のコンデンサ11Rおよびリアクトル12Rとが電氣的に切り離される。電圧指令信号103が正の期間では、モード1とモード2が交互に実行される。

[0111] モード1では、図13に示すように、スイッチ98（R相アーム3R）によって直流ラインL1と入力ノード3aとが接続され、コンデンサC1の正極から直流ラインL1、スイッチ98（R相アーム3R）、入力ノード3a、リアクトル12R、コンデンサ11R、および中性点ラインL4を介してコンデンサC1の負極に電流が流れる。コンデンサC1の容量値はコンデンサ11Rの容量値よりも十分に大きいので、コンデンサC1の端子間電圧 E_p が若干下降する。

- [0112] モード2では、図14に示すように、スイッチ98（R相アーム3R）によって直流ラインL2と入力ノード3aとが接続され、コンデンサ11Rの一方電極からリアクトル12R、入力ノード3a、スイッチ98（R相アーム3R）、直流ラインL2、および中性点ラインL4を介してコンデンサ11Rの他方電極に電流が流れ、コンデンサ11Rの端子間電圧が0Vにリセットされる。したがって、電圧指令信号104Aが正の期間では、モード1とモード2が交互に行われてコンデンサC1が放電され、コンデンサC1の端子間電圧 E_p が徐々に下降する。
- [0113] また、電圧指令信号104Aが負の期間では、モード3とモード2が交互に実行される。モード3では、図15に示すように、スイッチ98（R相アーム3R）によって直流ラインL3と入力ノード3aとが接続され、コンデンサC2の正極から中性点ラインL4、コンデンサ11R、リアクトル12R、入力ノード3a、スイッチ（R相アーム3R）、および直流ラインL3を介してコンデンサC2の負極に電流が流れる。コンデンサC2の容量値はコンデンサ11Rの容量値よりも十分に大きいので、コンデンサC2の端子間電圧 E_n が若干下降する。
- [0114] モード2では、図14で示したように、スイッチ98（R相アーム3R）によって直流ラインL2と入力ノード3aとが接続され、コンデンサ11Rの端子間電圧が0Vにリセットされる。したがって、電圧指令信号104Aが負の期間では、モード3とモード2が交互に行われてコンデンサC2が放電され、コンデンサC2の端子間電圧 E_n が徐々に下降する。
- [0115] 図10のスイッチングパターン121A～124Aで示したように、 $E_p > E_n$ の場合には、モード1が実行される時間（コンデンサC1の放電時間）はモード3が実行される時間（コンデンサC2の放電時間）よりも長いので、 E_p が E_n よりも速く下降する。
- [0116] また、図10のスイッチングパターン131A～134Aで示したように、 $E_p < E_n$ の場合には、モード3が実行される時間（コンデンサC2の放電時間）はモード1が実行される時間（コンデンサC1の放電時間）よりも

長いので、 E_n が E_p よりも速く下降する。

[0117] この結果、 $\Delta E = E_p - E_n$ の絶対値が減少する。 $\Delta E = E_p - E_n$ の絶対値がしきい値電圧 E_{TH} よりも低下した場合には、判定器64（図6）の出力信号DTが非活性化レベルの「L」レベルになり、PWM回路65が非活性化され、コンバータ3の運転が停止される。

[0118] 図16は、図7に示した制御部54の動作を示すタイムチャートである。図16において、電圧指令信号154は、バランス制御回路72（図7）により補正されていない状態の電圧指令信号（ V^* ）である。

[0119] $E_p < E_n$ の場合には、調整信号 V_{c1} が示す電圧指令値（ V_{B1}^* ）は正となる。この場合、バランス制御回路72は、調整信号 V_{c1} を電圧指令信号154に加算することにより、IGBT素子Q1D、Q3Dの電圧指令信号（ V_{A}^* ）を電圧指令信号153に変更する。また、バランス制御回路72は、調整信号 V_{c1} を電圧指令信号154から減算することにより、IGBT素子Q2D、Q4Dの電圧指令信号（ V_{B}^* ）を、補正された電圧指令信号155に変更する。

[0120] 図16より、半導体スイッチ21（図4）に含まれる4つのIGBT素子Q1D～Q4Dのスイッチングパターンは3つのモードから構成されていることがわかる。図17は、図4に示したIGBT素子Q1D～Q4Dのスイッチングパターンを示す図である。図18（A）～（C）は、図17に示した3つのモードにおける直流電圧変換器6の動作を示す回路図である。

[0121] 図18（A）にモード1を示す。モード1では、IGBT素子Q1D、Q3Dがオンし、正側の平滑コンデンサC1が充電される。図18（B）にモード2を示す。モード2では、IGBT素子Q1D～Q4Dがオフし、正側の平滑コンデンサC1および負側の平滑コンデンサC2の蓄電状態はあまり変わらない。図18（C）にモード3を示す。モード3では、IGBT素子Q2D、Q4Dがオンし、負側の平滑コンデンサC2が充電される。

[0122] 図16に戻って、PWM回路75（図7）において、電圧指令信号154と参照信号151との高低が比較されることにより、IGBT素子Q1、Q

3のスイッチングパターン161, 163が得られる。また、PWM回路75において、電圧指令信号154と参照信号152との高低が比較されることにより、IGBT素子Q2, Q4のスイッチングパターン162, 164が得られる。

[0123] 参照信号151, 152は、ともに三角波信号である。参照信号151の周波数および振幅は、参照信号152の周波数および振幅と同じである。参照信号151の位相は、参照信号152の位相と180度ずれている。

[0124] 参照信号151のレベルが電圧指令信号154のレベルよりも低い期間 t_1 には、IGBT素子Q1, Q3がオンされる（モード1）。参照信号151, 152のレベルが電圧指令信号154のレベルよりも高い期間には、IGBT素子Q1～Q4がオフされる（モード2）。参照信号152のレベルが電圧指令信号154のレベルよりも低い期間 t_2 には、IGBT素子Q2, Q4がオンされる（モード3）。

[0125] すなわち、参照信号151の各周期のうち期間 t_1 では、IGBT素子Q1D～Q4Dはモード1で運転されて、正側の平滑コンデンサC1が充電される。また、参照信号152の各周期のうち期間 t_2 では、IGBT素子Q1D～Q4Dはモード3で運転されて、負側の平滑コンデンサC2が充電される。

[0126] $E_p < E_n$ の場合には、電圧指令信号153と参照信号151との高低が比較されることにより、IGBT素子Q1D, Q3Dのスイッチングパターン171, 173が得られる。また、電圧指令信号155と参照信号152との高低が比較されることにより、IGBT素子Q2D, Q4Dのスイッチングパターン172, 174が得られる。この場合、図12に示すように、参照信号151の各周期Tのうち期間 t_{11} では、IGBT素子Q1D～Q4Dはモード1で運転されて正側の平滑コンデンサC1が充電される。また、参照信号152の各周期Tのうち期間 t_{12} では、IGBT素子Q1D～Q4Dはモード3で運転されて負側の平滑コンデンサC2が充電される。

[0127] 補正なしのスイッチングパターン（161～164）と補正ありのスイッ

チングパターン（１７１～１７４）とを比べると、正側の平滑コンデンサＣ１の充電期間（ t_{11} ）は負側の平滑コンデンサＣ２の充電期間（ t_{12} ）よりも長くなるので、電圧 E_p を電圧 E_n より上昇させることができる。調整信号 V_{c1} は、 $E_p = E_n$ になるよう出力されるので、平滑コンデンサＣ１、Ｃ２の電圧は一致しバランスする。

[0128] 図１９は、図７に示した制御部５４の動作を示す他のタイムチャートである。図１９において、電圧指令信号１５４は、バランス制御回路７２（図７）により補正されていない状態の電圧指令信号（ V^* ）である。

[0129] $E_p > E_n$ の場合には、調整信号 V_{c1} が示す電圧指令値（ V_{B1}^* ）は負となる。この場合、バランス制御回路７２は、調整信号 V_{c1} を電圧指令信号１５４に加算することにより、ＩＧＢＴ素子Ｑ１Ｄ、Ｑ３Ｄの電圧指令信号（ V_{A}^* ）を電圧指令信号１５５に変更する。また、バランス制御回路７２は、調整信号 V_{c1} を電圧指令信号１５４から減算することにより、ＩＧＢＴ素子Ｑ２Ｄ、Ｑ４Ｄの電圧指令信号（ V_{B}^* ）を、補正された電圧指令信号１５３に変更する。

[0130] この場合、ＰＷＭ回路７５において電圧指令信号１５５と参照信号１５１との高低が比較されることにより、ＩＧＢＴ素子Ｑ１Ｄ、Ｑ３Ｄのスイッチングパターンとして図１５に示すスイッチングパターン１８１、１８３が得られる。また、ＰＷＭ回路７５において、電圧指令信号１５３と参照信号１５２との高低が比較されることにより、ＩＧＢＴ素子Ｑ２Ｄ、Ｑ４Ｄのスイッチングパターンとして図１９に示すスイッチングパターン１８２、１８４が得られる。

[0131] $E_p > E_n$ の場合、図１９に示すように、参照信号１５１の各周期のうち期間 t_{11} では、ＩＧＢＴ素子Ｑ１Ｄ～Ｑ４Ｄはモード１で運転されて正側の平滑コンデンサＣ１が充電される。また、参照信号１５２の各周期のうち期間 t_{12} では、ＩＧＢＴ素子Ｑ１Ｄ～Ｑ４Ｄはモード３で運転されて負側の平滑コンデンサＣ２が充電される。

[0132] 補正なしのスイッチングパターン（１６１～１６４）と補正ありのスイッ

チングパターン（１８１～１８４）とを比べると、正側の平滑コンデンサ C_1 の充電期間（ t_{11} ）は負側の平滑コンデンサ C_2 の充電期間（ t_{12} ）よりも短くなるので、電圧 E_n を電圧 E_p より上昇させることができる。調整信号 V_{c1} は、 $E_p = E_n$ になるよう出力されるので、平滑コンデンサ C_1 、 C_2 の電圧は一致してバランスする。

[0133] 次に、図１～図１９で示した無停電電源装置 U_1 の動作について説明する。商用交流電源４１の健全時には、スイッチ１がオンされ、商用交流電源４１からの三相交流電力がスイッチ１および交流入力フィルタ２を介してコンバータ３に供給され、コンバータ３によって直流電力に変換される。その直流電力は、直流電圧変換器６によってバッテリーＢ１に蓄えられるとともに、インバータ４によって三相交流電力に変換される。インバータ４によって生成された三相交流電力は、交流出力フィルタ５を介して負荷４２に供給され、負荷４２を駆動させる。

[0134] このとき、コンデンサ C_1 、 C_2 の端子間電圧 E_p 、 E_n の和の電圧 $V_{DC} = E_p + E_n$ が参照直流電圧 V_{DCr} となり、かつコンデンサ C_1 、 C_2 の端子間電圧 E_p 、 E_n の差の電圧 $\Delta E = E_p - E_n$ が０になるように、制御部５３（図６）によってコンバータ３が制御される。

[0135] また、商用交流電源４１の停電時には、基本的には、スイッチ１がオフされ、コンバータ３の運転が停止され、バッテリーＢ１の直流電力が直流電圧変換器６を介してインバータ４に供給され、インバータ４によって商用周波数の三相交流電力に変換される。インバータ４によって生成された三相交流電力は、交流出力フィルタ５を介して負荷４２に供給され、負荷４２を駆動させる。

[0136] このとき、コンデンサ C_1 、 C_2 の端子間電圧 E_p 、 E_n の和の電圧 $V_{DC} = E_p + E_n$ が参照直流電圧 V_{DCr} となり、かつコンデンサ C_1 、 C_2 の端子間電圧 E_p 、 E_n の差の電圧 $\Delta E = E_p - E_n$ が０になるように、制御部５４（図７）によって直流電圧変換器６が制御される。

[0137] ただし、図２に示したように、負荷４２が三相４線式の変圧器４３および

負荷本体部 4 6 を含む場合には、変圧器 4 3 に三相励磁電流が流れ、無停電電源装置 U 1 の三相出力電流の各々は正負非対称波形となる。交流電源、無停電電源装置、三相変圧器、および負荷本体部がともに三相 3 線式である場合には、三相変圧器に流れる三相交流電流の和は 0 となるので、コンデンサ C 1, C 2 の端子間電圧 E_p , E_n がアンバランスになる可能性は小さい。

[0138] しかし、本実施の形態 1 では、商用交流電源 4 1、無停電電源装置 U 1、変圧器 4 3、および負荷本体部 4 6 が三相 4 線式であり、中性点ライン L 4 に電流が流れるので、変圧器 4 3 に流れる三相交流電流の和が 0 とならず、コンデンサ C 1, C 2 の端子間電圧 E_p , E_n がアンバランスになるおそれがある。特に、負荷電流が小さい場合であって商用交流電源 4 1 の停電時には、直流電圧変換器 6 の出力電流が小さくなり、コンデンサ C 1, C 2 の端子間電圧 E_p , E_n のアンバランスを解消することができなくなるおそれがある。

[0139] そこで、本実施の形態 1 では、商用交流電源 4 1 の停電時において、コンデンサ C 1, C 2 の端子間電圧 E_p , E_n の差の電圧 $\Delta E = E_p - E_n$ が所定のしきい値電圧 E_{TH} を超えた場合には、コンバータ 3 を起動させる。コンバータ 3 は、コンデンサ C 1, C 2 の電荷を交流入力フィルタ 2 側に放電させ、コンデンサ C 1, C 2 の端子間電圧 E_p , E_n の差の電圧 $\Delta E = E_p - E_n$ を低減させる。 $\Delta E = E_p - E_n$ が所定のしきい値電圧 E_{TH} よりも低下した場合には、コンバータ 3 の運転を停止させる。

[0140] 以上のように、この実施の形態 1 では、商用交流電源 4 1 の停電時には、スイッチ 1 をオフさせて商用交流電源 4 1 と交流入力フィルタ 2 とを電氣的に切り離し、コンデンサ C 1, C 2 の端子間電圧 E_p , E_n の差である直流電圧 $\Delta E = E_p - E_n$ がなくなるように直流電圧変換器 6 を制御するとともに、 ΔE がしきい値電圧 E_{TH} を超えた場合には、コンバータ 3 を制御して ΔE を低減させる。したがって、負荷 4 2 が三相 4 線式の変圧器 4 3 および負荷本体部 4 6 を含み、負荷電流が小さい場合でも、停電時におけるコンデンサ C 1, C 2 の端子間電圧 E_p , E_n のアンバランスを解消することがで

きる。

[0141] [実施の形態 2]

図 20 は、この発明の実施の形態 2 による無停電電源装置 U 2 の全体構成を示す回路ブロック図であって、図 1 と対比される図である。図 20 を参照して、この無停電電源装置 U 2 が無停電電源装置 U 1 と異なる点は、電圧検出器 31 がスイッチ 1 R, 1 S, 1 T の一方端子（商用交流電源 41 側の端子）に現れる交流電圧 V R, V S, V T の瞬時値を検出する点と、制御装置 10 が制御装置 10 A で置換されている点である。

[0142] 商用交流電源 41 の健全時には、スイッチ 1 がオンされ、無停電電源装置 U 2 の動作と無停電電源装置 U 1 の動作は同じである。また、無停電電源装置 U 2 では、電圧検出器 31 がスイッチ 1 R, 1 S, 1 T の一方端子（商用交流電源 41 側の端子）に現れる交流電圧 V R, V S, V T の瞬時値を検出するので、商用交流電源 41 が停電状態から健全状態に復旧したことを容易かつ迅速に検知することができる。

[0143] なお、無停電電源装置 U 1 では、電圧検出器 31 がスイッチ 1 R, 1 S, 1 T の他方端子（交流入力フィルタ 2 側の端子）に現れる交流電圧 V R, V S, V T の瞬時値を検出するので、商用交流電源 41 が停電状態から健全状態に復旧したことを検知する手段を別途設ける必要がある。

[0144] しかし、無停電電源装置 U 2 では、電圧検出器 31 がスイッチ 1 R, 1 S, 1 T の一方端子に現れる交流電圧 V R, V S, V T の瞬時値を検出するので、商用交流電源 41 の停電時には電圧検出器 31 の検出値が不正確で不安定な値になり、制御部 53（図 5）が誤動作を起こすおそれがある。この対策として、制御装置 10 を制御装置 10 A で置換している。

[0145] 図 21 は、制御装置 10 A の要部を示す回路ブロック図であって、図 5 と対比される図である。図 21 を参照して、制御装置 10 A は制御装置 10 に切換回路 201 を追加したものである。切換回路 201 は、停電信号 P C が非活性化レベルの「L」レベルである場合（商用交流電源 41 の健全時）には、電圧検出器 31 によって検出された交流電圧 V R, V S, V T を示す信

号を制御部 53 に与える。

[0146] また切換回路 201 は、停電信号 PC が活性化レベルの「H」レベルである場合（商用交流電源 41 の停電時）には、電圧検出器 31 によって検出された交流電圧 VR, VS, VT を示す信号の代わりに、0V を示す信号を制御部 53 に与える。したがって、商用交流電源 41 の停電時でも、電圧検出器 31 の検出値が一定値になるので、制御部 53 の誤動作を防止することができる。

[0147] 図 22 は、実施の形態 2 の変更例を示す回路ブロック図であって、図 21 と対比される図である。図 22 を参照して、この変更例では、制御装置 10A の代わりに制御装置 10B が設けられる。制御装置 10B は、制御装置 10A に電圧推測部 202 を追加したものである。電圧推測部 202 は、電流検出器 32 によって検出される三相交流電流 IR, IS, IT を示す信号に基づいて、スイッチ 1R, 1S, 1T の他方端子（交流入力フィルタ 2 側の端子）に現れる三相交流電圧の瞬時値を推測し、その推測値を示す信号を出力する。たとえば、電圧推測部 202 は、電流検出器 32 によって検出される三相交流電流 IR, IS, IT を積算して三相交流電圧を推測する。

[0148] 切換回路 201 は、停電信号 PC が非活性化レベルの「L」レベルである場合（商用交流電源 41 の健全時）には、電圧検出器 31 によって検出された交流電圧 VR, VS, VT を示す信号を制御部 53 に与える。また切換回路 201 は、停電信号 PC が活性化レベルの「H」レベルである場合（商用交流電源 41 の停電時）には、電圧推測部 202 からの三相交流電圧を示す信号を制御部 53 に与える。したがって、この変更例でも、商用交流電源 41 の停電時に制御部 53 の誤動作が発生することを防止することができる。

[0149] [実施の形態 3]

図 23 は、この発明の実施の形態 3 による無停電電源装置の要部を示す回路図であって、図 3 と対比される図である。図 23 を参照して、実施の形態 3 が実施の形態 1 と異なる点は、アーム 3R, 3S, 3T, 4U, 4V, 4W の各々が 3 レベル回路 205 で構成されている点である。3 レベル回路 2

05は、IGBT素子Q11～Q14およびダイオードD11～D14を含む。

[0150] IGBT素子Q11のコレクタは直流ラインL1に接続され、そのエミッタはノードN1に接続される。IGBT素子Q12, Q13のコレクタは互いに接続され、それらのエミッタはそれぞれノードN1および直流ラインL2に接続される。IGBT素子Q14のコレクタはノードN1に接続され、そのエミッタは直流ラインL3に接続される。ダイオードD11～D14は、それぞれIGBT素子Q11～Q14に逆並列に接続される。

[0151] 3レベル回路205がコンバータ3のR相アーム3Rを構成している場合には、ノードN1はコンバータ3の入力ノード3aに対応する。3レベル回路205がコンバータ3のS相アーム3Sを構成している場合には、ノードN1はコンバータ3の入力ノード3bに対応する。3レベル回路205がコンバータ3のT相アーム3Tを構成している場合には、ノードN1はコンバータ3の入力ノード3cに対応する。

[0152] 3レベル回路205がインバータ4のU相アーム3Uを構成している場合には、ノードN1はインバータ4の出力ノード4aに対応する。3レベル回路205がインバータ4のV相アーム3Vを構成している場合には、ノードN1はインバータ4の出力ノード4bに対応する。3レベル回路205がインバータ4のW相アーム3Wを構成している場合には、ノードN1はインバータ4の出力ノード4cに対応する。

[0153] 図9および図10で示したように、相アームのIGBT素子のスイッチングパターンは3つのモードから構成されていることがわかる。図24は、図23に示した4つのIGBT素子Q11～Q14のスイッチングパターンを示す図であって、図11と対比される図である。図25(A)～(C)は、図24に示した各モードにおける各相アームの動作を示す回路図である。

[0154] 図25(A)に、モード1を示す。モード1では、IGBT素子Q11, Q12がオンし、正側の平滑コンデンサC1が充電（または放電）される。図25(B)にモード2を示す。モード2では、IGBT素子Q12, Q1

3がオンし、正側の平滑コンデンサC1および負側の平滑コンデンサC2の蓄電状態はあまり変わらない。図25(C)にモード3を示す。モード3では、IGBT素子Q13, Q14がオンし、負側の平滑コンデンサC2が充電(または放電)される。なお、図25(A), (C)において矢印は充電時に流れる電流の方向を示している。放電時には、矢印と逆方向に電流が流れる。したがって、3レベル回路205はスイッチ98(図8)と等価である。

[0155] 他の構成および動作は、実施の形態1と同じであるので、その説明は繰り返さない。この実施の形態3でも、実施の形態1と同じ効果が得られる。

[0156] 今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明は上記した説明ではなくて請求の範囲によって示され、請求の範囲と均等の意味および範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

符号の説明

[0157] U1, U2 無停電電源装置、1, 98 スイッチ、2 入力フィルタ、3 コンバータ、3R R相アーム、3S S相アーム、3T T相アーム、4 インバータ、4U U相アーム、4V V相アーム、4W W相アーム、5 出力フィルタ、6 直流電圧変換器、B1 蓄電池、10, 10A, 10B 制御装置、11, 11R, 11S, 11T, C1, C2, 19, 19U, 19V, 19W コンデンサ、12, 12R, 12S, 12T, 18, 18U, 18V, 18W, 22, 22N, 22P リアクトル、L1~L3 直流ライン、L4 中性点ライン、21 半導体スイッチ、31, 34, 35, 36 電圧検出器、32, 32R, 32S, 32T, 37 電流検出器、33 停電検出器、41 商用交流電源、42 負荷、43 変圧器、44U, 44V, 44W 一次巻線、45U, 45V, 45W 二次巻線、46 負荷本体部、Q1R~Q4R, Q1S~Q4S, Q1T~Q4T, Q1U~Q4U, Q1V~Q4V, Q1W~Q4W, Q1D~Q4D, Q11~Q14 IGBT素子、D1R~D6R, D1S~D6S, D1T~

D 6 T, D 1 U ~ D 6 U, D 1 V ~ D 6 V, D 1 W ~ D 6 W, D 1 D ~ D 4 D, D 1 1 ~ D 1 4 ダイオード、5 1, 6 3 A ~ 6 3 C, 7 3 A, 8 8 A ~ 8 8 C 加算器、5 2, 8 2, 8 6 A ~ 8 6 C, 7 3 B, 9 2, 9 4 減算器、5 3 ~ 5 5 制御部、6 1, 7 1 電圧指令生成回路、6 2, 7 2 バランス制御回路、6 4 判定器、6 5, 7 5 PWM回路、8 1, 9 1 参照電圧生成回路、8 3 直流電圧制御回路、8 4 正弦波発生回路、8 5 A ~ 8 5 C 乗算器、8 7, 9 5 電流制御回路、9 3 電圧制御回路、2 0 1 切換回路、2 0 2 電圧推測部。

請求の範囲

[請求項1]

第1～第3の直流ラインと、

前記第1および第2の直流ライン間に接続された第1のコンデンサと、

前記第2および第3の直流ライン間に接続された第2のコンデンサと、

三相4線式の交流電源の中性点端子、前記第2の直流ライン、および三相4線式の負荷の中性点端子に接続される中性点ラインと、

前記交流電源の各相に対応して設けられ、一方端子が前記交流電源から供給される対応する相の交流電圧を受け、前記交流電源の健全時にはオンされ、前記交流電源の停電時にはオフされるスイッチと、

前記スイッチの他方端子と前記中性点ラインとの間に接続された第3のコンデンサ、および一方端子が前記スイッチの他方端子に接続されたリアクトルを含む交流入力フィルタと、

前記リアクトルの他方端子と前記第1～第3の直流ラインとの間に接続され、交流電圧と第1～第3の直流電圧とを相互に変換可能に構成された第1のマルチレベル回路を含み、前記交流電源の健全時に、前記交流電源からの交流電力を直流電力に変換して前記第1～第3の直流ラインに供給するコンバータと、

直流電力供給源と前記第1～第3の直流ラインとの間に接続され、前記直流電力供給源から供給される第4の直流電圧と前記第1～第3の直流電圧とを相互に変換可能に構成された第2のマルチレベル回路を含み、前記交流電源の停電時に、前記直流電力供給源からの直流電力を前記第1～第3の直流ラインに供給する直流電圧変換器と、

前記第1～第3の直流ラインと前記負荷との間に設けられ、前記第1～第3の直流電圧と交流電圧とを相互に変換可能に構成された第3のマルチレベル回路を含み、前記コンバータおよび前記直流電圧変換器から供給される直流電力を交流電力に変換して前記負荷に供給する

インバータと、

それぞれ前記第 1 および第 2 のコンデンサの端子間電圧を検出する第 1 および第 2 の電圧検出器と、

前記第 1 および第 2 の電圧検出器の検出結果に基づき、前記第 1 および第 2 のコンデンサの端子間電圧の和である第 1 の電圧と前記第 1 および第 2 のコンデンサの端子間電圧の差である第 2 の電圧とを求める演算器と、

前記交流電源の健全時には、前記第 1 の電圧が第 1 の参照電圧になり、かつ前記第 2 の電圧がなくなるように前記コンバータを制御し、前記交流電源の停電時には、前記第 2 の電圧の絶対値が予め定められたしきい値電圧よりも小さい場合は前記コンバータを停止させ、前記第 2 の電圧の絶対値が前記予め定められたしきい値電圧よりも大きい場合は前記コンバータを制御して前記第 2 の電圧を低減させる第 1 の制御部と、

前記交流電源の停電時に、前記第 1 の電圧が前記第 1 の参照電圧になり、かつ前記第 2 の電圧がなくなるように前記直流電圧変換器を制御する第 2 の制御部とを備える、無停電電源装置。

[請求項2]

前記第 1 の制御部は、

前記交流電源の健全時には、前記第 1 および第 2 のコンデンサの充電時間が変化するように前記コンバータを制御し、

前記交流電源の停電時において、前記第 2 の電圧の絶対値が前記予め定められたしきい値電圧よりも大きい場合には、前記第 1 および第 2 のコンデンサの放電時間が変化するように前記コンバータを制御する、請求項 1 に記載の無停電電源装置。

[請求項3]

さらに、前記交流電源から供給される交流電圧の瞬時値を検出する第 3 の電圧検出器と、

前記第 3 の電圧検出器の検出値に基づいて前記交流電源の停電が発生したか否かを判別し、前記交流電源の停電が発生した場合に停電信

号を出力する停電検出器とを備え、

前記第 1 の制御部は、前記停電検出器から前記停電信号が出力され、かつ、前記第 2 の電圧の絶対値が前記予め定められたしきい値電圧よりも大きい場合に、前記コンバータを制御して前記第 2 の電圧を低減させる、請求項 1 に記載の無停電電源装置。

[請求項 4]

さらに、前記コンバータに流入する交流電流の瞬時値を検出する電流検出器を備え、

前記第 1 の制御部は、

前記第 1 の参照電圧と前記第 1 の電圧との偏差に応じたレベルを有し、正弦波状に変化する電流指令値を生成する電圧制御回路と、

前記電流指令値と前記電流検出器の検出値との偏差に応じたレベルの第 1 の電圧指令値を生成する電流制御回路と、

前記第 1 の電圧指令値に前記第 3 の電圧検出器の検出値を加算して第 2 の電圧指令値を生成する第 1 の加算器と、

前記第 2 の電圧に応じたレベルの第 3 の電圧指令値を生成するバランス制御回路と、

前記第 2 の電圧指令値に前記第 3 の電圧指令値を加算して第 4 の電圧指令値を生成する第 2 の加算器と、

前記停電検出器から前記停電信号が出力されていない場合と、前記停電検出器から前記停電信号が出力され、かつ、前記第 2 の電圧の絶対値が前記予め定められたしきい値電圧よりも大きい場合とに活性化され、前記第 4 の電圧指令値に基づいて、前記コンバータを制御する制御信号を生成する制御信号発生回路とを含む、請求項 3 に記載の無停電電源装置。

[請求項 5]

前記バランス制御回路は、

前記停電検出器から前記停電信号が出力されていない場合には、前記第 1 および第 2 のコンデンサの充電時間が変化するように前記第 3 の電圧指令値を生成し、

前記停電検出器から前記停電信号が出力され、かつ前記第2の電圧の絶対値が前記予め定められたしきい値電圧よりも大きい場合には、前記第1および第2のコンデンサの放電時間が変化するように前記第3の電圧指令値を生成する、請求項4に記載の無停電電源装置。

[請求項6] 前記第3の電圧検出器は、前記スイッチの他方端子に現れる交流電圧の瞬時値を検出する、請求項4に記載の無停電電源装置。

[請求項7] 前記第3の電圧検出器は、前記スイッチの一方端子に現れる交流電圧の瞬時値を検出し、

さらに、前記第3の電圧検出器と前記第1の加算器との間に設けられ、前記停電検出器から前記停電信号が出力されていない場合には、前記第3の電圧検出器の検出値を前記第1の加算器に与え、前記停電検出器から前記停電信号が出力されている場合には、前記第3の電圧検出器の検出値の代わりに0Vを示す信号を前記第1の加算器に与える切換回路を備える、請求項4に記載の無停電電源装置。

[請求項8] 前記第3の電圧検出器は、前記スイッチの一方端子に現れる交流電圧の瞬時値を検出し、

さらに、前記電流検出器の検出値に基づいて、前記スイッチの他方端子に現れる交流電圧の瞬時値を推測する電圧推測部と、

前記停電検出器から前記停電信号が出力されていない場合には、前記第3の電圧検出器の出力信号を前記第1の加算器に与え、前記停電検出器から前記停電信号が出力されている場合には、前記第3の電圧検出器の検出値の代わりに前記電圧推測部によって推測された交流電圧の瞬時値を前記第1の加算器に与える切換回路を備える、請求項4に記載の無停電電源装置。

[請求項9] 前記直流電力供給源は、直流電力を貯蔵する電力貯蔵装置であり、
前記第2のマルチレベル回路は、前記電力貯蔵装置から供給される前記第4の直流電圧と前記第1～第3の直流電圧とを相互に変換可能に構成されており、

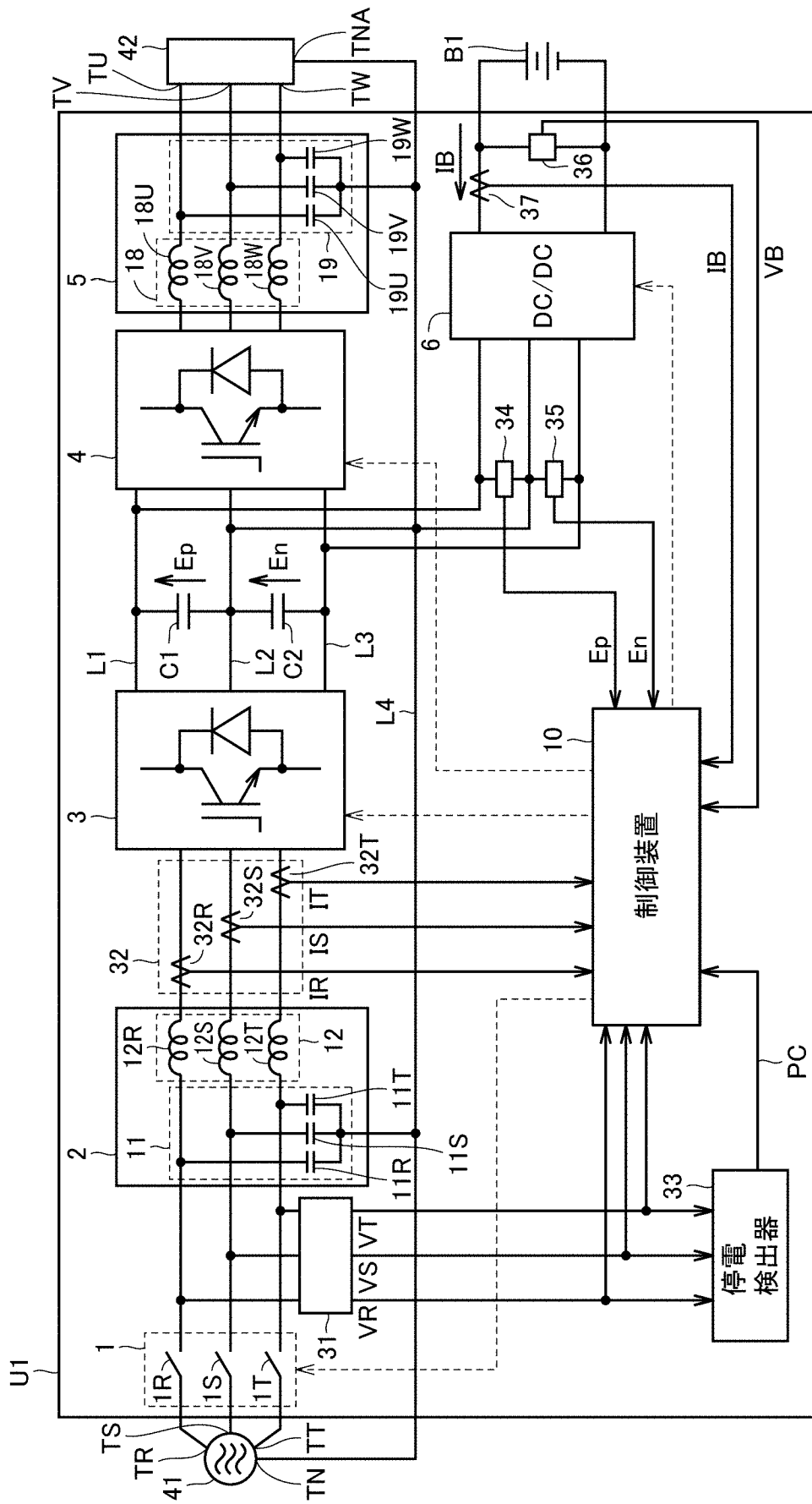
前記直流電圧変換器は、前記交流電源の健全時には、前記コンバータによって生成された直流電力を前記電力貯蔵装置に蓄え、前記交流電源の停電時には、前記電力貯蔵装置の直流電力を前記第 1 ～ 第 3 の直流ラインに供給し、

さらに、前記電力貯蔵装置の端子間電圧を検出する第 3 の電圧検出器と、

前記交流電源の健全時に、前記第 3 の電圧検出器の検出値が第 2 の参照電圧になるように前記直流電圧変換器を制御する第 3 の制御部とを備える、請求項 1 に記載の無停電電源装置。

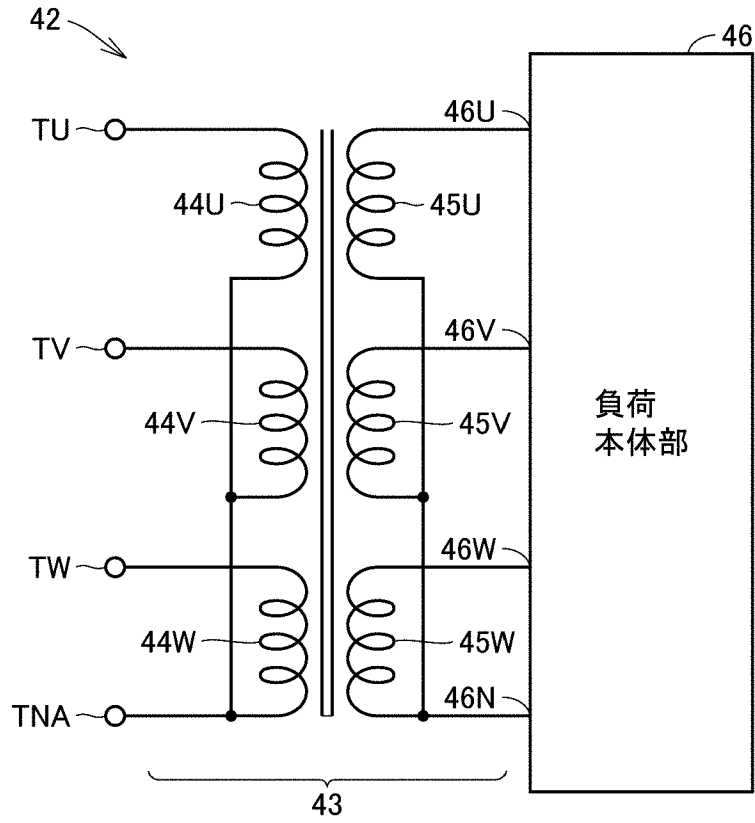
[図1]

FIG.1



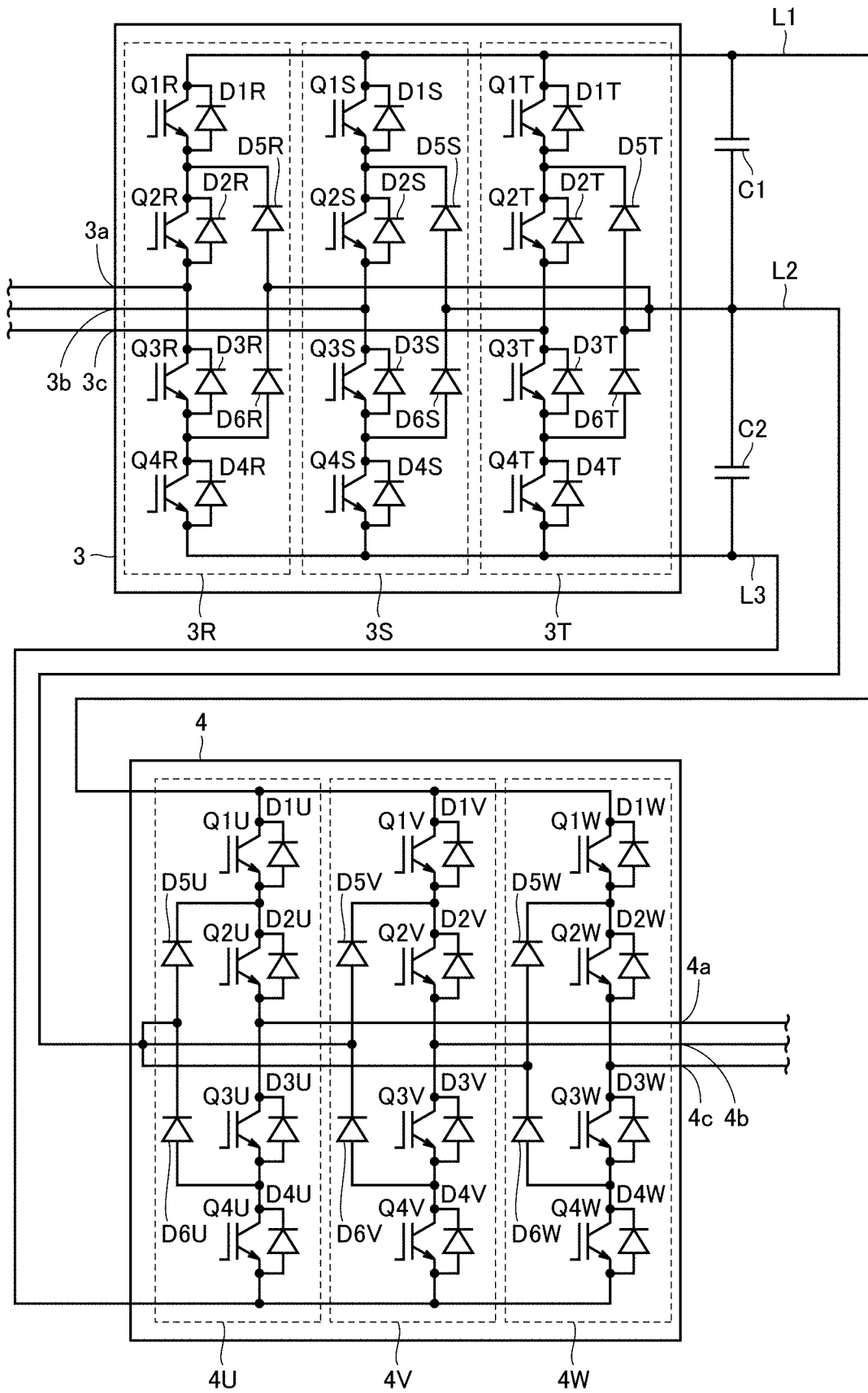
[図2]

FIG.2



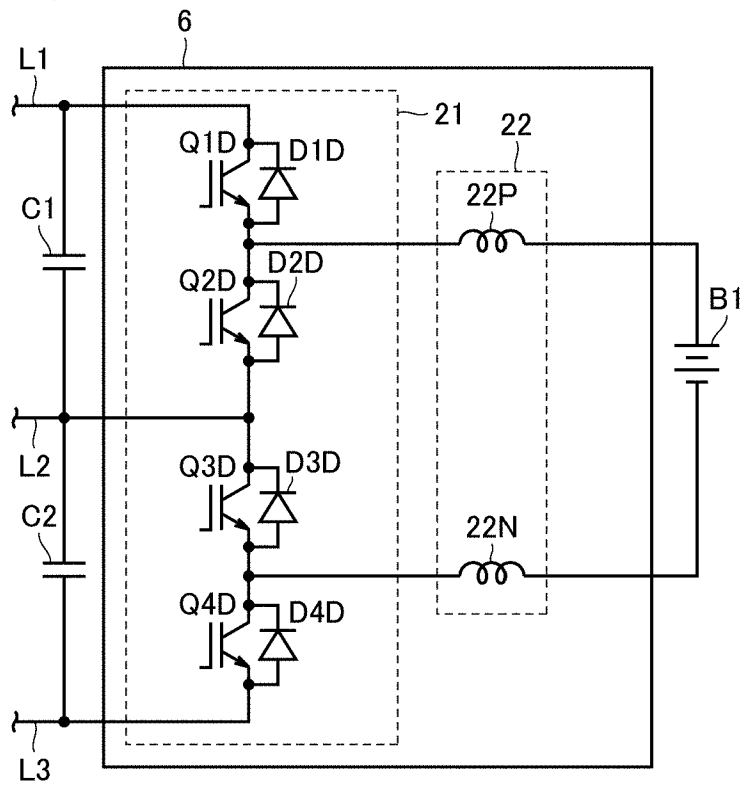
[図3]

FIG.3



[図4]

FIG.4



[図5]

FIG.5

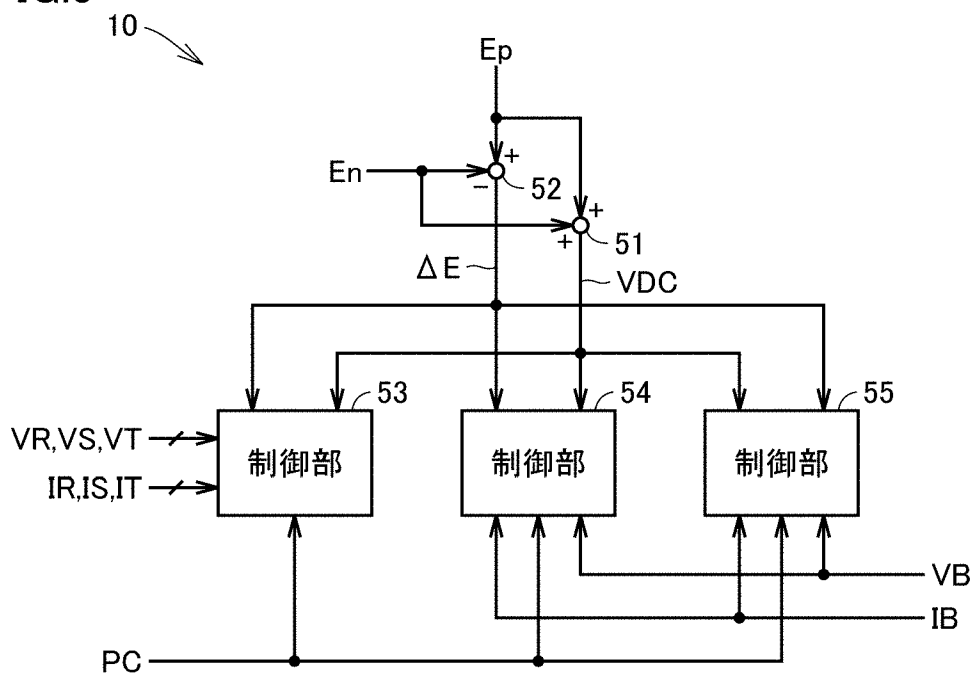
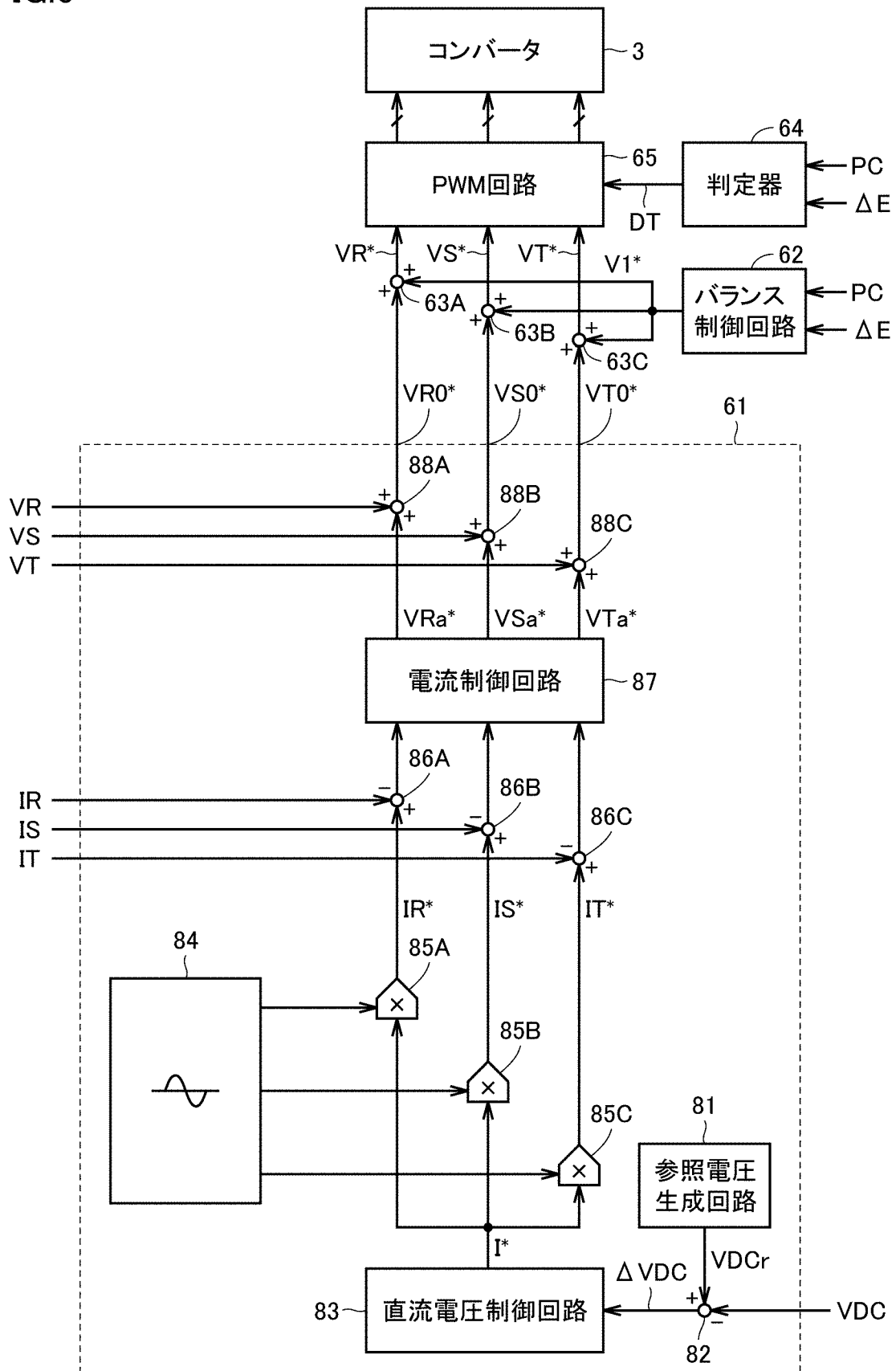
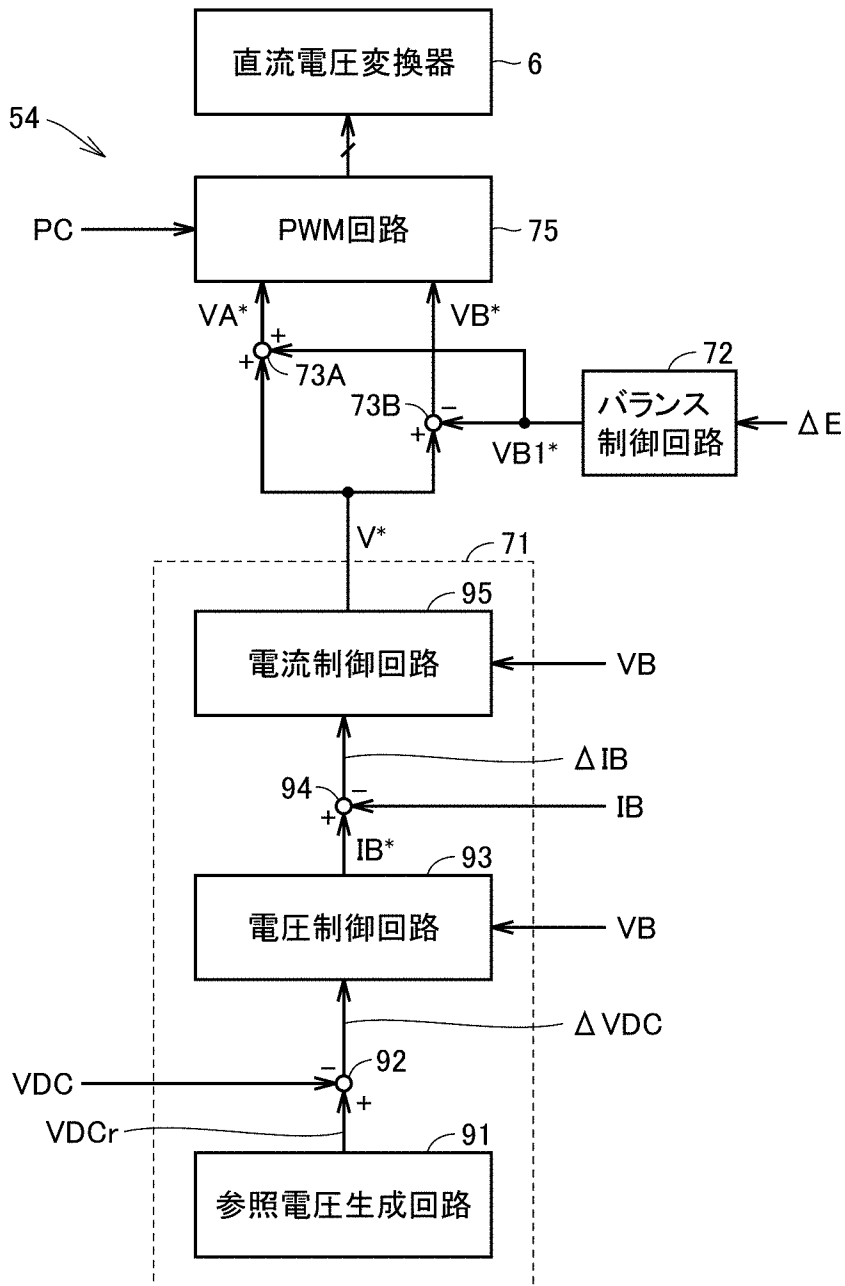


FIG.6



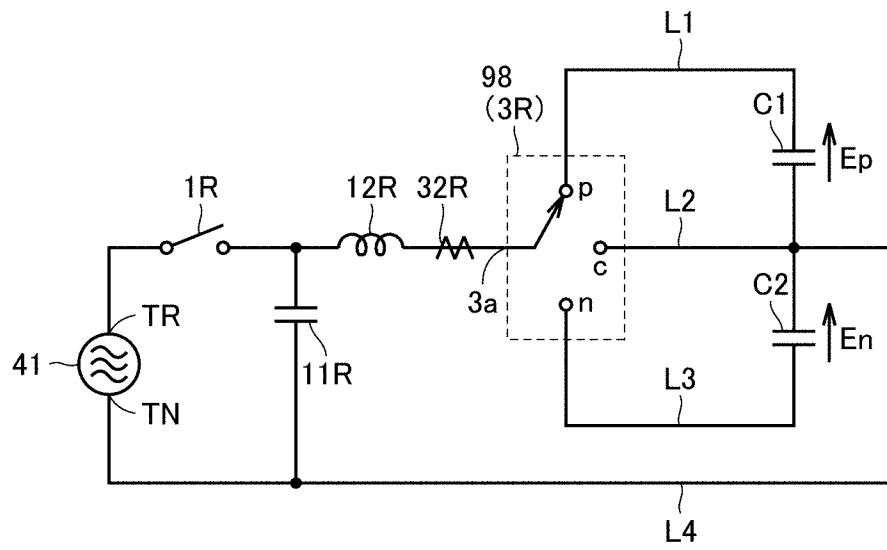
[図7]

FIG.7



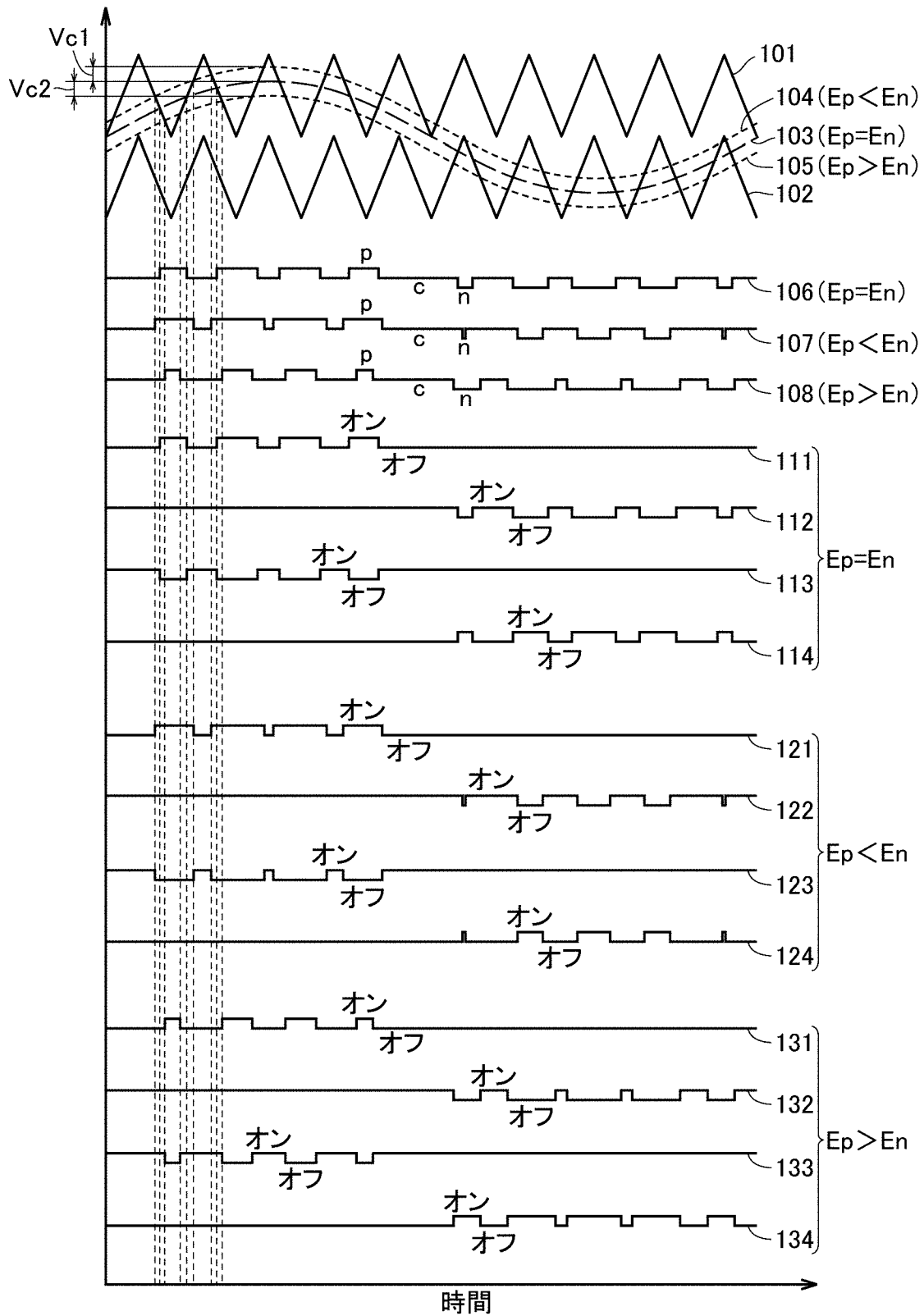
[図8]

FIG.8



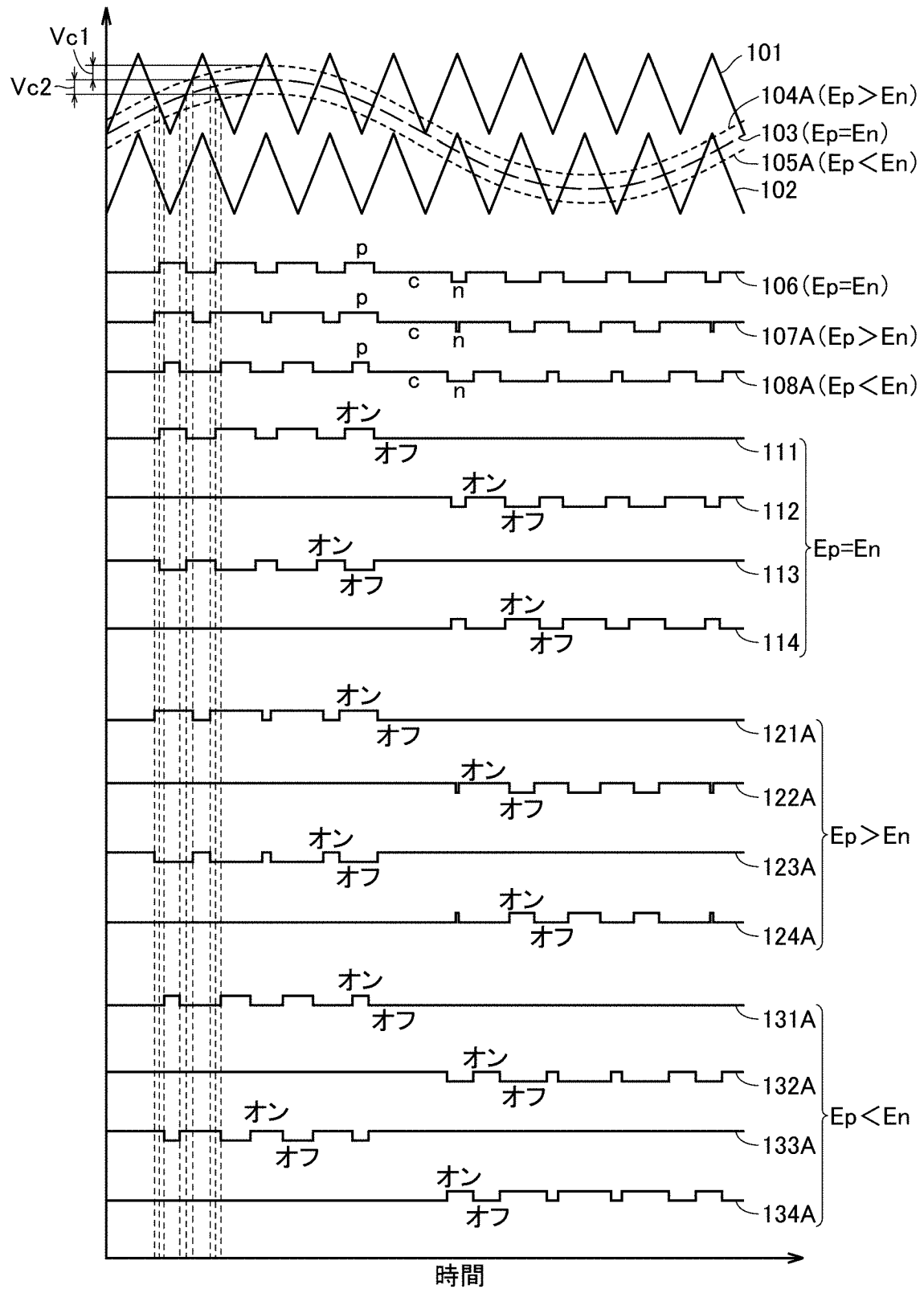
[図9]

FIG.9



[図10]

FIG.10



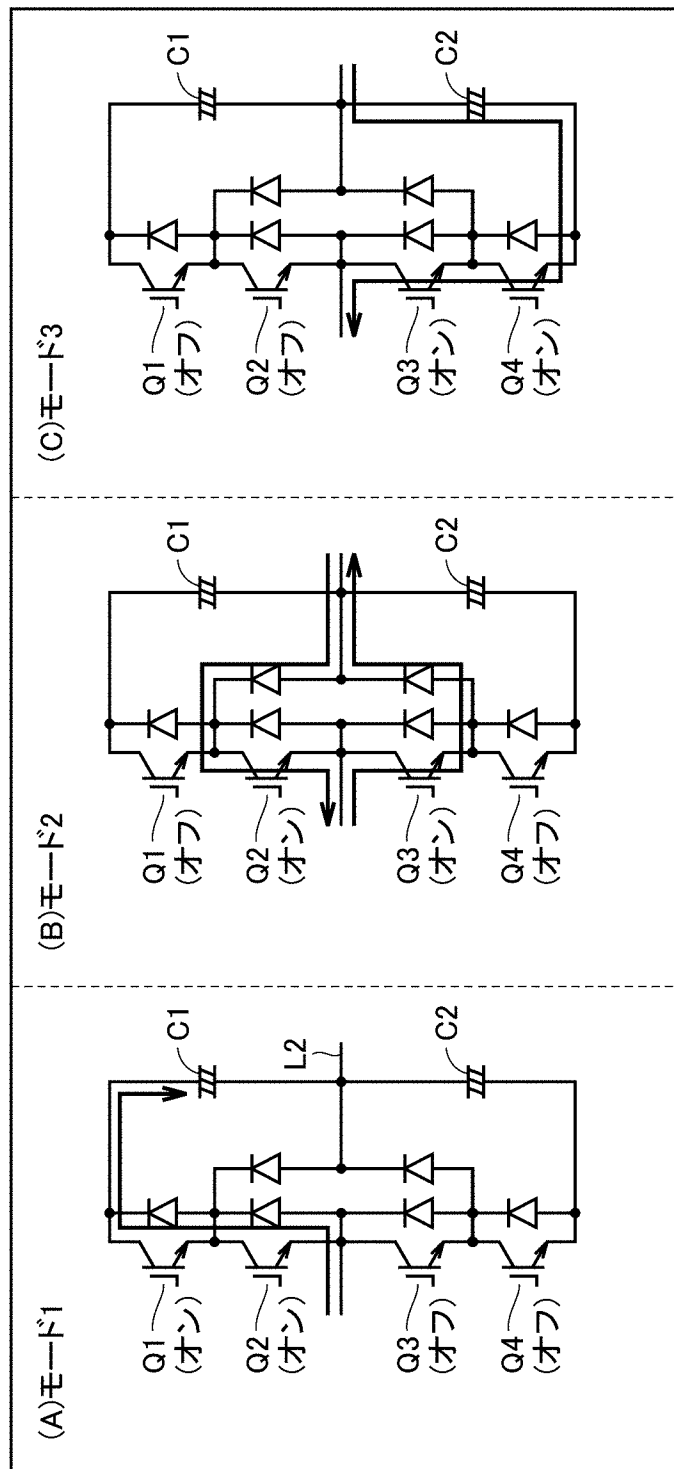
[図11]

FIG.11

	Q1	Q2	Q3	Q4
モード1	オン	オン	オフ	オフ
モード2	オフ	オン	オン	オフ
モード3	オフ	オフ	オン	オン

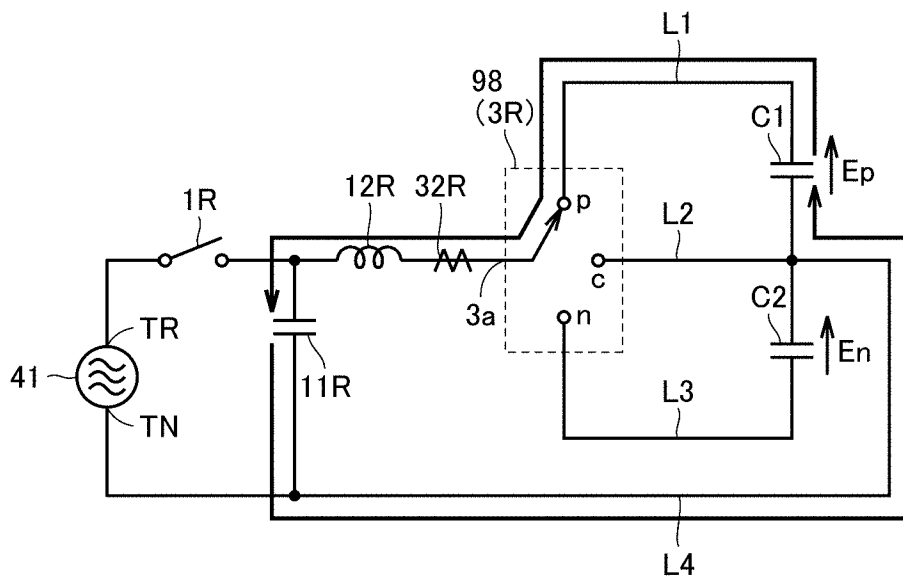
[図12]

FIG.12



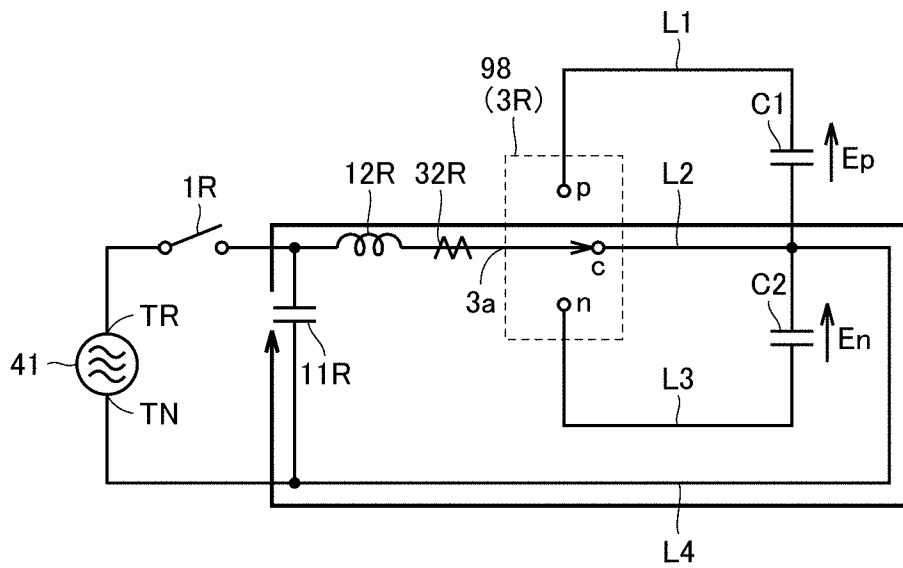
[図13]

FIG.13



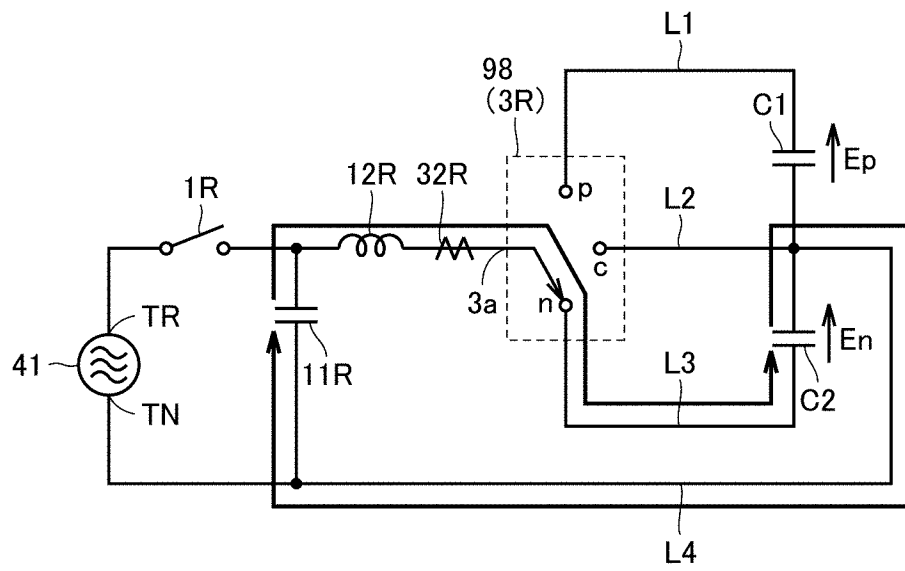
[図14]

FIG.14



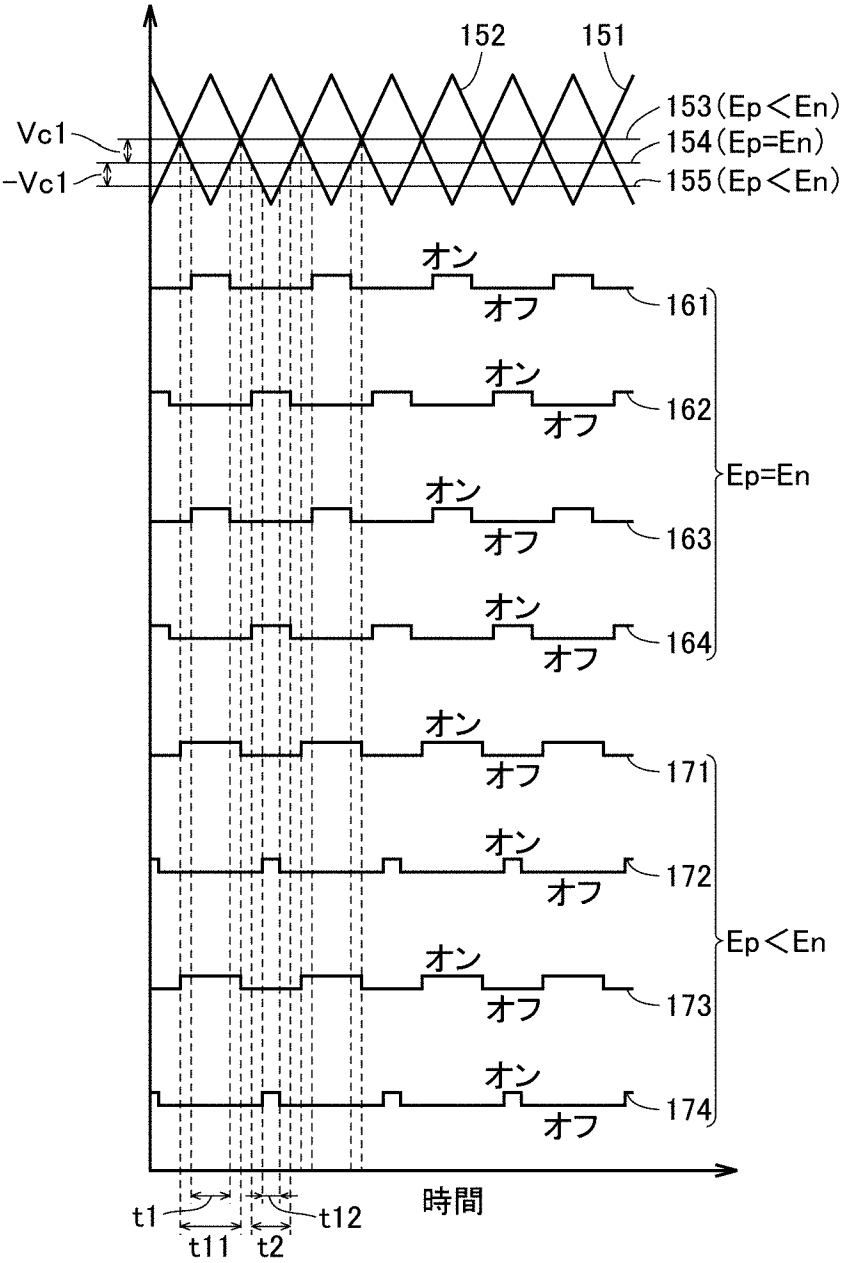
[図15]

FIG.15



[図16]

FIG.16



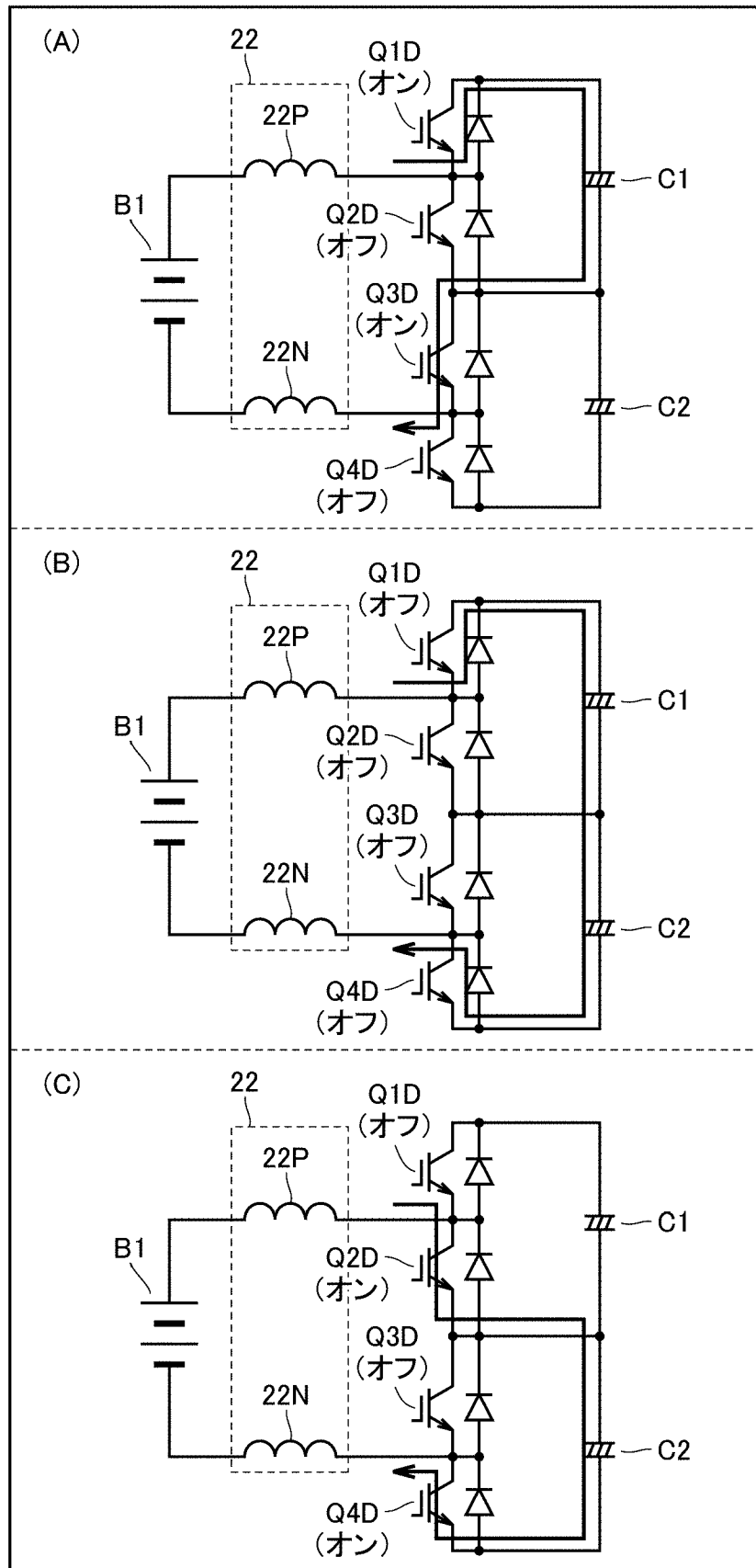
[図17]

FIG.17

	Q1D	Q2D	Q3D	Q4D
モード1	オン	オフ	オン	オフ
モード2	オフ	オフ	オフ	オフ
モード3	オフ	オン	オフ	オン

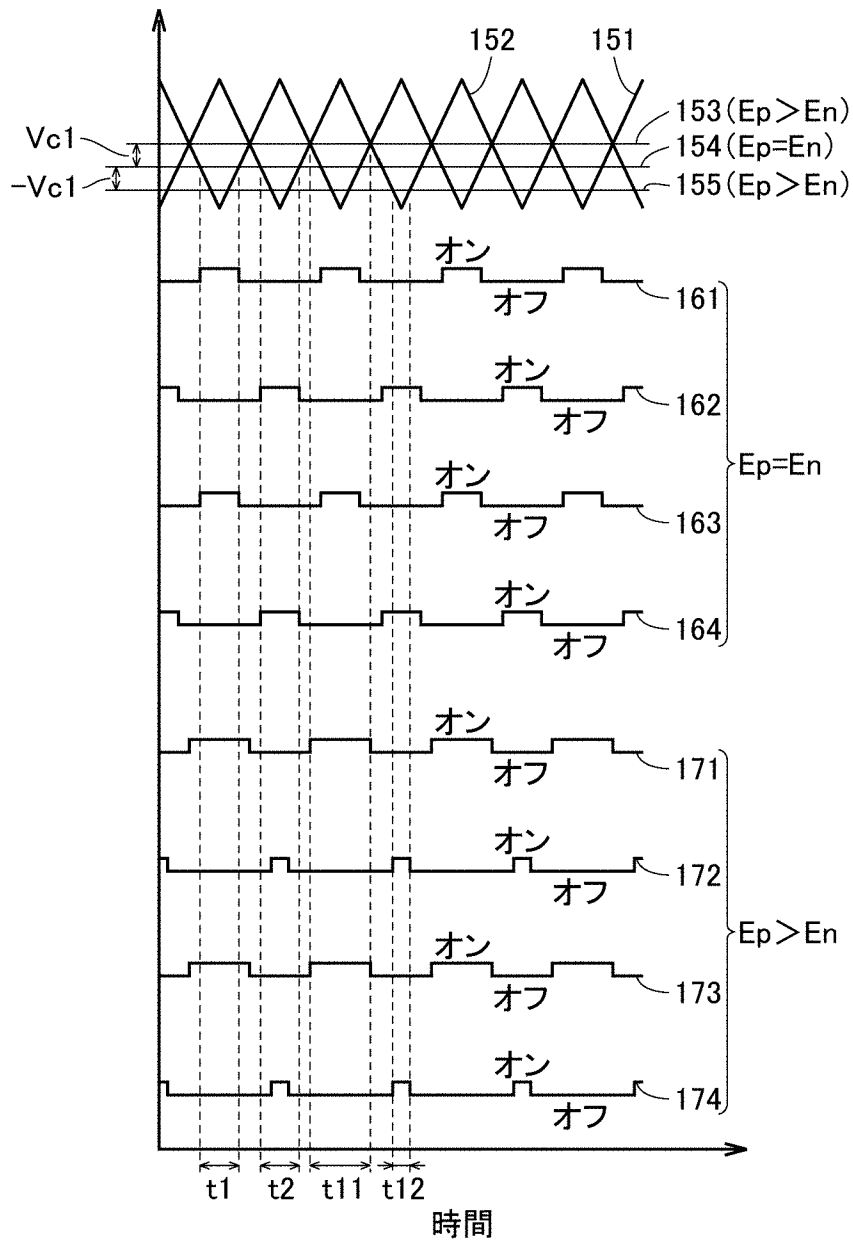
[図18]

FIG.18



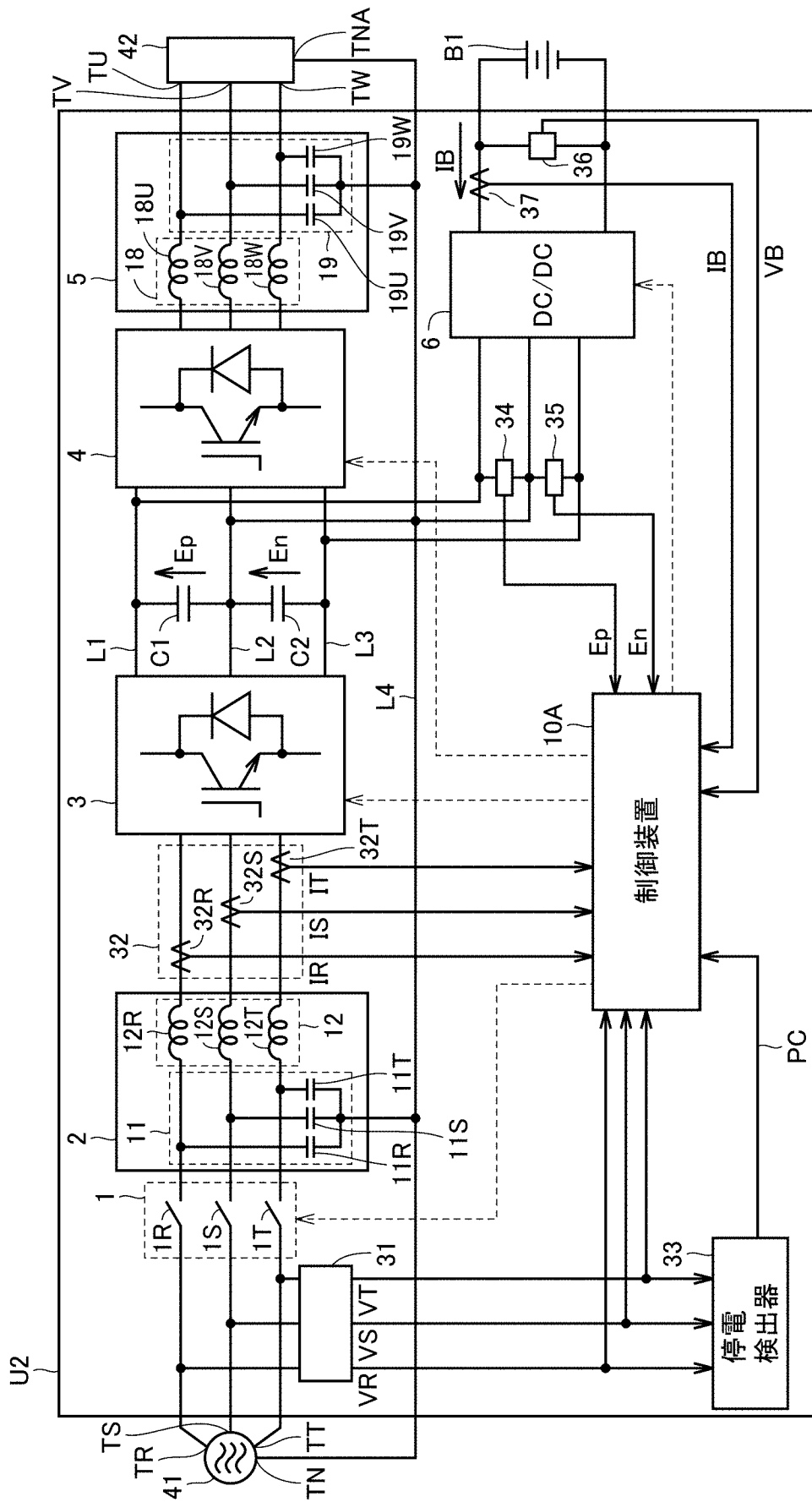
[図19]

FIG.19



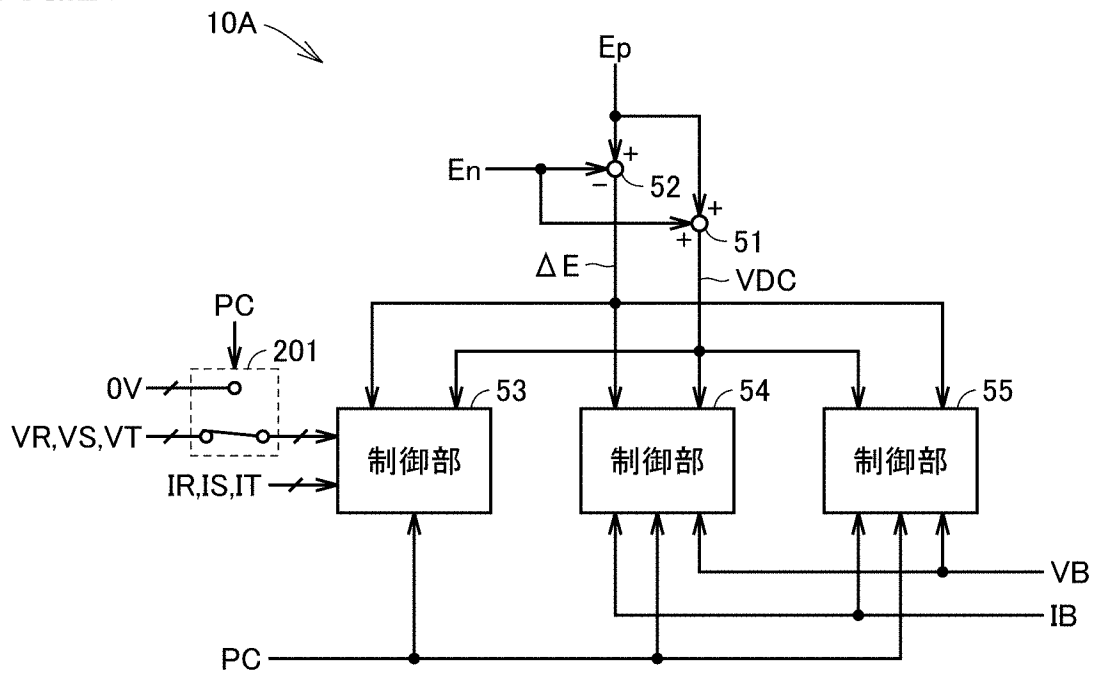
[図20]

FIG.20



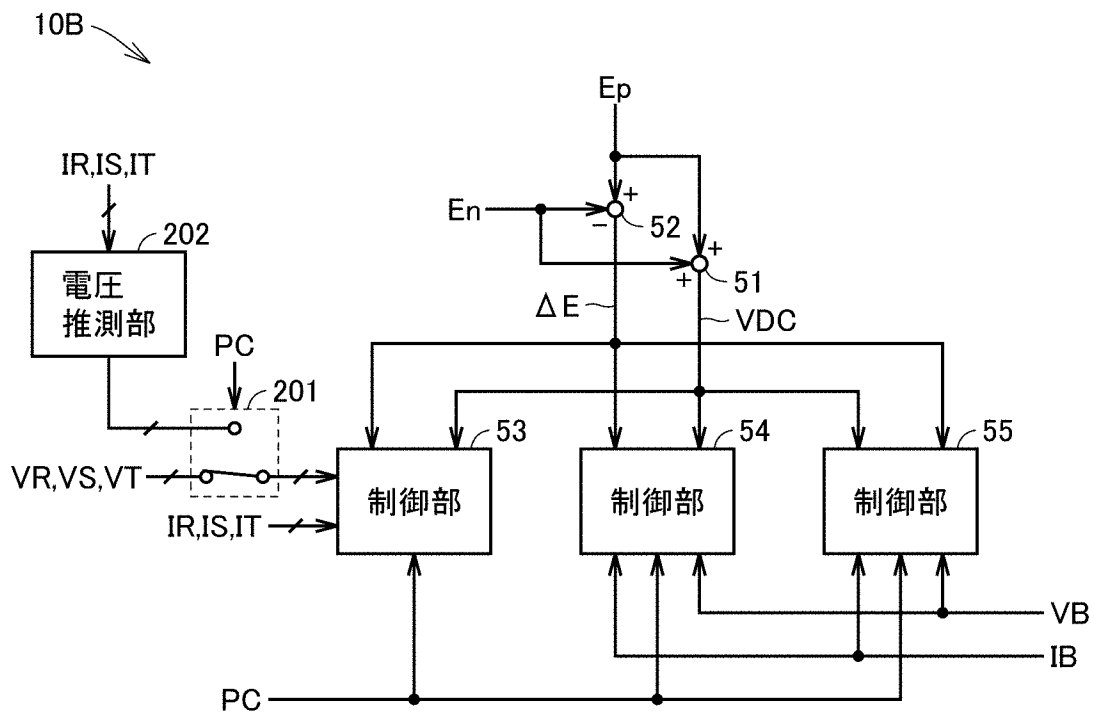
[図21]

FIG.21



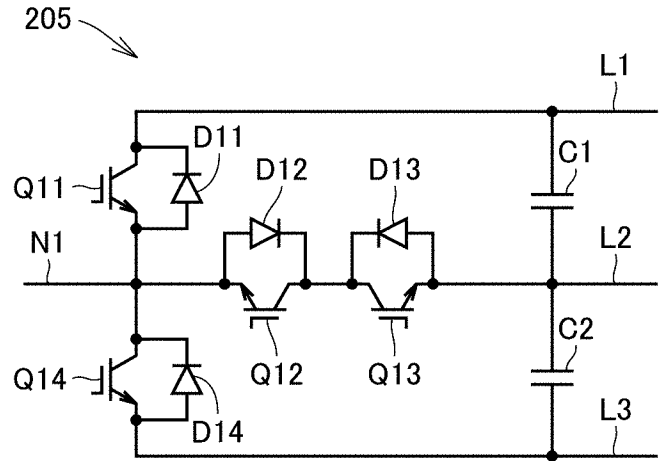
[図22]

FIG.22



[図23]

FIG.23



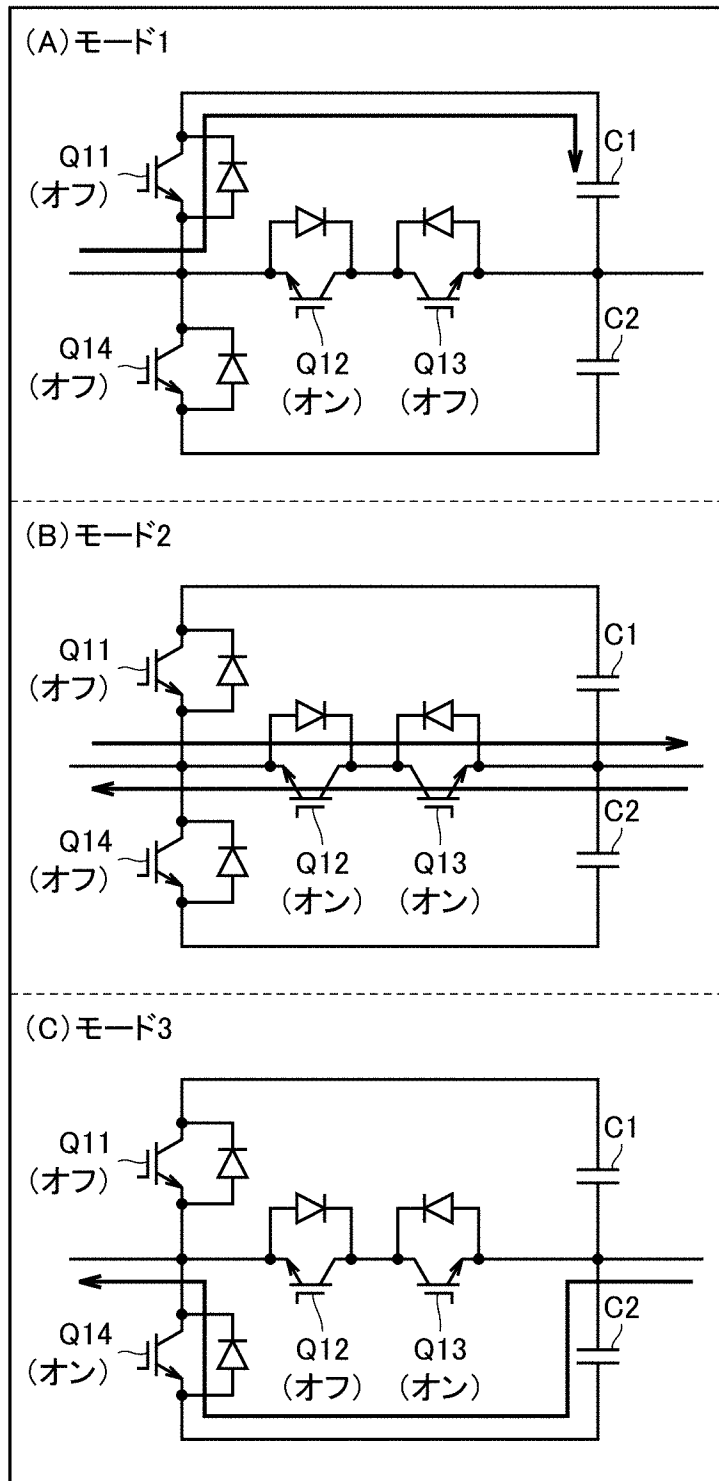
[図24]

FIG.24

	Q11	Q12	Q13	Q14
モード1	オン	オン	オフ	オフ
モード2	オフ	オン	オン	オフ
モード3	オフ	オフ	オン	オン

[図25]

FIG.25



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2018/029200

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int. Cl. H02J9/06 (2006.01) i, H02M5/458 (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)

Int. Cl. H02J9/06, H02M5/458

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

Published examined utility model applications of Japan 1922-1996

Published unexamined utility model applications of Japan 1971-2018

Registered utility model specifications of Japan 1996-2018

Published registered utility model applications of Japan 1994-2018

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	WO 20151185630 A1 (ABB TECHNOLOGY AG) 10 December 2015, entire document & CN 106716775 A & EP 3152814 A1 & US 2017/0085124 A1	1-9
A	WO 20101021052 A1 (TOSHIBA MITSUBISHI-ELECTRIC INDUSTRIAL SYSTEMS CORP.) 25 February 2010, entire document & CA 2734699 A, entire document & CN 102132480 A & JP 2013-176269 A & JP 5463289 B2 & KR 10-2011-0033289 A & MX 2011001963 A & US 2011/0134672 A1, entire document & US 8400792 B2	1-9
A	WO 20051101634 A1 (EATON POWER QUALITY CORP) 2005.10.27, whole document & CN 1934774 A & EP 1728313 A & US 2005/0213357 A1 & US 7684222 B2	1-9



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
15.08.2018

Date of mailing of the international search report
28.08.2018

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2018/029200

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	EP 3309927 A1 (SCHNEIDER ELECTRIC IT CORP.) 18 April 2018, entire document & CN 107947338 A & US 2018/0109136 A1	1-9

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H02J9/06(2006.01)i, H02M5/458(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. H02J9/06, H02M5/458

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	1971-2018年
日本国実用新案登録公報	1996-2018年
日本国登録実用新案公報	1994-2018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	WO 2015/185630 A1 (ABB TECHNOLOGY AG) 2015.12.10, whole document & CN 106716775 A & EP 3152814 A1 & US 2017/0085124 A1	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

15.08.2018

国際調査報告の発送日

28.08.2018

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）

杉田 恵一

5 T

8936

電話番号 03-3581-1101 内線 3568

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	WO 2010/021052 A1 (東芝三菱電機産業システム株式会社) 2010.02.25, whole document & CA 2734699 A, whole document & CN 102132480 A & JP 2013-176269 A & JP 5463289 B2 & KR 10-2011-0033289 A & MX 2011001963 A & US 2011/0134672 A1, whole document & US 8400792 B2	1-9
A	WO 2005/101634 A1 (EATON POWER QUALITY CORP) 2005.10.27, whole document & CN 1934774 A & EP 1728313 A1 & US 2005/0213357 A1 & US 7684222 B2	1-9
A	EP 3309927 A1 (SCHNEIDER ELECTRIC IT CORP) 2018.04.18, whole document & CN 107947338 A & US 2018/0109136 A1	1-9