

(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
2016 年 10 月 6 日(06.10.2016)



(10) 国際公開番号
WO 2016/157468 A1

- (51) 国際特許分類:
H02J 9/06 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2015/060325
- (22) 国際出願日: 2015 年 4 月 1 日(01.04.2015)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (71) 出願人: 東芝三菱電機産業システム株式会社
(TOSHIBA MITSUBISHI-ELECTRIC INDUSTRIAL
SYSTEMS CORPORATION) [JP/JP]; 〒1040031 東京
都中央区京橋三丁目 1 番 1 号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: 西村 一輝(NISHIMURA, Kazuki); 〒
1040031 東京都中央区京橋三丁目 1 番 1 号 東
芝三菱電機産業システム株式会社内 Tokyo (JP).
益永 博史(MASUNAGA, Hiroshi); 〒1040031 東京
都中央区京橋三丁目 1 番 1 号 東芝三菱電機産
業システム株式会社内 Tokyo (JP). 木下 雅博
(KINOSHITA, Masahiro); 〒1040031 東京都中央
区京橋三丁目 1 番 1 号 東芝三菱電機産業シス
テム株式会社内 Tokyo (JP).
- (74) 代理人: 特許業務法人深見特許事務所(FUKAMI
PATENT OFFICE, P.C.); 〒5300005 大阪府大阪市

北区中之島二丁目 2 番 7 号 中之島セントラル
タワー 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, BN, 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,
IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, 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:

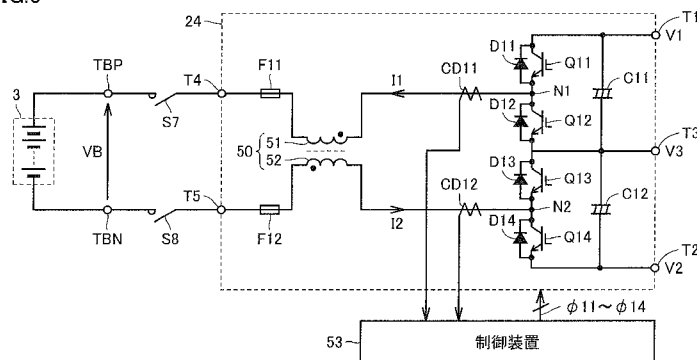
— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

(54) Title: UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY DEVICE, AND UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY SYSTEM USING SAME

(54) 発明の名称: 無停電電源装置およびそれを用いた無停電電源システム

[図5]

FIG.5



53... CONTROL DEVICE

(57) Abstract: This uninterruptible power supply device (U1) is provided with: a converter (40); an inverter (41); a bidirectional chopper (24); and a control device (53). The bidirectional chopper (24) includes: first to fourth transistors (Q11-Q14); first to fourth diodes (D11-D14); and first and second coils (51, 52). During a charging mode, the control device (53) alternately turns on the first and fourth transistors (Q11, Q14), and controls the on time of each of the first and fourth transistors (Q11, Q14) such that the detection values of first and second currents (I1, I2) flowing through the first and second coils (51, 52) correspond.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2016/157468 A1



無停電電源装置（U 1）は、コンバータ（4 0）、インバータ（4 1）、双方向チョッパ（2 4）、制御装置（5 3）を備える。双方向チョッパ（2 4）は、第 1～第 4 のトランジスタ（Q 1 1～Q 1 4）、第 1～第 4 のダイオード（D 1 1～D 1 4）、第 1 および第 2 のコイル（5 1, 5 2）を含む。制御装置（5 3）は、充電モード時には第 1 および第 4 のトランジスタ（Q 1 1, Q 1 4）を交互にオンさせ、第 1 および第 2 のコイル（5 1, 5 2）に流れる第 1 および第 2 の電流（I 1, I 2）の検出値が一致するように第 1 および第 4 のトランジスタ（Q 1 1, Q 1 4）の各々のオン時間を制御する。

明 細 書

発明の名称：

無停電電源装置およびそれを用いた無停電電源システム

技術分野

[0001] この発明は無停電電源装置およびそれを用いた無停電電源システムに関し、特に、双方向チョッパを備えた無停電電源装置と、複数の無停電電源装置を備えた無停電電源システムに関する。

背景技術

[0002] 特開 2 0 1 3 - 1 6 2 5 9 3 号公報（特許文献 1）には、直流電圧源と、負荷に対して並列接続される複数の電力変換器と、直流電圧源と複数の電力変換器との間にそれぞれ接続された複数の可飽和リアクトルとを備えた電力変換システムが開示されている。各電力変換器は、直流電圧源から可飽和リアクトルを介して供給される直流電圧を三相交流電圧に変換して負荷に供給する。可飽和リアクトルは、複数の電力変換器に循環する横流電流を抑制する。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特開 2 0 1 3 - 1 6 2 5 9 3 号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] しかし、従来の電力変換システムでは、各電力変換器毎に可飽和リアクトルを設けるので、装置が大型化し、コスト高になるという問題があった。

[0005] それゆえに、この発明の主たる目的は、横流電流を抑制することが可能で小型で低コストの無停電電源装置と、それを用いた無停電電源システムとを提供することである。

課題を解決するための手段

[0006] この発明に係る無停電電源装置は、交流電源から供給される交流電圧を第1～第3の直流電圧に変換して第1～第3の直流母線に出力するコンバータと、第1～第3の直流母線を介して供給される第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、第1～第3の直流母線と電力貯蔵装置との間に接続された双方向チョッパとを備えたものである。第1の直流電圧は第2の直流電圧よりも高く、第3の直流電圧は第1および第2の直流電圧の中間電圧である。双方向チョッパは、第1および第3の直流母線間に直列接続された第1および第2のトランジスタと、第3および第2の直流母線間に直列接続された第3および第4のトランジスタと、それぞれ第1～第4のトランジスタに逆並列に接続された第1～第4のダイオードと、第1および第2のトランジスタ間の第1のノードと電力貯蔵装置の正極との間に接続される第1のコイルと、電力貯蔵装置の負極と第3および第4のトランジスタ間の第2のノードとの間に接続される第2のコイルとを有するノーマルモードリアクトルを含む。無停電電源装置は、さらに、交流電源から交流電圧が供給されている通常時は第1および第4のトランジスタを交互にオンさせて電力貯蔵装置を充電する充電モードを実行し、交流電源からの交流電力の供給が停止された停電時は第2および第3のトランジスタを交互にオンさせて電力貯蔵装置を放電させる放電モードを実行する制御装置を備える。制御装置は、充電モード時は、第1および第2のコイルに流れる電流の値が一致するように第1および第4のトランジスタのうちの少なくともいずれか一方のトランジスタのオン時間を制御する。

発明の効果

[0007] この発明に係る無停電電源装置では、双方向チョッパに含まれる第1および第2のコイルに流れる電流の値が一致するように第1および第4のトランジスタのうちの少なくともいずれか一方のトランジスタのオン時間を制御する。したがって、負荷に対して複数の無停電電源装置を並列接続した場合に、複数の無停電電源装置に循環する横流電流を抑制することができる。さらに、可飽和リアクトルを設けて横流電流を抑制する場合に比べ、装置の小型

化、低コスト化を図ることができる。

図面の簡単な説明

[0008] [図1]この発明の一実施の形態による無停電電源システムの構成を示す回路ブロック図である。

[図2]図1に示した無停電電源装置の構成を示す回路図である。

[図3]図2に示した電力変換器の構成を示す回路ブロック図である。

[図4]図3に示したインバータを制御するためのPWM信号の波形を示すタイムチャートである。

[図5]図2に示した双方向チョッパの構成を示す回路ブロック図である。

[図6]図5に示した制御装置のうちのバッテリーの充電に関連する部分を示すブロック図である。

[図7]図5および図6に示した制御装置の充電モード時の動作を示すフローチャートである。

発明を実施するための形態

[0009] 図1は、この発明の一実施の形態による無停電電源システムの構成を示す回路ブロック図である。図1において、この無停電電源システムは、N台（Nは2以上の整数である）の無停電電源装置（UPS）U1～UNと、バッテリー（電力貯蔵装置）3とを備える。

[0010] 無停電電源装置U1～UNは、商用交流電源1と負荷2の間に並列接続される。無停電電源装置U1～UNの台数Nは、たとえば、1台の無停電電源装置が故障した場合でも、残りの（N－1）台の無停電電源装置によって負荷2の運転を継続できるように選択されている。バッテリー3は、無停電電源装置U1～UNに共通に設けられ、直流電力を蓄える。バッテリー3の代わりにコンデンサが接続されていても構わない。

[0011] 商用交流電源1から三相交流電力が正常に供給されている通常時は、無停電電源装置U1～UNの各々は、商用交流電源1からの三相交流電力を直流電力に変換し、その直流電力をバッテリー3に供給するとともに、三相交流電力に変換して負荷2に供給する。負荷2は、無停電電源装置U1～UNから

供給される三相交流電力によって駆動される。負荷 2 の消費電流は、N 台の無停電電源装置 U 1 ～ U N によって均等に分担される。

[0012] 商用交流電源 1 からの三相交流電力の供給が停止された停電時は、無停電電源装置 U 1 ～ U N の各々は、バッテリー 3 の直流電力を三相交流電力に変換して負荷 2 に供給する。したがって、バッテリー 3 に直流電力が蓄えられている期間は、負荷 2 の運転を継続することができる。

[0013] 図 2 は、無停電電源装置 U 1 の構成を示す回路図である。無停電電源装置 U 1 ～ U N は同じ構成である。図 2 において、無停電電源装置 U 1 は、交流入力端子 T I a, T I b, T I c、交流出力端子 T O a, T O b, T O c、およびバッテリー端子 T B P, T B N を備える。交流入力端子 T I a, T I b, T I c は、商用交流電源 1 からの商用周波数の三相交流電圧 V U, V V, V W をそれぞれ受ける。無停電電源装置 U 1 ～ U N の交流入力端子 T I a は互いに接続され、それらの交流入力端子 T I b は互いに接続され、それらの交流入力端子 T I c は互いに接続されている。

[0014] 交流出力端子 T O a, T O b, T O c は、負荷 2 に対して商用周波数の三相交流電圧 V R, V S, V T をそれぞれ出力するために設けられている。無停電電源装置 U 1 ～ U N の交流出力端子 T O a は互いに接続され、それらの交流出力端子 T O b は互いに接続され、それらの交流出力端子 T O c は互いに接続されている。

[0015] バッテリー端子 T B P, T B N は、バッテリー 3 の正極および負極にそれぞれ接続される。無停電電源装置 U 1 ～ U N のバッテリー端子 T B P は互いに接続され、それらのバッテリー端子 T B N は互いに接続されている。

[0016] 無停電電源装置 U 1 は、さらに、スイッチ S 1 ～ S 8, 入力フィルタ 1 0、電流検出器 C D 1 ～ C D 6, C D 1 1, C D 1 2、電力変換器 2 1 ～ 2 3、双方向チョッパ 2 4、および出力フィルタ 3 0 を備える。スイッチ S 1 ～ S 3 の一方端子はそれぞれ交流入力端子 T I a, T I b, T I c に接続され、それらの他方端子は入力フィルタ 1 0 に接続される。スイッチ S 1 ～ S 3 は、通常はオンされ、たとえば無停電電源装置 U 1 のメンテナンス時にオフ

される。

- [0017] 入力フィルタ 10 は、リアクトル 11～13 およびコンデンサ 14～16 を含む。リアクトル 11～13 の一方端子はスイッチ S1～S3 の他方端子にそれぞれ接続され、リアクトル 11～13 の他方端子は電力変換器 21～23 の入力端子 21a～23a にそれぞれ接続される。コンデンサ 15～16 の一方端子はリアクトル 11～13 の一方端子にそれぞれ接続され、コンデンサ 15～16 の他方端子はともに中性点 NP に接続される。
- [0018] リアクトル 11～13 およびコンデンサ 14～16 は、低域通過フィルタを構成する。入力フィルタ 10 は、商用交流電源 1 からの商用周波数の三相交流電力を電力変換器 21～23 に通過させ、電力変換器 21～23 で発生するスイッチング周波数の信号が商用交流電源 1 側に通過することを防止する。
- [0019] 電流検出器 CD1～CD3 は、商用交流電源 1 から電力変換器 21～23 の入力端子 21a～23a に流れる電流の瞬時値をそれぞれ検出し、検出値を示す信号を制御装置(図示せず)に出力する。制御装置(図示せず)は、たとえば、交流電圧 VU, VV, VW の位相と電流検出器 CD1～CD3 によって検出した電流の位相とが一致するように、すなわち力率が 1.0 になるように、電力変換器 21～23 を制御する。
- [0020] 電力変換器 21～23 は、商用交流電源 1 から三相交流電力が供給されている通常時は、商用交流電源 1 から入力端子 21a～23a に与えられた三相交流電力を直流電力に変換し、その直流電力を双方向チョッパ 24 を介してバッテリー 3 に供給するとともに、その直流電力を三相交流電力に変換して出力端子 21b～23b に出力する。
- [0021] 電力変換器 21～23 は、商用交流電源 1 からの三相交流電力の供給が停止された停電時は、バッテリー 3 から双方向チョッパ 24 を介して供給される直流電力を三相交流電力に変換して出力端子 21b～23b に出力する。
- [0022] 換言すると、電力変換器 21～23 は、通常時は、商用交流電源 1 から入力端子 21a～23a に与えられる三相交流電圧 VU, VV, VW を直流電

圧 $V_1 \sim V_3$ に変換するとともに、それらの直流電圧 $V_1 \sim V_3$ を三相交流電圧 $V_{4a} \sim V_{4c}$ に変換して出力端子 $21b \sim 23b$ に出力する。電力変換器 $21 \sim 23$ は、停電時は、双方向チョッパ 24 から与えられる直流電力に基づいて生成される直流電圧 $V_1 \sim V_3$ を三相交流電圧 $V_{4a} \sim V_{4c}$ に変換して出力端子 $21b \sim 23b$ に出力する。

[0023] 双方向チョッパ 24 は、5個の端子 $T_1 \sim T_3$ を含む。端子 $T_1 \sim T_3$ は、電力変換器 $21 \sim 23$ で生成される直流電圧 $V_1 \sim V_3$ をそれぞれ受ける。スイッチ S_7 、 S_8 の一方端子はそれぞれ端子 T_4 、 T_5 に接続され、スイッチ S_7 、 S_8 の他方端子はバッテリー端子 TBP 、 TBN にそれぞれ接続される。バッテリー端子 TBP 、 TBN は、バッテリー 3 の正極および負極にそれぞれ接続される。スイッチ S_7 、 S_8 は、通常はオンされ、たとえば、無停電電源装置 U_1 またはバッテリー 3 のメンテナンス時にオフされる。

[0024] 双方向チョッパ 24 は、商用交流電源 1 から三相交流電力が供給されている通常時は、電力変換器 $21 \sim 23$ で生成された直流電力をバッテリー 3 に蓄え、商用交流電源 1 からの三相交流電力の供給が停止された停電時は、バッテリー 3 の直流電力を電力変換器 $21 \sim 23$ に与える。

[0025] 換言すると、双方向チョッパ 24 は、通常時は、電力変換器 $21 \sim 23$ で生成された直流電圧 V_{DC} ($=V_1 - V_2$) を降圧してバッテリー 3 に与え、バッテリー 3 を充電する。双方向チョッパ 24 は、停電時は、バッテリー 3 の端子間電圧 V_B を昇圧して直流電圧 V_{DC} を生成し、その直流電圧 V_{DC} を電力変換器 $21 \sim 23$ に供給し、バッテリー 3 を放電させる。

[0026] 電流検出器 $CD11$ は、双方向チョッパ 24 内に設けられ、端子 T_1 または T_3 から端子 T_4 に流れる電流 I_1 の瞬時値を検出する。電流検出器 $CD12$ は、双方向チョッパ 24 内に設けられ、端子 T_5 から端子 T_3 または T_2 に流れる電流 I_2 の瞬時値を検出する。制御装置(図示せず)は、直流電圧 $V_1 \sim V_3$ 、バッテリー 3 の端子間電圧、電流検出器 $CD11$ 、 $CD12$ の検出値などに基づいて双方向チョッパ 24 を制御する。

[0027] 電流検出器 $CD4 \sim CD6$ は、それぞれ電力変換器 $21 \sim 23$ の出力電流

の瞬時値を検出する。電流検出器CD 4～CD 6の検出値は、制御装置(図示せず)に与えられる。制御装置(図示せず)は、他の無停電電源装置U 2～U Nと通信し、電流検出器CD 4～CD 6の検出値に基づいて、負荷電流が無停電電源装置U 1～U Nによって均等に負担されるように電力変換器2 1～2 3を制御する。

[0028] 出力フィルタ3 0は、リアクトル3 1～3 3およびコンデンサ3 4～3 6を含む。リアクトル3 1～3 3の一方端子は電力変換器2 1～2 3の出力端子2 1 b～2 3 bにそれぞれ接続される。コンデンサ3 4～3 6の一方端子はそれぞれリアクトル3 1～3 3の他方端子に接続され、コンデンサ3 4～3 6の他方端子はともに中性点NPに接続される。リアクトル3 1～3 3およびコンデンサ3 4～3 6は、低域通過フィルタを構成する。

[0029] 出力フィルタ3 0は、電力変換器2 1～2 3で生成された商用周波数の三相交流電力を負荷2に通過させ、電力変換器2 1～2 3で発生するスイッチング周波数の信号が負荷2に通過するのを防止する。換言すると、出力フィルタ3 0は、電力変換器2 1～2 3で生成される交流電圧V 4 a～V 4 cを正弦波状の三相交流電圧V R, V S, V Tに変換して負荷2に供給する。

[0030] スイッチS 4～S 6の一方端子はそれぞれリアクトル3 1～3 3の他方端子に接続され、スイッチS 4～S 6の他方端子はそれぞれ交流出力端子TO a～TO cに接続される。スイッチS 4～S 6は、通常はオンされ、たとえば、無停電電源装置U 1のメンテナンス時にオフされる。

[0031] 図3は、電力変換器2 1の構成を示す回路ブロック図である。図3において、電力変換器2 1は、入力端子2 1 a、コンバータ4 0、直流正母線L 1、直流負母線L 2、直流中性点母線L 3、コンデンサC 1, C 2、ヒューズF 1～F 3、インバータ4 1、および出力端子2 1 bを含む。電力変換器2 1は、制御装置4 2によって制御される。

[0032] 制御装置4 2は、入力端子2 1 aに与えられる交流電圧V Uの瞬時値、母線L 1～L 3の直流電圧V 1～V 3の瞬時値、出力端子TO aの電圧V Oの瞬時値、電流検出器CD 1 1, CD 4の検出値などに基づいて、コンバータ

40およびインバータ41を制御するためのPWM (pulse width modulation) 信号 $\phi 1 \sim \phi 8$ を生成する。

[0033] コンバータ40は、トランジスタQ1～Q4およびダイオードD1～D4を含む。トランジスタQ1～Q4の各々は、たとえばIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) である。トランジスタQ1のコレクタは直流正母線L1に接続され、そのエミッタは入力端子21aに接続される。ダイオードD1のアノードは入力端子21aに接続され、そのカソードは直流正母線L1に接続されている。すなわち、ダイオードD1はトランジスタQ1に逆並列に接続されている。

[0034] トランジスタQ2のコレクタは入力端子21aに接続され、そのエミッタは直流負母線L2に接続される。ダイオードD2のアノードは直流負母線L2に接続され、そのカソードは入力端子21aに接続されている。すなわち、ダイオードD2はトランジスタQ2に逆並列に接続されている。

[0035] トランジスタQ3、Q4のコレクタは互いに接続され、トランジスタQ3、Q4のエミッタはそれぞれ入力端子21aおよび直流中性点母線L3に接続される。ダイオードD3、D4のカソードはともにトランジスタQ3、Q4のエミッタに接続され、それらのアノードはそれぞれ入力端子21aおよび直流中性点母線L3に接続されている。すなわち、ダイオードD3、D4は、それぞれトランジスタQ3、Q4に逆並列に接続されている。トランジスタQ3、Q4およびダイオードD3、D4は、双方向スイッチを構成する。

[0036] トランジスタQ1～Q4のゲートは、制御装置42からのPWM信号 $\phi 1 \sim \phi 4$ を受ける。PWM信号 $\phi 1 \sim \phi 4$ は、交流電圧VUに同期して生成され、交流電圧VUよりも十分に高い周波数を有する。PWM信号 $\phi 1$ と $\phi 4$ は互いに相補な信号であり、PWM信号 $\phi 2$ と $\phi 3$ は互いに相補な信号である。

[0037] たとえば、交流電圧VUが正電圧である場合は、PWM信号 $\phi 1$ 、 $\phi 4$ は交互に「H」レベルにされるとともに、PWM信号 $\phi 2$ 、 $\phi 3$ はそれぞれ「

「L」レベルおよび「H」レベルに固定される。したがって、トランジスタQ 1, Q 4 が交互にオンされるとともに、トランジスタQ 2, Q 3 はそれぞれオフ状態およびオン状態に固定される。

[0038] 交流電圧V Uが負電圧である場合は、PWM信号 ϕ 2, ϕ 3は交互に「H」レベルにされるとともに、PWM信号 ϕ 1, ϕ 4はそれぞれ「L」レベルおよび「H」レベルに固定される。したがって、トランジスタQ 2, Q 3 が交互にオンされるとともに、トランジスタQ 1, Q 4 はそれぞれオフ状態およびオン状態に固定される。

[0039] PWM信号が1周期内において「H」レベルにされる時間と、PWM信号の1周期の時間との比はデューティ比と呼ばれる。制御装置4 2は、交流電圧V Uに同期してPWM信号 ϕ 1～ ϕ 4のデューティ比を制御し、交流電圧V Uを直流電圧V 1～V 3に変換させる。直流電圧V 1～V 3は、それぞれ直流正母線L 1、直流負母線L 2、および直流中性点母線L 3に与えられる。V 1>V 3>V 2であり、 $V 3 = (V 1 + V 2) / 2$ である。なお、直流中性点母線L 3を接地すれば、直流電圧V 1～V 3はそれぞれ正電圧、負電圧、および0 Vとなる。

[0040] 制御装置4 2は、商用交流電源1から交流電圧V Uが供給されている通常時は、コンバータ4 0のトランジスタQ 1～Q 4を制御して交流電圧V Uを直流電圧V 1～V 3に変換させ、商用交流電源1からの交流電圧V Uの供給が停止された停電時は、トランジスタQ 1～Q 4をオフ状態に固定させてコンバータ4 0の運転を停止させる。

[0041] ヒューズF 1～F 3の一方端子はそれぞれ母線L 1～L 3に接続され、それらの他方端子はそれぞれ双方向チョッパ2 4の端子T 1～T 3に接続される。ヒューズF 1～F 3は、母線L 1～L 3と端子T 1～T 3の間に過電流が流れた場合にブローされ、無停電電源装置U 1を保護する。コンデンサC 1は、ヒューズF 1, F 3の他方端子間に接続され、母線L 1, L 3間の直流電圧を平滑化および安定化させる。コンデンサC 2は、ヒューズF 3, F 2の他方端子間に接続され、母線L 3, L 2間の直流電圧を平滑化および安

定化させる。

- [0042] インバータ41は、トランジスタQ5～Q8およびダイオードD5～D8を含む。トランジスタQ5～Q8の各々は、たとえばIGBTである。トランジスタQ5のコレクタは直流正母線L1に接続され、そのエミッタは出力端子21bに接続される。ダイオードD5のアノードは出力端子21bに接続され、そのカソードは直流正母線L1に接続されている。
- [0043] トランジスタQ6のコレクタは出力端子21bに接続され、そのエミッタは直流負母線L2に接続される。ダイオードD6のアノードは直流負母線L2に接続され、そのカソードは出力端子21bに接続されている。すなわち、ダイオードD5、D6は、それぞれトランジスタQ5、Q6に逆並列に接続されている。
- [0044] トランジスタQ7、Q8のコレクタは互いに接続され、トランジスタQ7、Q8のエミッタはそれぞれ直流中性点母線L3および出力端子21bに接続される。ダイオードD7、D8のカソードはともにトランジスタQ7、Q8のコレクタに接続され、それらのアノードはそれぞれ直流中性点母線L3および出力端子T14に接続されている。すなわち、ダイオードD7、D8は、それぞれトランジスタQ7、Q8に逆並列に接続されている。トランジスタQ7、Q8およびダイオードD7、D8は、双方向スイッチを構成する。
- [0045] 次に、このインバータ41の動作について説明する。トランジスタQ5～Q8のゲートは、制御装置42からのPWM信号 $\phi 5 \sim \phi 8$ を受ける。図4(a)～(e)はPWM信号 $\phi 5 \sim \phi 8$ の作成方法および波形を示す図である。特に、図4(a)は正弦波指令値信号CM、正側三角波キャリア信号CA1、および負側三角波キャリア信号CA2の波形を示し、図4(b)～(e)はそれぞれPWM信号 $\phi 5$ 、 $\phi 8$ 、 $\phi 7$ 、 $\phi 6$ の波形を示している。
- [0046] 図4(a)～(e)において、正弦波指令値信号CMの周波数は、たとえば商用周波数である。正弦波指令値信号CMは、交流電圧VUに同期している。キャリア信号CA1、CA2の周期および位相は同じである。キャリア

信号CA1, CA2の周期は、正弦波指令値信号CMの周期よりも十分に小さい。

[0047] 正弦波指令値信号CMのレベルと正側三角波キャリア信号CA1のレベルの高低が比較される。正弦波指令値信号CMのレベルが正側三角波キャリア信号CA1のレベルよりも高い場合は、PWM信号 $\phi 5$, $\phi 7$ がそれぞれ「H」レベルおよび「L」レベルにされる。正弦波指令値信号CMのレベルが正側三角波キャリア信号CA1のレベルよりも低い場合は、PWM信号 $\phi 5$, $\phi 7$ がそれぞれ「L」レベルおよび「H」レベルにされる。

[0048] したがって、正弦波指令値信号CMのレベルが正である期間では、PWM信号 $\phi 5$ と $\phi 7$ がキャリア信号CA1に同期して交互に「H」レベルにされ、トランジスタQ5とQ7が交互にオンされる。また、正弦波指令値信号CMのレベルが負である期間では、PWM信号 $\phi 5$, $\phi 7$ はそれぞれ「L」レベルおよび「H」レベルに固定され、トランジスタQ5がオフ状態に固定されるとともにトランジスタQ7がオン状態に固定される。

[0049] 正弦波指令値信号CMのレベルと負側三角波キャリア信号CA2のレベルの高低が比較される。正弦波指令値信号CMのレベルが負側三角波キャリア信号CA2のレベルよりも高い場合は、PWM信号 $\phi 6$, $\phi 8$ がそれぞれ「L」レベルおよび「H」レベルにされる。正弦波指令値信号CMのレベルが負側三角波キャリア信号CA2のレベルよりも低い場合は、PWM信号 $\phi 6$, $\phi 8$ がそれぞれ「H」レベルおよび「L」レベルにされる。

[0050] したがって、正弦波指令値信号CMのレベルが正である期間では、PWM信号 $\phi 6$, $\phi 8$ はそれぞれ「L」レベルおよび「H」レベルに固定され、トランジスタQ6がオフ状態に固定されるとともにトランジスタQ8がオン状態に固定される。また、正弦波指令値信号CMのレベルが負である期間では、PWM信号 $\phi 6$ と $\phi 8$ がキャリア信号CA2に同期して交互に「H」レベルにされ、トランジスタQ6とQ8が交互にオンされる。

[0051] PWM信号が1周期内において「H」レベルにされる時間と、PWM信号の1周期の時間との比はデューティ比と呼ばれる。PWM信号 $\phi 5$ のデュー

ティ比は、正弦波指令値信号CMのレベルが正である期間では、正弦波指令値信号CMの正のピーク（90度）付近で最大になり、ピークから外れるに従って減少し、0度付近と180度付近で0となる。PWM信号φ5のデューティ比は、正弦波指令値信号CMのレベルが負である期間では0に固定される。PWM信号φ7は、PWM信号φ5の相補信号である。

[0052] PWM信号φ6のデューティ比は、正弦波指令値信号CMのレベルが正である期間では0に固定される。PWM信号φ6のデューティ比は、正弦波指令値信号CMの負のピーク（270度）付近で最大になり、ピークから外れるに従って減少し、180度付近と360度付近で0となる。PWM信号φ8は、PWM信号φ6の相補信号である。

[0053] たとえば、交流電圧VUが正電圧である場合は、PWM信号φ5、φ7は交互に「H」レベルにされるとともに、PWM信号φ6、φ8はそれぞれ「L」レベルおよび「H」レベルに固定される。したがって、トランジスタQ5、Q7が交互にオンされるとともに、トランジスタQ6、Q8はそれぞれオフ状態およびオン状態に固定される。

[0054] 交流電圧VUが負電圧である場合は、PWM信号φ6、φ8は交互に「H」レベルにされるとともに、PWM信号φ5、φ7はそれぞれ「L」レベルおよび「H」レベルに固定される。したがって、トランジスタQ6、Q8が交互にオンされるとともに、トランジスタQ5、Q7はそれぞれオフ状態およびオン状態に固定される。制御装置42は、交流電圧VUに同期してPWM信号φ5～φ8のデューティ比を制御し、直流電圧V1～V3を3レベルの交流電圧V4aに変換させる。

[0055] 電力変換器22、23の構成は、電力変換器21の構成と同じである。ただし、電力変換器22は、交流電圧VVに同期して制御され、交流電圧VVに同期した交流電圧V4bを出力端子22bに出力する。電力変換器23は、交流電圧VWに同期して制御され、交流電圧VWに同期した交流電圧V4cを出力端子22cに出力する。

[0056] 図5は、双方向チョッパ24の構成を示す回路ブロック図である。図5に

において、双方向チョッパ24は、端子T1～T5、コンデンサC11, C12、トランジスタQ11～Q14、ダイオードD11～D14、ノーマルモードリアクトル50、およびヒューズF11, F12を含む。ノーマルモードリアクトル50は、2つのコイル51, 52を含む。

[0057] 双方向チョッパ24は、制御装置53によって制御される。制御装置53は、端子T1, T2間（すなわち母線L1, L2間）の直流電圧VDC（= $V1 - V2$ ）の瞬時値、バッテリー3の端子間電圧VB、電流検出器CD11, CD21の検出値などに基づいて、トランジスタQ11～Q14を制御するためのPWM信号 $\phi11 \sim \phi14$ を生成する。

[0058] 端子T1～T3は、電力変換器21～23の各々の直流正母線L1、直流負母線L2、および直流中性点母線L3にそれぞれ接続される。端子T4は、スイッチS7およびバッテリー端子TBPを介してバッテリー3の正極に接続される。端子T5は、スイッチS8およびバッテリー端子TBNを介してバッテリー3の負極に接続される。

[0059] コンデンサC11は、端子T1, T3間に接続され、端子T1, T3間の電圧を平滑化および安定化させる。コンデンサC12は、端子T3, T2間に接続され、端子T3, T2間の電圧を平滑化および安定化させる。コンデンサC11, C12は、電力変換器21～23のコンデンサC1, C2とそれぞれ同じ電圧に充電される。

[0060] トランジスタQ11～Q14の各々は、たとえばIGBTである。トランジスタQ11, Q12は端子T1, T3間に直列接続され、トランジスタQ13, Q14は端子T3, T2間に直列接続される。ダイオードD11～D14は、それぞれトランジスタQ11～Q14に逆並列に接続される。

[0061] コイル51の一方端子はトランジスタQ11, Q12間のノードN1に接続され、その他方端子はヒューズF11を介して端子T4に接続される。コイル52の一方端子はヒューズF12を介して端子T5に接続され、その他方端子はトランジスタQ13, Q14間のノードN2に接続される。ヒューズF11, F12は、過電流が流れた場合にブローされ、バッテリー3、双方

向チョッパ24などを保護する。

[0062] 双方向チョッパ24内には、電流検出器CD11、CD12が設けられている。電流検出器CD11は、ノードN1からコイル51の一方端子に流れる直流電流I1の瞬時値を検出し、その検出値を示す信号を制御装置53に与える。電流検出器CD12は、コイル52の他方端子からノードN2に流れる直流電流I2の瞬時値を検出し、その検出値を示す信号を制御装置53に与える。

[0063] 商用交流電源1から三相交流電力が供給されている通常時は、コンデンサC1、C2から双方向チョッパ24を介してバッテリー3に直流電力が供給され、バッテリー3が充電される。この場合、トランジスタQ12、Q13はオフ状態に固定され、トランジスタQ11、Q14が交互にオンにされる。

[0064] その際、バッテリー3の端子間電圧VBが所定の目標電圧VB_Tになるように、PWM信号φ11、φ14のデューティ比が制御される。PWM信号φ11、φ14のデューティ比を大きくするとコンデンサC11、C12からバッテリー3に流れる電流が増大し、PWM信号φ11、φ14のデューティ比を小さくするとコンデンサC11、C12からバッテリー3に流れる電流が減少する。

[0065] すなわち、第1バッテリー充電モードでは、PWM信号φ12～φ14が「L」レベルにされてトランジスタQ12～Q14がオフされるとともに、PWM信号φ11が「H」レベルにされてトランジスタQ11がオンされる。これにより、端子T1からトランジスタQ11、コイル51、ヒューズF11、スイッチS7、バッテリー3、スイッチS8、ヒューズF12、コイル52、およびダイオードD13を介して端子T3に電流が流れ、コンデンサC1、C11が放電されてバッテリー3が充電される。

[0066] また、第2バッテリー充電モードでは、PWM信号φ12、φ13が「L」レベルにされてトランジスタQ12、Q13がオフするとともに、PWM信号φ11、φ14が「H」レベルにされてトランジスタQ11、Q14がオンする。これにより、端子T1からトランジスタQ11、コイル51、ヒューズF11、スイッチS7、バッテリー3、スイッチS8、ヒューズF12、コイル52、およびダイオードD13を介して端子T3に電流が流れ、コンデンサC1、C11が放電されてバッテリー3が充電される。

ーズF 1 1、スイッチS 7、バッテリー3、スイッチS 8、ヒューズF 1 2、コイル5 2、およびトランジスタQ 1 4を介して端子T 2に電流が流れ、コンデンサC 1, C 2, C 1 1, C 1 2が放電されてバッテリー3が充電される。

[0067] 第3バッテリー充電モードでは、PWM信号 ϕ 1 1～ ϕ 1 3が「L」レベルにされてトランジスタQ 1 1～Q 1 3がオフするとともに、PWM信号 ϕ 1 4が「H」レベルにされてトランジスタQ 1 4がオンする。これにより、端子T 3からダイオードD 1 2、コイル5 1、ヒューズF 1 1、スイッチS 7、バッテリー3、スイッチS 8、ヒューズF 1 2、コイル5 2、およびトランジスタQ 1 4を介して端子T 2に電流が流れ、コンデンサC 2, C 1 2が放電されてバッテリー3が充電される。

[0068] 第1バッテリー充電モードと第3バッテリー充電モードは、交互に行なわれる。第1バッテリー充電モードと第3バッテリー充電モードの間の期間では、PWM信号 ϕ 1 1～ ϕ 1 4が「L」レベルにされてトランジスタQ 1 1～Q 1 4がオフされ、コイル5 1, 5 2に蓄えられた電磁エネルギーが放出されて、ダイオードD 1 2、コイル5 1、ヒューズF 1 1、スイッチS 7、バッテリー3、スイッチS 8、ヒューズF 1 2、コイル5 2、およびダイオードD 1 3の経路に電流が流れ、バッテリー3が充電される。第2バッテリー充電モードは、第1バッテリー充電モードと第3バッテリー充電モードが重なっているモードである。

[0069] バッテリー3を充電する場合、制御装置5 3は、直流電流I 1の検出値と直流電流I 2の検出値が一致するようにPWM信号 ϕ 1 1, ϕ 1 4を生成してトランジスタQ 1 1, Q 1 2をオン／オフさせ、無停電電源装置U 1～U Nに流れる横流電流を抑制する。これについては、後で詳細に説明する。

[0070] 商用交流電源1からの三相交流電力の供給が停止されている場合、バッテリー3から双方向チョッパ2 4を介してコンデンサC 1, C 2, C 1 1, C 1 2に直流電力が供給され、バッテリー3が放電されてコンデンサC 1, C 2, C 1 1, C 1 2が充電される。この場合、トランジスタQ 1 1, Q 1 4はオ

フ状態に固定され、トランジスタQ 1 2, Q 1 3が交互にオンにされる。

[0071] その際、端子T 1, T 2間の直流電圧VDC (=V 1 - V 2) が所定の目標電圧VDC Tになるように、PWM信号φ 1 2, φ 1 3のデューティ比が制御される。PWM信号φ 1 2, φ 1 3のデューティ比を大きくするとバッテリー3からコンデンサC 1 1, C 1 2に流れる電流が増大し、PWM信号φ 1 2, φ 1 3のデューティ比を小さくするとバッテリー3からコンデンサC 1 1, C 1 2に流れる電流が減少する。

[0072] すなわち、第1バッテリー放電モードでは、PWM信号φ 1 1, φ 1 3, φ 1 4が「L」レベルにされてトランジスタQ 1 1, Q 1 3, Q 1 4がオフされるとともに、PWM信号φ 1 2が「H」レベルにされてトランジスタQ 1 2がオンされる。これにより、バッテリー3の正極からスイッチS 7、ヒューズF 1 1、コイル5 1、トランジスタQ 1 2、コンデンサC 2, C 1 2、ダイオードD 1 4、コイル5 2、ヒューズF 1 2、およびスイッチS 8を介してバッテリー3の負極に電流が流れ、バッテリー3が放電されてコンデンサC 2, C 1 2が充電される。

[0073] 第2バッテリー放電モードでは、PWM信号φ 1 1 ~ φ 1 4が「L」レベルにされてトランジスタQ 1 1 ~ Q 1 4がオフされる。これにより、バッテリー3の正極からスイッチS 7、ヒューズF 1 1、コイル5 1、ダイオードD 1 1、コンデンサC 1, C 2, C 1 1, C 1 2、ダイオードD 1 4、コイル5 2、ヒューズF 1 2、およびスイッチS 8を介してバッテリー3の負極に電流が流れ、コイル5 1, 5 2に蓄えられた電磁エネルギーが放出されるとともにバッテリー3が放電されてコンデンサC 1, C 2, C 1 1, C 1 2が充電される。

[0074] 第3バッテリー放電モードでは、PWM信号φ 1 1, φ 1 2, φ 1 4が「L」レベルにされてトランジスタQ 1 1, Q 1 2, Q 1 4がオフされるとともに、PWM信号φ 1 3が「H」レベルにされてトランジスタQ 1 3がオンされる。これにより、バッテリー3の正電極からスイッチS 7、ヒューズF 1 1、コイル5 1、ダイオードD 1 1、コンデンサC 1, C 1 1、トランジスタ

Q 1 3、コイル 5 2、ヒューズ F 1 2、およびスイッチ S 8 を介してバッテリー 3 の負電極に電流が流れ、バッテリー 3 が放電されてコンデンサ C 1, C 1 1 が充電される。

[0075] 第 1 バッテリ放電モードと第 3 バッテリ放電モードは、交互に行なわれる。第 1 バッテリ放電モードと第 3 バッテリ放電モードの間の期間において、端子 T 1, T 2 間の電圧 $V 1 - V 2$ がバッテリー 3 の端子間電圧 $V B$ よりも低下している場合は、第 2 バッテリ放電モードが行なわれる。

[0076] 次に、図 1 ～図 5 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 1 から三相交流電力が正常に供給されている通常時は、商用交流電源 1 からの三相交流電力がスイッチ S 1 ～S 3 および入力フィルタ 1 0 を介して電力変換器 2 1 ～2 3 に供給される。三相交流電力は、電力変換器 2 1 ～2 3 のコンバータ 4 0 によって直流電力に変換される。電力変換器 2 1 ～2 3 の各々において、コンバータ 4 0 で生成された直流電力は、双方向チョッパ 2 4 およびスイッチ S 7, S 8 を介してバッテリー 3 に蓄えられとともにインバータ 4 1 に供給され、インバータ 4 1 によって商用周波数の交流電力に変換される。電力変換器 2 1 ～2 3 のインバータ 4 1 で生成された三相交流電力は、出力フィルタ 3 0 およびスイッチ S 4 ～S 6 を介して負荷 2 に供給され、負荷 2 が運転される。

[0077] 商用交流電源 1 からの交流電力の供給が停止された停電時は、電力変換器 2 1 ～2 3 のコンバータ 4 0 の運転が停止されるとともに、バッテリー 3 の直流電力がスイッチ S 7, S 8 および双方向チョッパ 2 4 を介して電力変換器 2 1 ～2 3 のインバータ 4 1 に供給され、電力変換器 2 1 ～2 3 のインバータ 4 1 によって商用周波数の三相交流電力に変換される。電力変換器 2 1 ～2 3 のインバータ 4 1 で生成された三相交流電力は、出力フィルタ 3 0 およびスイッチ S 4 ～S 6 を介して負荷 2 に供給され、負荷 2 の運転が継続される。

[0078] したがって、停電が発生した場合でも、バッテリー 3 に直流電力が蓄えられている限りは負荷 2 の運転が継続される。商用交流電源 1 からの交流電力の

供給が再開された場合は、電力変換器 21～23 のコンバータ 40 の運転が再開される。電力変換器 21～23 の各々において、コンバータ 40 で生成された直流電力が双方向チョッパ 24 およびスイッチ S7, S8 を介してバッテリー 3 に供給されるとともにインバータ 41 に供給され、元の状態に戻る。他の無停電電源装置 U2～UN の各々の構成および動作は、無停電電源装置 U1 と同じであるので、その説明は繰り返さない。

[0079] ここで、商用交流電源 1 から三相交流電力が正常に供給されている通常時において、無停電電源装置 U1～UN が並列運転されている場合に発生する横流電流について説明する。図 1～図 5 で示したように、この無停電電源システムでは、N 台の無停電電源装置 U1～UN の交流入力端子 (T1a, T1b, または T1c) は互いに接続され、それらの交流出力端子 (TOa, TOb, または TOc) は互いに接続され、それらのバッテリー端子 (TBP または TBN) は互いに接続されている。

[0080] N 台の無停電電源装置 U1～UN の交流出力電圧 (VR, VS, または VT) の位相および電圧値が完全に一致している場合は横流電流は流れない。しかし、実際には、N 台の無停電電源装置 U1～UN の交流出力電圧 (VR, VS, または VT) の位相および電圧値は完全には一致せず、無停電電源装置 U1～UN 間に横流電流が流れてしまう。

[0081] たとえば、無停電電源装置 U1 の電力変換器 21 のトランジスタ Q5～Q8 用の PWM 信号 $\phi 5 \sim \phi 8$ の位相が、無停電電源装置 U2 の電力変換器 21 のトランジスタ Q5～Q8 用の PWM 信号 $\phi 5 \sim \phi 8$ の位相よりも進み、無停電電源装置 U1 の出力交流電圧 VR の位相が無停電電源装置 U2 の出力交流電圧 VR の位相よりも進んでいるものとする。

[0082] この場合、無停電電源装置 U1 のインバータ 41 のトランジスタ Q5 がオンするとともに、無停電電源装置 U2 のインバータ 41 のトランジスタ Q7, Q8 がオンする期間が発生する。

[0083] この期間では、無停電電源装置 U2 においては、出力端子 TOa から電力変換器 21 の出力端子 21b、トランジスタ Q8, Q7、双方向チョッパ 2

4の端子T3、ダイオードD12、コイル51を介してバッテリー端子TB Pに至る経路で横流電流が流れる。無停電電源装置U2のバッテリー端子TB Pから無停電電源装置U1のバッテリー端子TB Pに横流電流が流れる。さらに、無停電電源装置U1においては、バッテリー端子TB Pから双方向チョッパ24のコイル51、トランジスタQ11、端子T1、電力変換器21のトランジスタQ5を介して出力端子TO aに至る経路で横流電流が流れる。

[0084] このとき、単に双方向チョッパ24のトランジスタQ11, Q14を同じ時間ずつ交互にオンしているだけでは、無停電電源装置U2の双方向チョッパ24では I_1 が増大して $I_1 > I_2$ となり、無停電電源装置U1の双方向チョッパ24では I_1 が減少して $I_1 < I_2$ となる。 $I_1 \neq I_2$ となると、ノーマルモードリアクトル50のインダクタンスが低下してしまう。さらに、横流電流によって無駄な電力が消費される。

[0085] そこで、本実施の形態では、無停電電源装置U1, U2の各々において $I_1 = I_2$ となるように双方向チョッパ24のトランジスタQ11, Q14のオン時間を制御して横流電流を抑制する。すなわち、無停電電源装置U2では、 $I_1 > I_2$ であるので $I_1 = I_2$ になるように、トランジスタQ11のオン時間を短くして電流 I_1 を減少させるとともに、トランジスタQ14のオン時間を長くして電流 I_2 を増大させる。無停電電源装置U1では、 $I_1 < I_2$ であるので $I_1 = I_2$ になるように、トランジスタQ11のオン時間を長くして電流 I_1 を増大させるとともに、トランジスタQ14のオン時間を短くして電流 I_2 を減少させる。このように $I_1 = I_2$ となるように制御することにより、無停電電源装置U1, U2間で循環する横流電流を抑制することができる。

[0086] さらに上記の場合では、無停電電源装置U1のインバータ41のトランジスタQ6がオンするとともに、無停電電源装置U2のインバータ41のトランジスタQ7, Q8がオンする期間も発生する。

[0087] この期間では、無停電電源装置U1においては、出力端子TO aから電力変換器21の出力端子21b、トランジスタQ6、双方向チョッパ24の端

子T 2、トランジスタQ 1 4 およびコイル5 2を介してバッテリー端子T B Nに至る経路で横流電流が流れる。無停電電源装置U 1のバッテリー端子T B Nから無停電電源装置U 2のバッテリー端子T B Nに横流電流が流れる。さらに、無停電電源装置U 2においては、バッテリー端子T B Nから双方向チョッパ2 4のコイル5 2、ダイオードD 1 3、端子T 3、電力変換器2 1のトランジスタQ 7, Q 8および出力端子2 1 bを介して出力端子T O aに至る経路で横流電流が流れる。

[0088] このとき、単に双方向チョッパ2 4のトランジスタQ 1 1, Q 1 4を同じ時間ずつ交互にオンしているだけでは、無停電電源装置U 1の双方向チョッパ2 4では I_1 が減少して $I_1 > I_2$ となり、無停電電源装置U 2の双方向チョッパ2 4では I_2 が増大して $I_1 < I_2$ となる。 $I_1 \neq I_2$ となると、ノーマルモードリアクトル5 0のインダクタンスが低下してしまう。さらに、横流電流によって無駄な電力が消費される。

[0089] そこで、本実施の形態では、無停電電源装置U 1, U 2の各々において $I_1 = I_2$ となるように双方向チョッパ2 4のトランジスタQ 1 1, Q 1 4のオン時間を制御して横流電流を抑制する。すなわち、無停電電源装置U 1では、 $I_1 > I_2$ であるので $I_1 = I_2$ になるように、トランジスタQ 1 1のオン時間を短くして電流 I_1 を減少させるとともに、トランジスタQ 1 4のオン時間を長くして電流 I_2 を増大させる。無停電電源装置U 2では、 $I_1 < I_2$ であるので $I_1 = I_2$ になるように、トランジスタQ 1 1のオン時間を長くして電流 I_1 を増大させるとともに、トランジスタQ 1 4のオン時間を短くして電流 I_2 を減少させる。このように $I_1 = I_2$ となるように制御することにより、無停電電源装置U 1, U 2間で循環する横流電流を抑制することができる。

[0090] ここでは、無停電電源装置U 1, U 2間の横流電流について説明したが、無停電電源装置U 1 ~ U N間で循環する横流電流についても同様である。

[0091] 次に、双方向チョッパ2 4のトランジスタQ 1 1, Q 1 4のオン時間を制御して横流電流を抑制する方法についてより詳細に説明する。図6は、図4

に示した制御装置 53 のうちのバッテリー 3 の充電に関連する部分を示すブロック図である。図 6 において、制御装置 53 は、加算器 60、乗算器 61、減算器 62～66、制御器（PI）67～69、三角波発生器 70、71、および比較器 72、73 を含む。

[0092] 加算器 60 は、電流検出器 CD11 によって検出された電流 I1 の検出値と、電流検出器 CD12 によって検出された電流 I2 の検出値とを加算する。乗算器 61 は、加算器 60 の加算結果に 0.5 を乗算して電流 I1、I2 の検出値の平均値 IAV を求める。減算器 62 は、目標充電電流値 IT から乗算器 61 で求められた電流 I1、I2 の検出値の平均値 IAV を減算して電流指令値 ICO を求める。目標充電電流値 IT は、バッテリー 3 の目標端子間電圧 VBT と実際の端子間電圧 VB との偏差に応じて生成される。制御器 67 は、電流指令値 ICO にたとえば PI 制御（比例および積分制御）を施して電圧指令値 VCO を生成する。

[0093] 減算器 63 は、電流検出器 CD11 によって検出された電流 I1 の検出値から乗算器 61 で求められた電流 I1、I2 の検出値の平均値 IAV を減算して電流指令値 IC1 を求める。制御器 68 は、電流指令値 IC1 にたとえば PI 制御を施して電圧指令値 VC1 を生成する。

[0094] 減算器 64 は、電流検出器 CD12 によって検出された電流 I2 の検出値から乗算器 61 で求められた電流 I1、I2 の検出値の平均値 IAV を減算して電流指令値 IC2 を求める。制御器 69 は、電流指令値 IC2 にたとえば PI 制御を施して電圧指令値 VC2 を生成する。

[0095] 減算器 65 は、電圧指令値 VCO から電圧指令値 VC1 を減算して電圧指令値 VCO1 を生成する。減算器 66 は、電圧指令値 VCO から電圧指令値 VC2 を減算して電圧指令値 VCO2 を生成する。

[0096] 三角波発生器 70 は、商用周波数よりも十分に高い周波数の三角波信号 CA11 を生成する。三角波発生器 71 は、三角波信号 CA11 と同じ周波数の三角波信号 CA12 を生成する。三角波信号 CA11、CA12 の位相は互いに 180 度ずれている。

- [0097] 比較器72は、電圧指令値 V_{C01} と三角波信号 C_{A11} のレベルとの高低を比較し、 $V_{C01} > C_{A11}$ である場合はPWM信号 ϕ_{11} を「H」レベルにし、 $V_{C01} < C_{A11}$ である場合はPWM信号 ϕ_{11} を「L」レベルにする。
- [0098] 比較器73は、電圧指令値 V_{C02} と三角波信号 C_{A12} のレベルとの高低を比較し、 $V_{C02} > C_{A12}$ である場合はPWM信号 ϕ_{12} を「H」レベルにし、 $V_{C02} < C_{A12}$ である場合はPWM信号 ϕ_{12} を「L」レベルにする。
- [0099] したがって、横流電流が流れておらず $I_1 = I_2$ である場合は、 $I_1 = I_2 = I_{AV}$ 、 $V_{C1} = V_{C2} = 0$ 、 $V_{C0} = V_{C01} = V_{C02}$ となり、PWM信号 ϕ_{11} 、 ϕ_{14} のデューティ比は同じ値になる。この場合、トランジスタQ11の1周期当たりのオン時間とトランジスタQ14の1周期当たりのオン時間とは同じ時間となる。
- [0100] 横流電流が流れて $I_1 > I_2$ となった場合は、 $I_1 > I_{AV} > I_2$ 、 $V_{C1} > V_{C2}$ 、 $V_{C01} < V_{C02}$ となり、PWM信号 ϕ_{11} のデューティ比はPWM信号 ϕ_{14} のデューティ比よりも小さくなる。したがって、トランジスタQ11の1周期当たりのオン時間がトランジスタQ14の1周期当たりのオン時間よりも短くなり、 I_1 が減少するとともに I_2 が増大するようにトランジスタQ11、Q14が制御され、横流電流が抑制される。
- [0101] 横流電流が流れて $I_1 < I_2$ となった場合は、 $I_2 > I_{AV} > I_1$ 、 $V_{C2} > V_{C1}$ 、 $V_{C02} < V_{C01}$ となり、PWM信号 ϕ_{11} のデューティ比はPWM信号 ϕ_{14} のデューティ比よりも大きくなる。したがって、トランジスタQ11の1周期当たりのオン時間がトランジスタQ14の1周期当たりのオン時間よりも長くなり、 I_1 が増大するとともに I_2 が減少するようにトランジスタQ11、Q14が制御され、横流電流が抑制される。
- [0102] このような制御装置53は、無停電電源装置U1～UNの各々に設けられる。したがって、この無停電電源システムでは、無停電電源装置U1～UNに流れる横流電流が抑制される。

[0103] 図7は、図5および図6に示した制御装置53の充電モード時の動作を示すフローチャートである。図7において、制御装置53は、ステップST1において電流検出器CD11、CD12を用いて電流 I_1 、 I_2 を検出する。制御装置53は、ステップST2において目標充電電流値 I_T と平均値 $I_{AV} = 0.5 \times (I_1 + I_2)$ との差の絶対値 $|I_T - I_{AV}|$ がしきい値 I_α よりも大きいか否かを判別し、 $|I_T - I_{AV}| > I_\alpha$ でない場合（すなわち $I_T \div I_{AV}$ である場合）はステップST1に戻り、 $|I_T - I_{AV}| > I_\alpha$ である場合（すなわち $I_T \neq I_{AV}$ である場合）はステップST3に進む。 I_α は、 I_T 、 I_{AV} と比べて十分に小さな値に設定されている。目標充電電流値 I_T は、上述の通り、バッテリー3の目標端子間電圧 V_{BT} と実際の端子間電圧 V_B との偏差に応じて生成される。

[0104] 制御装置53は、ステップST3において $I_{AV} < I_T$ であるか否かを判別し、 $I_{AV} < I_T$ である場合はステップST4に進み、 $I_{AV} < I_T$ でない場合はステップST5に進む。ステップST4では、制御装置53はPWM信号 ϕ_{11} 、 ϕ_{14} のデューティ比 $D(\phi_{11})$ 、 $D(\phi_{14})$ を増大させる。これにより、トランジスタQ11、Q14の1周期当たりのオン時間が増大され、平均値 I_{AV} が増大して目標値 I_T に近づく。ステップST5では、制御装置53は、PWM信号 ϕ_{11} 、 ϕ_{14} のデューティ比 $D(\phi_{11})$ 、 $D(\phi_{14})$ を減少させる。これにより、トランジスタQ11、Q14の1周期当たりのオン時間が減少され、平均値 I_{AV} が減少して目標値 I_T に近づく。

[0105] 次に制御装置53は、ステップST6において電流 I_1 、 I_2 の検出値の差の絶対値 $|I_1 - I_2|$ がしきい値 I_β よりも大きいか否かを判別し、 $|I_1 - I_2| > I_\beta$ でない場合（すなわち $I_1 \div I_2$ である場合）はステップST1に戻り、 $|I_1 - I_2| > I_\beta$ である場合（すなわち $I_1 \neq I_2$ である場合）はステップST7に進む。 I_β は、 I_1 、 I_2 と比べて十分に小さな値に設定されている。

[0106] 制御装置53は、ステップST7において $I_1 < I_2$ であるか否かを判別

し、 $I_1 < I_2$ である場合はステップST8においてPWM信号 $\phi 11$ のデューティ比 $D(\phi 11)$ を増大させるとともにPWM信号 $\phi 14$ のデューティ比 $D(\phi 14)$ を減少させ、ステップST1に戻る。これにより、トランジスタQ11の1周期当たりのオン時間が増大されるとともにトランジスタQ14の1周期当たりのオン時間が減少し、電流 I_1 が増大するとともに電流 I_2 が減少し、横流電流が抑制される。

[0107] ステップST7において $I_1 < I_2$ でないと判別した場合はステップST9においてPWM信号 $\phi 11$ のデューティ比 $D(\phi 11)$ を減少させるとともにPWM信号 $\phi 14$ のデューティ比 $D(\phi 14)$ を増大させ、ステップST1に戻る。これにより、トランジスタQ11の1周期当たりのオン時間が減少するとともにトランジスタQ14の1周期当たりのオン時間が増大し、電流 I_1 が減少するとともに電流 I_2 が増大し、横流電流が抑制される。ステップST1～ST9を繰り返すことにより、 $I_{AV} \div I_T$ 、 $I_1 \div I_2$ とすることができ、バッテリー3を目標電圧 V_{BT} に充電させるとともに、横流電流を抑制することができる。

[0108] なお、ステップST4、ST5においては、PWM信号 $\phi 11$ 、 $\phi 14$ のデューティ比 $D(\phi 11)$ 、 $D(\phi 14)$ を一定値だけ増大または減少させてもよいし、PWM信号 $\phi 11$ 、 $\phi 14$ のデューティ比 $D(\phi 11)$ 、 $D(\phi 14)$ を増大または減少させる値を I_{AVT} と I_{AV} の差に応じて変更しても構わない。

[0109] 同様に、ステップST8、ST9においては、PWM信号 $\phi 11$ 、 $\phi 14$ のデューティ比 $D(\phi 11)$ 、 $D(\phi 14)$ を一定値だけ増大または減少させてもよいし、PWM信号 $\phi 11$ 、 $\phi 14$ のデューティ比 $D(\phi 11)$ 、 $D(\phi 14)$ を増大または減少させる値を I_1 と I_2 の差に応じて変更しても構わない。

[0110] この実施の形態では、双方向チョッパ24のコイル51、52に流れる電流 I_1 、 I_2 を検出し、電流 I_1 、 I_2 の検出値が一致するようにトランジスタQ11、Q14の各々のオン時間を増大または減少させて横流電流を抑

制する。したがって、各無停電電源装置毎に可飽和リアクトルを設ける場合に比べ、装置の小型化、低コスト化を図ることができる。

[0111] 大きな横流電流が流れると無駄な消費電力が増大して無停電電源システムの電力効率が低下する。しかし、本実施の形態では、横流電流を小さく抑制できるので、無停電電源システムの電力効率を高めることができる。

[0112] さらに、横流電流が流れて $I_1 \neq I_2$ となると、双方向チョッパ24のノーマルモードリアクトル50のインダクタンスが減少するので、大きなインダクタンスを有する大型で高価なノーマルモードリアクトル50を設ける必要がある。しかし、本実施の形態では、横流電流を小さく抑制できるので、横流電流によって双方向チョッパ24のノーマルモードリアクトル50のインダクタンスが減少することを防止することができる。このため、小型で低価格のノーマルモードリアクトル50を使用することができる。

[0113] なお、この実施の形態では、 $I_1 \neq I_2$ である場合に $I_1 = I_2$ になるように双方向チョッパ24のトランジスタQ11, Q14のうちの一方のトランジスタのオン時間を増大させるとともに他方のトランジスタのオン時間を減少させたが、これに限るものではなく、 $I_1 = I_2$ になるようにトランジスタQ11, Q14のうちの一方のトランジスタのオン時間を増大または減少させるとともに他方のトランジスタのオン時間を維持しても構わない。

[0114] 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。本発明の範囲は上記した説明で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

[0115] 1 商用交流電源、2 負荷、3 バッテリ、U1～UN 無停電電源装置、T1a～T1c 交流入力端子、T0a～T0c 交流出力端子、TB P, TBN バッテリ端子、S1～S8 スイッチ、10 入力フィルタ、11～13, 31～33 リアクトル、14～15, 34～36, C1, C2, C11, C12 コンデンサ、CD1～CD6, CD11, CD12

電流検出器、21～23 電力変換器、24 双方向チョッパ、30 出力フィルタ、40 コンバータ、41 インバータ、42, 53 制御装置、Q1～Q8, Q11～Q14 トランジスタ、D1～D8, D11～D14 ダイオード、L1 直流正母線、L2 直流負母線、L3 直流中性点母線、F1～F3, F11, F12 ヒューズ、50 ノーマルモードリアクトル、51, 52 コイル、T1～T5 端子、60 加算器、61 乗算器、62～66 減算器、67～69 制御器、70, 71 三角波発生器、72, 73 比較器。

請求の範囲

[請求項1]

無停電電源装置であって、

交流電源から供給される交流電圧を第1～第3の直流電圧に変換して第1～第3の直流母線に出力するコンバータと、

前記第1～第3の直流母線を介して供給される前記第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、

前記第1～第3の直流母線と電力貯蔵装置との間に接続された双方向チョッパとを備え、

前記第1の直流電圧は前記第2の直流電圧よりも高く、前記第3の直流電圧は前記第1および第2の直流電圧の中間電圧であり、

前記双方向チョッパは、

前記第1および第3の直流母線間に直列接続された第1および第2のトランジスタと、

前記第3および第2の直流母線間に直列接続された第3および第4のトランジスタと、

それぞれ前記第1～第4のトランジスタに逆並列に接続された第1～第4のダイオードと、

前記第1および第2のトランジスタ間の第1のノードと前記電力貯蔵装置の正極との間に接続される第1のコイルと、前記電力貯蔵装置の負極と前記第3および第4のトランジスタ間の第2のノードとの間に接続される第2のコイルとを有するノーマルモードリアクトルとを含み、

前記無停電電源装置は、さらに、前記交流電源から交流電圧が供給されている通常時は前記第1および第4のトランジスタを交互にオンさせて前記電力貯蔵装置を充電する充電モードを実行し、前記交流電源からの交流電力の供給が停止された停電時は前記第2および第3のトランジスタを交互にオンさせて前記電力貯蔵装置を放電させる放電モードを実行する制御装置を備え、

前記制御装置は、前記充電モード時は、前記第 1 および第 2 のコイルに流れる電流の値が一致するように前記第 1 および第 4 のトランジスタのうちの少なくともいずれか一方のトランジスタのオン時間を制御する、無停電電源装置。

[請求項2] さらに、前記第 1 のノードから前記第 1 のコイルを介して前記電力貯蔵装置の正極に流れる電流を検出する第 1 の電流検出器と、

前記電力貯蔵装置の負極から前記第 2 のコイルを介して前記第 2 のノードに流れる電流を検出する第 2 の電流検出器とを備え、

前記制御装置は、前記充電モード時は、前記第 1 および第 2 の電流検出器の検出値が一致するように前記第 1 および第 4 のトランジスタのうちの少なくともいずれか一方のトランジスタのオン時間を制御する、請求項 1 に記載の無停電電源装置。

[請求項3] 前記制御装置は、第 1 および第 2 の電流検出器の検出値の平均値を算出し、前記平均値と前記第 1 の電流検出器の検出値とが一致するように前記第 1 のトランジスタのオン時間を制御するとともに、前記平均値と前記第 2 の電流検出器の検出値とが一致するように前記第 4 のトランジスタのオン時間を制御する、請求項 2 に記載の無停電電源装置。

[請求項4] 前記制御装置は、前記第 1 および第 2 の電流検出器の検出値を比較し、前記第 1 の電流検出器の検出値が前記第 2 の電流検出器の検出値よりも小さい場合は前記第 1 のトランジスタのオン時間を増大させるとともに前記第 4 のトランジスタのオン時間を減少させ、前記第 1 の電流検出器の検出値が前記第 2 の電流検出器の検出値よりも大きい場合は前記第 1 のトランジスタのオン時間を減少させるとともに前記第 4 のトランジスタのオン時間を増大させる、請求項 2 に記載の無停電電源装置。

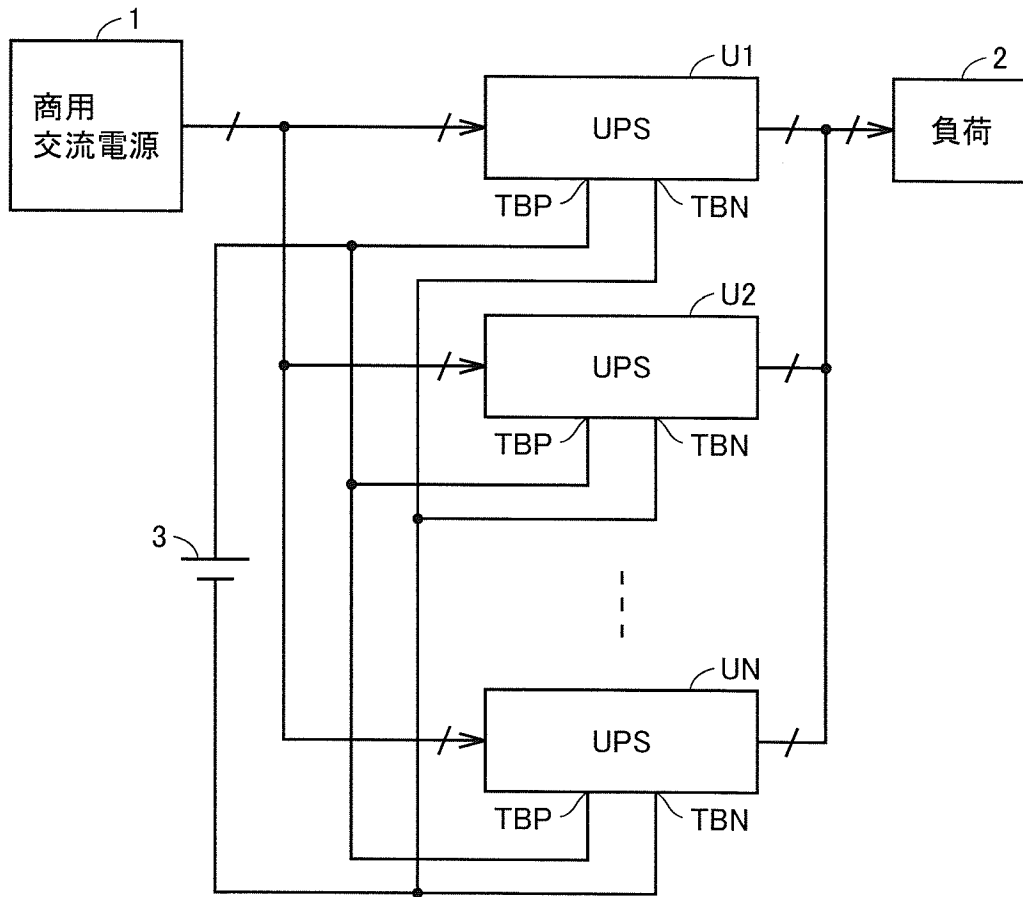
[請求項5] 請求項 1 に記載の無停電電源装置を複数備え、
複数の前記無停電電源装置は、負荷に対して並列接続されるととも

に、前記電力貯蔵装置を共用する、無停電電源システム。

[請求項6] 前記制御装置は、前記第1および第2のコイルに流れる電流の値が一致するように前記第1および第4のトランジスタのうちの少なくともいずれか一方のトランジスタのオン時間を制御して、複数の前記無停電電源装置に流れる横流電流を抑制する、請求項5に記載の無停電電源システム。

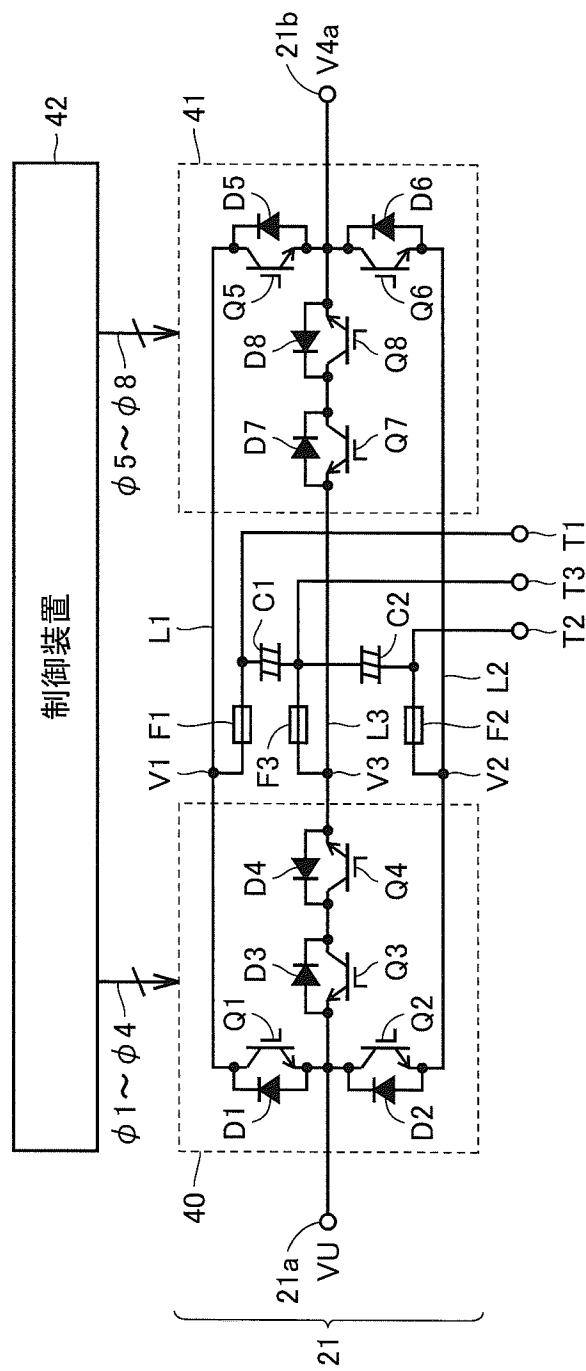
[図1]

FIG.1



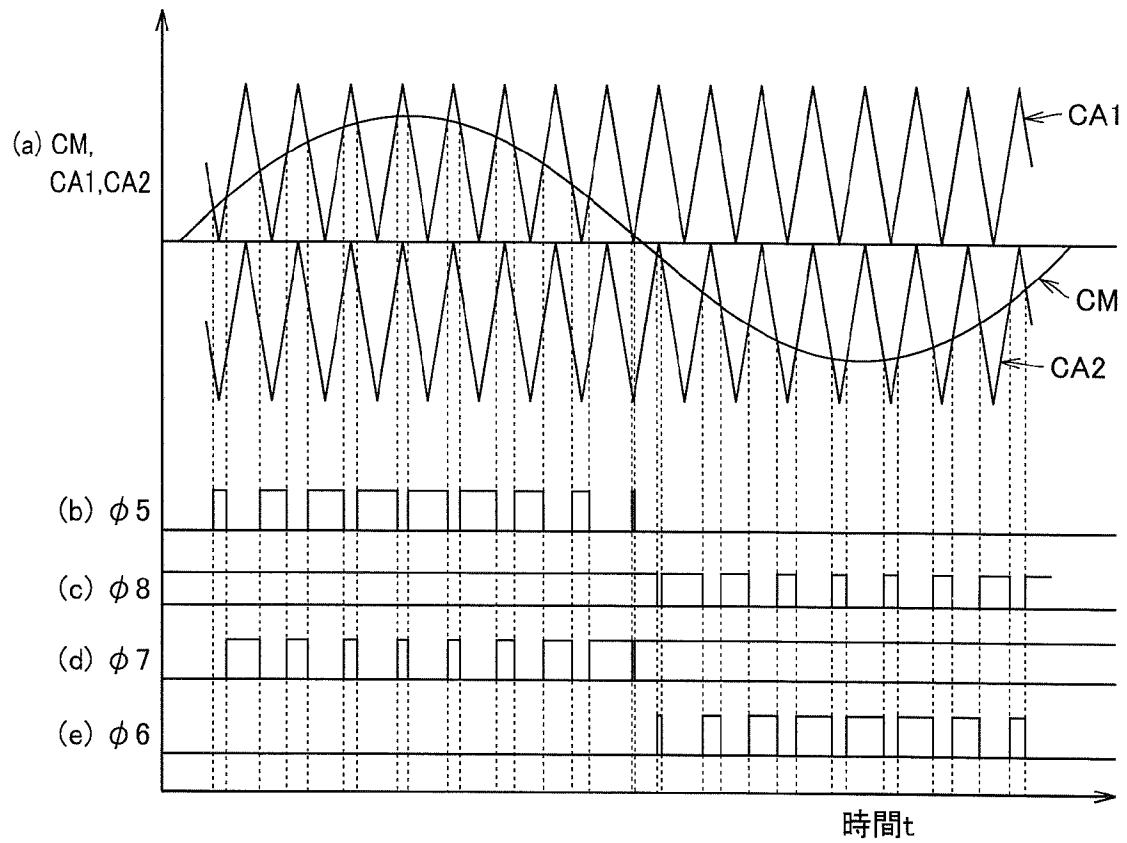
[図3]

FIG.3



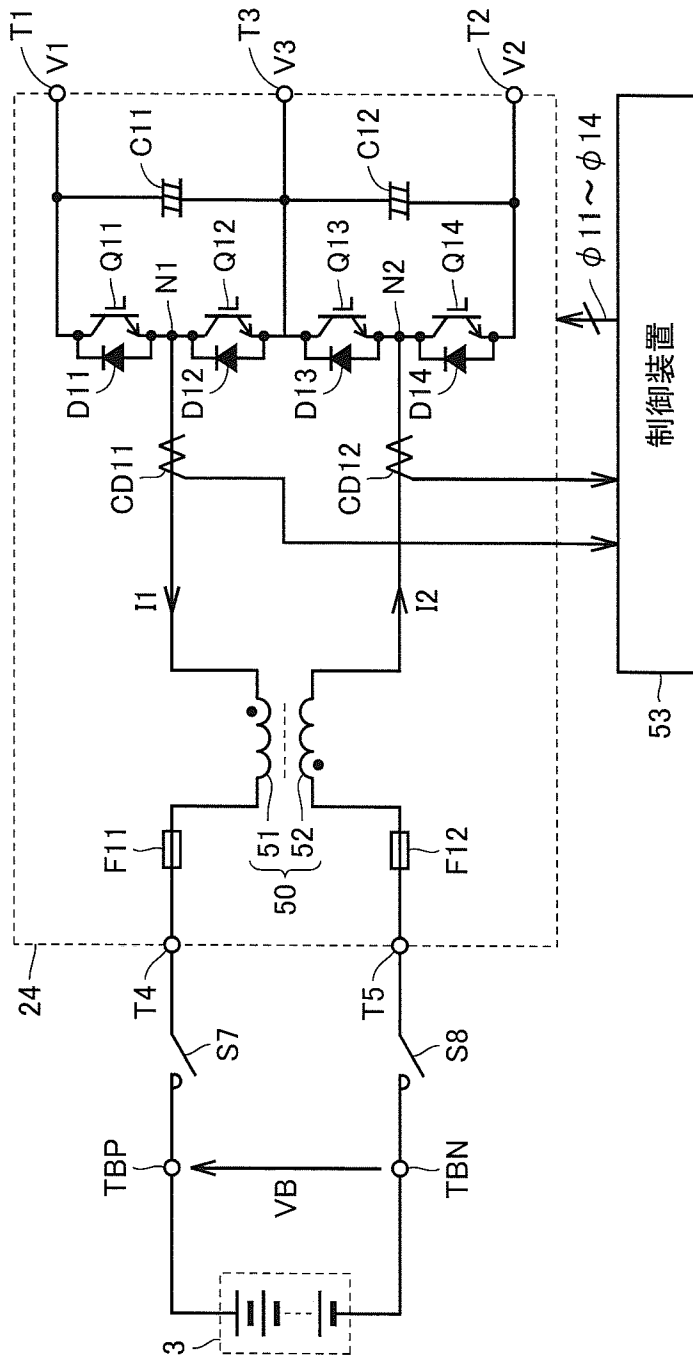
[図4]

FIG.4



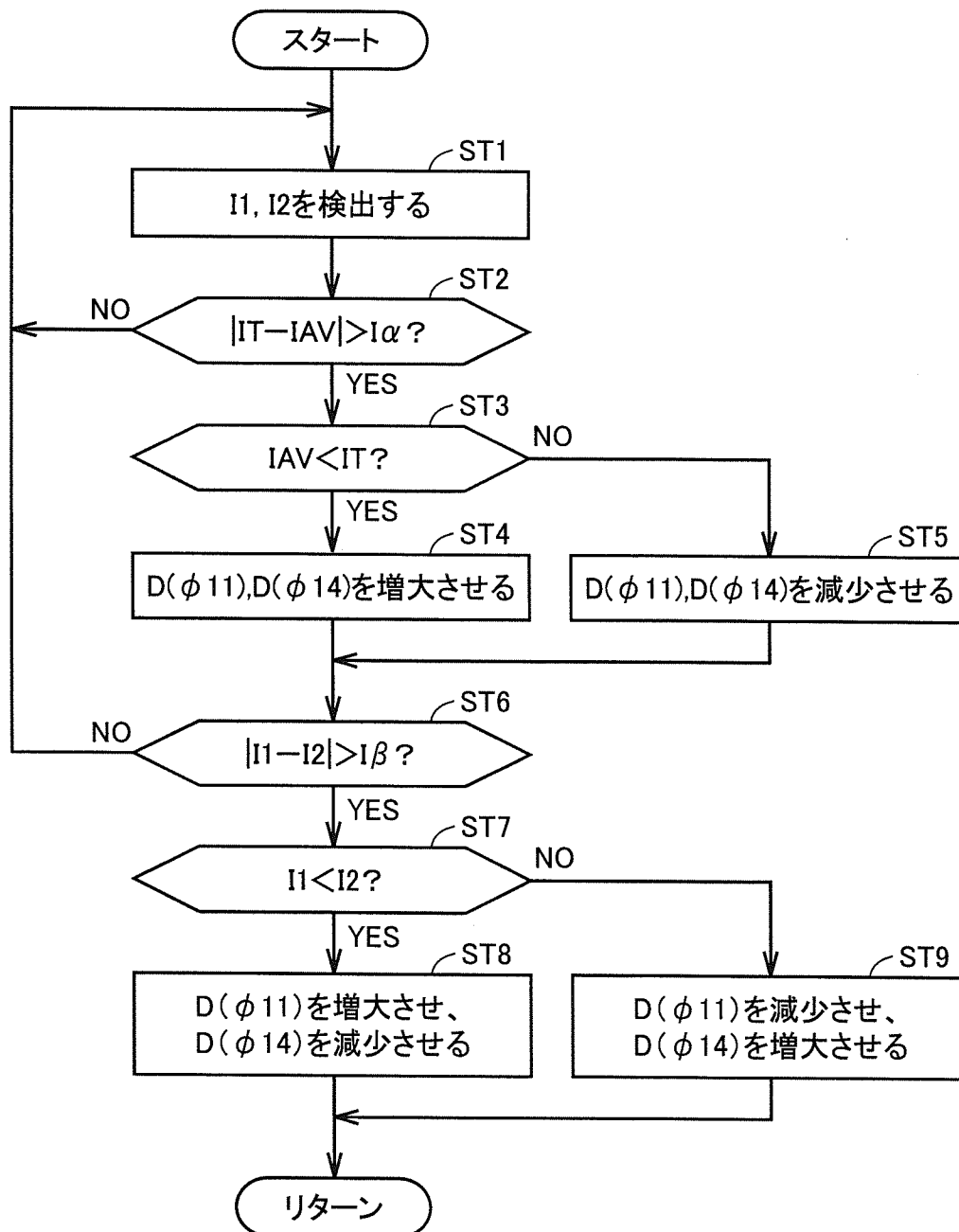
[図5]

FIG.5



[図7]

FIG.7



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2015/060325

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02J9/06(2006.01) i

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

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02J9/06

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

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2015
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2015	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2015

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 2010/044164 A1 (Toshiba Mitsubishi-Electric Industrial Systems Corp.), 22 April 2010 (22.04.2010), paragraphs [0026] to [0028], [0048]; fig. 3 & US 2011/0170322 A1 & KR 10-2011-0043789 A & CA 2740765 A & MX 2011002969 A & CN 102187562 A	1-6
A	WO 2010/100737 A1 (Toshiba Mitsubishi-Electric Industrial Systems Corp.), 10 September 2010 (10.09.2010), paragraphs [0019] to [0034] & US 2011/0049991 A1 & KR 10-2010-0111721 A & CA 2722263 A & CN 102150342 A & TW 201041272 A	1-6

☒ 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 June 2015 (15.06.15)

Date of mailing of the international search report
23 June 2015 (23.06.15)

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/JP2015/060325

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2011-147252 A (Mitsubishi Electric Corp.), 28 July 2011 (28.07.2011), entire text; all drawings (Family: none)	1-6

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02J9/06(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02J9/06

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2015年
日本国実用新案登録公報	1996-2015年
日本国登録実用新案公報	1994-2015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 2010/044164 A1（東芝三菱電機産業システム株式会社） 2010.04.22, 段落 0026-0028、0048、図3 & US 2011/0170322 A1 & KR 10-2011-0043789 A & CA 2740765 A & MX 2011002969 A & CN 102187562 A	1-6
A	WO 2010/100737 A1（東芝三菱電機産業システム株式会社） 2010.09.10, 段落 0019-0034 & US 2011/0049991 A1 & KR 10-2010-0111721 A & CA 2722263 A & CN 102150342 A & TW 201041272 A	1-6

☒ 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

15.06.2015

国際調査報告の発送日

23.06.2015

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）

田中 慎太郎

5 T

3 2 4 4

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	JP 2011-147252 A (三菱電機株式会社) 2011.07.28, 全文全図 (ファミリーなし)	1-6