

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)）

of the inverter (10) when the load (24) is a light load.

(57) 要約：無停電電源装置（1）の制御装置（18）は、負荷電流（ I_L ）が所定値（ I_c ）よりも大きい場合は、比較的高い周波数（ f_H ）を有し、パルス幅が制御されるゲート信号（ A_u , B_u ）によってインバータ（10）を制御し、負荷電流（ I_L ）が所定値（ I_c ）よりも小さい場合は、比較的低い周波数（ f_L ）を有し、パルス幅が固定されたゲート信号（ A_u , B_u ）によってインバータ（10）を制御する。したがって、負荷（24）が軽負荷である場合には、インバータ（10）のIGBT（Q1～Q4）で発生するスイッチング損失を低減することができる。

明 細 書

発明の名称：電力変換装置

技術分野

[0001] この発明は電力変換装置に関し、特に、直流電力を交流電力に変換する逆変換器を備えた電力変換装置に関する。

背景技術

[0002] たとえば特開2008-92734号公報（特許文献1）には、複数のスイッチング素子を含み、直流電力を商用周波数の交流電力に変換する逆変換器と、商用周波数よりも十分に高い周波数を有し、パルス幅が逆変換器の交流出力電圧に基づいて制御されるPWM（Pulse Width Modulation）信号を生成する制御装置とを備えた電力変換装置が開示されている。複数のスイッチング素子は、PWM信号に基づいて制御される。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特開2008-92734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、従来の電力変換装置では、スイッチング素子がオンおよびオフされる度にスイッチング損失が発生し、電力変換装置の効率が低下す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、高効率の電力変換装置を提供することである。

課題を解決するための手段

[0006] この発明に係る電力変換装置は、複数の第1のスイッチング素子を含み、直流電力を商用周波数の交流電力に変換して負荷に供給する逆変換器と、商用周波数よりも高い第1の周波数を有し、パルス幅が逆変換器の交流出力電圧に基づいて制御される第1のパルス信号列を生成する第1のモードと、商

用周波数と第 1 の周波数との間の第 2 の周波数を有し、パルス幅が固定された第 2 のパルス信号列を生成する第 2 のモードとのうちの選択された方のモードを実行する第 1 の制御部とを備えたものである。複数の第 1 のスイッチング素子は、第 1 のモード時は第 1 のパルス信号列に基づいて制御され、第 2 のモード時は第 2 のパルス信号列に基づいて制御される。

発明の効果

[0007] この発明に係る電力変換装置では、第 1 の周波数を有し、パルス幅が制御される第 1 のパルス信号列を生成する第 1 のモードと、第 1 の周波数よりも低い第 2 の周波数を有し、パルス幅が固定された第 2 のパルス信号列を生成する第 2 のモードとのうちの選択された方のモードを実行する。したがって、負荷が第 2 のパルス信号列によって運転可能である場合には、第 2 のモードを選択することにより、複数のスイッチング素子で発生するスイッチング損失を小さくすることができ、電力変換装置の効率を高めることができる。

図面の簡単な説明

[0008] [図1]この発明の実施の形態 1 による無停電電源装置の構成を示す回路ブロック図である。

[図2]図 1 に示した制御装置のうちのインバータの制御に関連する部分の構成を示すブロック図である。

[図3]図 2 に示したゲート制御回路の構成を示す回路ブロック図である。

[図4]図 3 に示した電圧指令値、三角波信号、およびゲート信号の波形を例示するタイムチャートである。

[図5]図 1 に示したインバータおよびその周辺部の構成を示す回路ブロック図である。

[図6]この発明の実施の形態 2 による無停電電源装置のゲート制御回路の構成を示す回路ブロック図である。

[図7]この発明の実施の形態 3 による無停電電源装置のゲート制御回路の構成を示す回路ブロック図である。

[図8]実施の形態 3 の変更例による無停電電源装置のゲート制御回路の構成を

示す回路ブロック図である。

[図9]この発明の実施の形態4による無停電電源装置の要部を示す回路ブロック図である。

[図10]図9に示したゲート制御回路の構成を示す回路ブロック図である。

[図11]図10に示した電圧指令値、三角波信号、およびゲート信号の波形を例示するタイムチャートである。

[図12]図9で説明した無停電電源装置のコンバータおよびその周辺部の構成を示す回路ブロック図である。

[図13]この発明の実施の形態5による無停電電源装置の要部を示す回路ブロック図である。

[図14]図13に示した無停電電源装置に含まれるゲート制御回路の構成を示す回路ブロック図である。

[図15]図14に示した電圧指令値、三角波信号、およびゲート信号の波形を例示するタイムチャートである。

発明を実施するための形態

[0009] [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1の構成を示す回路ブロック図である。この無停電電源装置1は、商用交流電源21からの三相交流電力を直流電力に一旦変換し、その直流電力を三相交流電力に変換して負荷24に供給するものである。図1では、図面および説明の簡単化のため、三相（U相、V相、W相）のうちの一相（たとえばU相）に対応する部分の回路のみが示されている。

[0010] 図1において、この無停電電源装置1は、交流入力端子T1、バイパス入力端子T2、バッテリー端子T3、および交流出力端子T4を備える。交流入力端子T1は、商用交流電源21から商用周波数の交流電力を受ける。バイパス入力端子T2は、バイパス交流電源22から商用周波数の交流電力を受ける。バイパス交流電源22は、商用交流電源であってもよいし、発電機であってもよい。

- [0011] バッテリ端子 T 3 は、バッテリ（電力貯蔵装置）2 3 に接続される。バッテリ 2 3 は、直流電力を蓄える。バッテリ 2 3 の代わりにコンデンサが接続されていても構わない。交流出力端子 T 4 は、負荷 2 4 に接続される。負荷 2 4 は、交流電力によって駆動される。
- [0012] この無停電電源装置 1 は、さらに、電磁接触器 2, 8, 1 4, 1 6、電流検出器 3, 1 1、コンデンサ 4, 9, 1 3、リアクトル 5, 1 2、コンバータ 6、双方向チョッパ 7、インバータ 1 0、半導体スイッチ 1 5、操作部 1 7、および制御装置 1 8 を備える。
- [0013] 電磁接触器 2 およびリアクトル 5 は、交流入力端子 T 1 とコンバータ 6 の入力ノードとの間に直列接続される。コンデンサ 4 は、電磁接触器 2 とリアクトル 5 の間のノード N 1 に接続される。電磁接触器 2 は、無停電電源装置 1 の使用時にオンされ、たとえば無停電電源装置 1 のメンテナンス時にオフされる。
- [0014] ノード N 1 に現れる交流入力電圧 V_i の瞬時値は、制御装置 1 8 によって検出される。交流入力電圧 V_i の瞬時値に基づいて、停電の発生の有無などが判別される。電流検出器 3 は、ノード N 1 に流れる交流入力電流 I_i を検出し、その検出値を示す信号 $I_i f$ を制御装置 1 8 に与える。
- [0015] コンデンサ 4 およびリアクトル 5 は、低域通過フィルタを構成し、商用交流電源 2 1 からコンバータ 6 に商用周波数の交流電力を通過させ、コンバータ 6 で発生するスイッチング周波数の信号が商用交流電源 2 1 に通過することを防止する。
- [0016] コンバータ 6 は、制御装置 1 8 によって制御され、商用交流電源 2 1 から交流電力が供給されている通常時は、交流電力を直流電力に変換して直流ライン L 1 に出力する。商用交流電源 2 1 からの交流電力の供給が停止された停電時は、コンバータ 6 の運転は停止される。コンバータ 6 の出力電圧は、所望の値に制御可能になっている。コンデンサ 4、リアクトル 5、およびコンバータ 6 は順変換器を構成する。
- [0017] コンデンサ 9 は、直流ライン L 1 に接続され、直流ライン L 1 の電圧を平

滑化させる。直流ラインL 1に現れる直流電圧VDCの瞬時値は、制御装置18によって検出される。直流ラインL 1は双方向チョッパ7の高電圧側ノードに接続され、双方向チョッパ7の低電圧側ノードは電磁接触器8を介してバッテリー端子T 3に接続される。

[0018] 電磁接触器8は、無停電電源装置1の使用時はオンされ、たとえば無停電電源装置1およびバッテリー23のメンテナンス時にオフされる。バッテリー端子T 3に現れるバッテリー23の端子間電圧VBの瞬時値は、制御装置18によって検出される。

[0019] 双方向チョッパ7は、制御装置18によって制御され、商用交流電源21から交流電力が供給されている通常時は、コンバータ6によって生成された直流電力をバッテリー23に蓄え、商用交流電源21からの交流電力の供給が停止された停電時は、バッテリー23の直流電力を直流ラインL 1を介してインバータ10に供給する。

[0020] 双方向チョッパ7は、直流電力をバッテリー23に蓄える場合は、直流ラインL 1の直流電圧VDCを降圧してバッテリー23に与える。また、双方向チョッパ7は、バッテリー23の直流電力をインバータ10に供給する場合は、バッテリー23の端子間電圧VBを昇圧して直流ラインL 1に出力する。直流ラインL 1は、インバータ10の入力ノードに接続されている。

[0021] インバータ10は、制御装置18によって制御され、コンバータ6または双方向チョッパ7から直流ラインL 1を介して供給される直流電力を商用周波数の交流電力に変換して出力する。すなわち、インバータ10は、通常時はコンバータ6から直流ラインL 1を介して供給される直流電力を交流電力に変換し、停電時はバッテリー23から双方向チョッパ7を介して供給される直流電力を交流電力に変換する。インバータ10の出力電圧は、所望の値に制御可能になっている。

[0022] インバータ10の出力ノード10aはリアクトル12の一方端子に接続され、リアクトル12の他方端子（ノードN 2）は電磁接触器14を介して交流出力端子T 4に接続される。コンデンサ13は、ノードN 2に接続される

- 。
- [0023] 電流検出器 11 は、インバータ 10 の出力電流 I_o の瞬時値を検出し、その検出値を示す信号 $I_o f$ を制御装置 18 に与える。ノード N2 に現れる交流出力電圧 V_o の瞬時値は、制御装置 18 によって検出される。
- [0024] リアクトル 12 およびコンデンサ 13 は、低域通過フィルタを構成し、インバータ 10 で生成された商用周波数の交流電力を交流出力端子 T4 に通過させ、インバータ 10 で発生するスイッチング周波数の信号が交流出力端子 T4 に通過することを防止する。インバータ 10、リアクトル 12、およびコンデンサ 13 は逆変換器を構成する。
- [0025] 電磁接触器 14 は、制御装置 18 によって制御され、インバータ 10 によって生成された交流電力を負荷 24 に供給するインバータ給電モード時にはオンされ、バイパス交流電源 22 からの交流電力を負荷 24 に供給するバイパス給電モード時にはオフされる。
- [0026] 半導体スイッチ 15 は、サイリスタを含み、バイパス入力端子 T2 と交流出力端子 T4 との間に接続される。電磁接触器 16 は、半導体スイッチ 15 に並列接続される。半導体スイッチ 15 は、制御装置 18 によって制御され、通常はオフされ、インバータ 10 が故障した場合は瞬時にオンし、バイパス交流電源 22 からの交流電力を負荷 24 に供給する。半導体スイッチ 15 は、オンしてから所定時間経過後にオフする。
- [0027] 電磁接触器 16 は、インバータ 10 によって生成された交流電力を負荷 24 に供給するインバータ給電モード時にはオフされ、バイパス交流電源 22 からの交流電力を負荷 24 に供給するバイパス給電モード時にはオンされる。
- 。
- [0028] また、電磁接触器 16 は、インバータ 10 が故障した場合にオンし、バイパス交流電源 22 からの交流電力を負荷 24 に供給する。つまり、インバータ 10 が故障した場合は、半導体スイッチ 15 が瞬時に所定時間だけオンするとともに電磁接触器 16 がオンする。これは、半導体スイッチ 15 が過熱されて破損するのを防止するためである。

- [0029] 操作部 17 は、無停電電源装置 1 の使用者によって操作される複数のボタン、種々の情報を表示する画像表示部などを含む。使用者が操作部 17 を操作することにより、無停電電源装置 1 の電源をオンおよびオフしたり、バイパス給電モードおよびインバータ給電モードのうちのいずれか一方のモードを選択することが可能となっている。
- [0030] 制御装置 18 は、操作部 17 からの信号、交流入力電圧 V_i 、交流入力電流 I_i 、直流電圧 V_{DC} 、バッテリー電圧 V_B 、交流出力電流 I_o 、および交流出力電圧 V_o などに基づいて無停電電源装置 1 全体を制御する。すなわち、制御装置 18 は、交流入力電圧 V_i の検出値に基づいて停電が発生したか否かを検出し、交流入力電圧 V_i の位相に同期してコンバータ 6 およびインバータ 10 を制御する。
- [0031] さらに制御装置 18 は、商用交流電源 21 から交流電力が供給されている通常時は、直流電圧 V_{DC} が所望の目標直流電圧 $V_{DC T}$ になるようにコンバータ 6 を制御し、商用交流電源 21 からの交流電力の供給が停止された停電時は、コンバータ 6 の運転を停止させる。
- [0032] さらに制御装置 18 は、通常時は、バッテリー電圧 V_B が所望の目標バッテリー電圧 $V_{B T}$ になるように双方向チョッパ 7 を制御し、停電時は、直流電圧 V_{DC} が所望の目標直流電圧 $V_{DC T}$ になるように双方向チョッパ 7 を制御する。
- [0033] さらに制御装置 18 は、電流検出器 11 の出力信号 I_{of} に基づいて、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも小さいか否か（すなわち負荷 24 が軽負荷であるか否か）を判別し、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも大きい場合は通常運転モード（第 1 のモード）を選択し、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも小さい場合は省電力運転モード（第 2 のモード）を選択し、選択した方のモードを実行する。
- [0034] 制御装置 18 は、通常運転モードを選択した場合は、商用周波数の正弦波信号と商用周波数よりも十分に高い周波数 f_H の三角波信号との高低を比較し、その比較結果に基づいて、インバータ 10 を制御するためのゲート信号

(第1のパルス信号列)を生成する。通常運転モードでは、ゲート信号は、三角波信号の周波数 f_H に応じた値の周波数を有するパルス信号列となる。ゲート信号のパルス幅は、交流出力電圧 V_o が参照電圧になるように制御される。

[0035] 制御装置18は、省電力運転モードを選択した場合は、商用周波数と上記周波数 f_H との間の周波数 f_L のゲート信号(第2のパルス信号列)を生成する。省電力運転モードでは、ゲート信号は、周波数 f_L を有し、パルス幅が固定されたパルス信号列となる。

[0036] 図2は、図1に示した制御装置のうちのインバータ10の制御に関連する部分の構成を示すブロック図である。図2において、制御装置18は、参照電圧発生回路31、電圧検出器32、減算器33、35、出力電圧制御回路34、出力電流制御回路36、およびゲート制御回路37を含む。

[0037] 参照電圧発生回路31は、商用周波数の正弦波信号である参照交流電圧 V_r を生成する。この参照交流電圧 V_r の位相は、三相(U相、V相、W相)のうちの対応する相(ここではU相)の交流入力電圧 V_i の位相に同期している。

[0038] 電圧検出器32は、ノードN2(図1)の交流出力電圧 V_o の瞬時値を検出し、検出値を示す信号 $V_o f$ を出力する。減算器33は、参照交流電圧 V_r と電圧検出器32の出力信号 $V_o f$ との偏差 ΔV_o を求める。

[0039] 出力電圧制御回路34は、偏差 ΔV_o に比例した値と偏差 ΔV_o の積分値とを加算して電流指令値 $I_o r$ を生成する。減算器35は、電流指令値 $I_o r$ と電流検出器11からの信号 $I_o f$ との偏差 ΔI_o を求める。出力電流制御回路36は、偏差 ΔI_o に比例した値と偏差 ΔI_o の積分値とを加算して電圧指令値 $V_o r$ を生成する。電圧指令値 $V_o r$ は、商用周波数の正弦波信号となる。

[0040] ゲート制御回路37は、電流検出器11の出力信号 $I_o f$ に基づいて通常運転モードまたは省電力運転モードを選択し、選択結果に応じて、対応する相(ここではU相)のインバータ10を制御するためのゲート信号(パルス

信号列) A_u , B_u を生成する。

[0041] 図3は、ゲート制御回路37の構成を示す回路ブロック図である。図3において、ゲート制御回路37は、発振器41、三角波発生器42、比較器43、パターン発生器44、判定器45、スイッチ46、バッファ47、およびインバータ48を含む。

[0042] 発振器41は、商用周波数（たとえば60Hz）よりも十分に高い周波数 f_H （たとえば20KHz）のクロック信号を出力する。三角波発生器42は、発振器の出力クロック信号と同じ周波数の三角波信号 C_u を出力する。

[0043] 比較器43は、出力電流制御回路36（図2）からの電圧指令値 $V_o r$ （商用周波数の正弦波信号）と三角波発生器42からの三角波信号 C_u との高低を比較し、比較結果を示すパルス信号列 $\phi 43$ を出力する。パルス信号列 $\phi 43$ の周波数は、三角波信号 C_u の周波数 f_H と同じ値になる。パルス信号列 $\phi 43$ のパルス幅は、電圧指令値 $V_o r$ のレベルに応じて変化する。パルス信号列 $\phi 43$ は、PWM信号である。

[0044] パターン発生器44は、三角波信号 C_u の周波数 f_H よりも低い周波数 f_L のパルス信号列 $\phi 44$ を出力する。パルス信号列 $\phi 44$ の波形は、パルス信号列 $\phi 43$ の波形と同様である。パルス信号列 $\phi 44$ のパルス幅は固定されている。

[0045] 判定器45は、電流検出器11（図1）からの信号 $I_o f$ に基づいて、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも小さいか否か（すなわち負荷24が軽負荷であるか否か）を判別し、判別結果を示す信号 $\phi 45$ を出力する。信号 $\phi 45$ は、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも大きい場合は「L」レベルにされ、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも小さい場合は「H」レベルにされる。

[0046] スwitch46は、パルス信号列 $\phi 43$, $\phi 44$ を受け、信号 $\phi 45$ が「L」レベルである場合（通常運転モード）は、パルス信号列 $\phi 43$ をバッファ47およびインバータ48に与え、信号 $\phi 45$ が「H」レベルである場合（省電力運転モード）はパルス信号列 $\phi 44$ をバッファ47およびインバータ48に与える。

- [0047] バッファ47は、スイッチ46からのパルス信号列 $\phi 43$ または $\phi 44$ をゲート信号A_uとしてインバータ10に与える。インバータ48は、スイッチ46からのパルス信号列 $\phi 43$ または $\phi 44$ を反転させ、ゲート信号B_uを生成してインバータ10に与える。
- [0048] 図4(A), (B), (C)は、通常運転モード時における電圧指令値V_{o r}、三角波信号C_u、およびゲート信号A_u, B_uの波形を示すタイムチャートである。図4(A)に示すように、電圧指令値V_{o r}は商用周波数の正弦波信号である。三角波信号C_uの周波数は電圧指令値V_{o r}の周波数(商用周波数)よりも高い。三角波信号C_uの正側のピーク値は電圧指令値V_{o r}の正側のピーク値よりも高い。三角波信号C_uの負側のピーク値は電圧指令値V_{o r}の負側のピーク値よりも低い。
- [0049] 図4(A), (B)に示すように、三角波信号C_uのレベルが電圧指令値V_{o r}よりも高い場合はゲート信号A_uは「L」レベルになり、三角波信号C_uのレベルが電圧指令値V_{o r}よりも低い場合はゲート信号A_uは「H」レベルになる。ゲート信号A_uは、正パルス信号列となる。
- [0050] 電圧指令値V_{o r}が正極性である期間では、電圧指令値V_{o r}が上昇するとゲート信号A_uのパルス幅は増大する。電圧指令値V_{o r}が負極性である期間では、電圧指令値V_{o r}が下降するとゲート信号A_uのパルス幅は減少する。図4(B), (C)に示すように、ゲート信号B_uはゲート信号A_uの反転信号となる。ゲート信号A_u, B_uの各々は、PWM信号である。
- [0051] 省電力運転モードにおけるゲート信号A_u, B_uの波形は、通常運転モードにおけるゲート信号A_u, B_uの波形と同様になる。ただし、省電力運転モードにおけるゲート信号A_u, B_uの周波数f_Lは、通常運転モードにおけるゲート信号A_u, B_uの周波数f_Hよりも低い。また、通常運転モードではゲート信号A_u, B_uのパルス幅は制御されるのに対し、省電力運転モードではゲート信号A_u, B_uのパルス幅は固定されている。
- [0052] 図5は、図1に示したインバータ10およびその周辺部の構成を示す回路ブロック図である。図5において、コンバータ6とインバータ10の間には

、正側の直流ラインL 1と負側の直流ラインL 2とが接続されている。コンデンサ9は、直流ラインL 1, L 2間に接続されている。

[0053] 商用交流電源2 1から交流電力が供給されている通常時は、コンバータ6は、商用交流電源2 1からの交流入力電圧 V_i を直流電圧 V_{DC} に変換して直流ラインL 1, L 2間に出力する。商用交流電源2 1からの交流電力の供給が停止された停電時は、コンバータ6の運転は停止され、双方向チョッパ7が、バッテリー電圧 V_B を昇圧して直流ラインL 1, L 2間に直流電圧 V_{DC} を出力する。

[0054] インバータ10は、IGBT (insulated Gate Bipolar Transistor) Q 1～Q 4およびダイオードD 1～D 4を含む。IGBTは、スイッチング素子を構成する。IGBT Q 1, Q 2のコレクタはともに直流ラインL 1に接続され、それらのエミッタはそれぞれ出力ノード10 a, 10 bに接続される。

[0055] IGBT Q 3, Q 4のコレクタはそれぞれ出力ノード10 a, 10 bに接続され、それらのエミッタはともに直流ラインL 2に接続される。IGBT Q 1, Q 4のゲートはともにゲート信号 A_u を受け、IGBT Q 2, Q 3のゲートはともにゲート信号 B_u を受ける。ダイオードD 1～D 4は、それぞれIGBT Q 1～Q 4に逆並列に接続される。

[0056] インバータ10の出力ノード10 aはリアクトル12 (図1)を介してノードN 2に接続され、出力ノード10 bは中性点NPに接続される。コンデンサ13は、ノードN 2と中性点NPの間に接続される。

[0057] ゲート信号 A_u , B_u がそれぞれ「H」レベルおよび「L」レベルである場合は、IGBT Q 1, Q 4がオンするとともにIGBT Q 2, Q 3がオフする。これにより、コンデンサ9の正側端子 (直流ラインL 1) がIGBT Q 1を介して出力ノード10 aに接続されるとともに、出力ノード10 bがIGBT Q 4を介してコンデンサ9の負側端子 (直流ラインL 2) に接続され、出力ノード10 a, 10 b間にコンデンサ9の端子間電圧が出力される。すなわち、出力ノード10 a, 10 b間に正の直流電圧が出力される。

[0058] ゲート信号 A_u , B_u がそれぞれ「L」レベルおよび「H」レベルである場合は、 $IGBTQ_2$, Q_3 がオンするとともに $IGBTQ_1$, Q_4 がオフする。これにより、コンデンサ9の正側端子（直流ライン L_1 ）が $IGBTQ_2$ を介して出力ノード10bに接続されるとともに、出力ノード10aが $IGBTQ_3$ を介してコンデンサ9の負側端子（直流ライン L_2 ）に接続され、出力ノード10b, 10a間にコンデンサ9の端子間電圧が出力される。すなわち、出力ノード10a, 10b間に負の直流電圧が出力される。

[0059] 図4（B）,（C）に示すようにゲート信号 A_u , B_u の波形が変化すると、図4（A）に示した電圧指令値 V_o と同じ波形の交流出力電圧 V_o がノードN2および中性点NP間に出力される。なお、図4（A）,（B）,（C）ではU相に対応する電圧指令値 V_o および信号 C_u , A_u , B_u の波形を示したが、V相およびW相の各々に対応する電圧指令値および信号の波形も同様である。ただし、U相、V相、およびW相に対応する電圧指令値および信号の位相は120度ずつずれている。

[0060] 図4（A）,（B）,（C）から分かるように、三角波信号 C_u の周波数を高くすると、ゲート信号 A_u , B_u の周波数が高くなり、 $IGBTQ_1 \sim Q_4$ のスイッチング周波数（オンおよびオフの回数/秒）が高くなる。 $IGBTQ_1 \sim Q_4$ のスイッチング周波数が高くなると、 $IGBTQ_1 \sim Q_4$ で発生するスイッチング損失が増大し、無停電電源装置1の効率が低くなる。しかし、 $IGBTQ_1 \sim Q_4$ のスイッチング周波数を高くすると、負荷電流 I_L が大きい場合でも、電圧変動率が小さな高品質の交流出力電圧 V_o を生成することができる。

[0061] 逆に、三角波信号 C_u の周波数を低くすると、ゲート信号 A_u , B_u の周波数が低くなり、 $IGBTQ_1 \sim Q_4$ のスイッチング周波数が低くなる。 $IGBTQ_1 \sim Q_4$ のスイッチング周波数が低くなると、 $IGBTQ_1 \sim Q_4$ で発生するスイッチング損失が減少し、無停電電源装置1の効率が高くなる。しかし、 $IGBTQ_1 \sim Q_4$ のスイッチング周波数を低くすると、負荷電流 I_L が大きい場合には、交流出力電圧 V_o の電圧変動率が増大し、交流出

力電圧 V_o の波形が劣化する。

- [0062] なお、交流電圧の電圧変動率は、たとえば、定格電圧を基準（100%）とした場合における交流電圧の変動範囲で表される。商用交流電源21（図1）から供給される交流入力電圧 V_i の電圧変動率は、定格電圧を基準として±10%である。
- [0063] 従来の無停電電源装置では、三角波信号 C_u の周波数を商用周波数（たとえば60Hz）よりも十分に高い周波数 f_H （たとえば20KHz）に固定し、電圧変動率を小さな値（±2%）に抑えている。このため、電圧変動率に対する許容範囲が小さな負荷24（たとえばコンピュータ）を駆動させることが可能となっている反面、IGBTQ1～Q4で比較的大きなスイッチング損失が発生し、無停電電源装置の効率が低下している。
- [0064] しかし、負荷電流 I_L が小さい場合には、IGBTQ1～Q4のスイッチング周波数を低下させても、交流出力電圧 V_o の電圧変動率の変化は小さく、交流出力電圧 V_o の波形の劣化の程度は小さい。また、IGBTQ1～Q4のスイッチング周波数を低下させれば、IGBTQ1～Q4で発生するスイッチング損失を小さくすることができ、無停電電源装置1の効率を高めることができる。さらに、負荷電流 I_L が小さい場合は、負荷電流 I_L の単位時間当たりの変化量も小さいので、PWM制御を行なう必要もない。
- [0065] そこで、本実施の形態1では、比較的高い周波数 f_H を有し、パルス幅が制御されるゲート信号 A_u 、 B_u によってインバータ10を制御する通常運転モードと、比較的低い周波数 f_L （たとえば、15KHz）を有し、パルス幅が固定されたゲート信号 A_u 、 B_u によってインバータ10を制御し、スイッチング損失を低下させる省電力運転モードとが設けられている。
- [0066] 負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも大きい場合には通常運転モードが選択され、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも小さい場合には省電力運転モードが選択される。周波数 f_L は、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも小さい場合における交流出力電圧 V_o の電圧変動率が、商用交流電源21からの交流入力電圧 V_i の電圧変動率以下になる値に設定される。

- [0067] 次に、この無停電電源装置 1 の使用方法および動作について説明する。無停電電源装置 1 の使用者によって操作部 17 が操作され、インバータ給電モードが選択されたものとする。商用交流電源 21 から交流電力が供給されている通常時において、インバータ給電モードが選択されると、半導体スイッチ 15 および電磁接触器 16 がオフするとともに、電磁接触器 2, 8, 14 がオンする。
- [0068] 商用交流電源 21 から供給される交流電力は、コンバータ 6 によって直流電力に変換される。コンバータ 6 によって生成された直流電力は、双方向チョッパ 7 によってバッテリー 23 に蓄えられるとともに、インバータ 10 に供給される。
- [0069] 制御装置 18 (図 2) では、参照電圧発生回路 31 によって正弦波状の参照交流電圧 V_r が生成され、電圧検出器 32 によって交流出力電圧 V_o の検出値を示す信号 $V_o f$ が生成される。参照交流電圧 V_r と信号 $V_o f$ の偏差 ΔV_o が減算器 33 で生成され、その偏差 ΔV_o に基づいて出力電圧制御回路 34 によって電流指令値 $I_o r$ が生成される。
- [0070] 電流指令値 $I_o r$ と電流検出器 11 (図 1) からの信号 $I_o f$ との偏差 ΔI_o が減算器 35 によって生成され、その偏差 ΔI_o に基づいて出力電流制御回路 36 によって電圧指令値 $V_o r$ が生成される。
- [0071] ゲート制御回路 37 (図 3) では、発振器 41 および三角波発生器 42 によって比較的高い周波数 f_H の三角波信号 C_u が生成される。電圧指令値 $V_o r$ と三角波信号 C_u とが比較器 43 によって比較され、パルス信号列 $\phi 43$ が生成される。パターン発生器 44 では、パルス信号列 $\phi 44$ が生成される。スイッチ 46 によってパルス信号列 $\phi 43$ またはパルス信号列 $\phi 44$ が選択されてバッファ 47 およびインバータ 48 に与えられ、バッファ 47 およびインバータ 48 によってゲート信号 A_u , B_u が生成される。
- [0072] インバータ 10 (図 5) では、ゲート信号 A_u , B_u によって IGBT Q1, Q4 と IGBT Q2, Q3 とが交互にオンされ、直流電圧 V_{DC} が商用周波数の交流出力電圧 V_o に変換される。

- [0073] 負荷24が交流出力電圧 V_o によって駆動されると、判定器45（図3）では、電流検出器11の出力信号 $I_o f$ に基づいて、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも大きいか否かが判定される。負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも大きい場合は、判定器45の出力信号 $\phi 45$ が「L」レベルにされ、比較器43で生成されたパルス信号列 $\phi 43$ がスイッチ46を介してバッファ47およびインバータ48に与えられ、通常運転モードが実行される。
- [0074] この通常運転モードでは、IGBTQ1～Q4の各々が比較的高い周波数 f_H でオンおよびオフするので、電圧変動率が小さな高品質の交流出力電圧 V_o を生成することができる。ただし、IGBTQ1～Q4で発生するスイッチング損失が大きくなり、効率が低下する。
- [0075] また、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも小さい場合は、判定器45の出力信号 $\phi 45$ が「H」レベルにされ、パターン発生器44で生成されたパルス信号列 $\phi 44$ がスイッチ46を介してバッファ47およびインバータ48に与えられ、省電力運転モードが実行される。
- [0076] この省電力運転モードでは、IGBTQ1～Q4の各々が比較的低い周波数 f_L でオンおよびオフされ、PWM制御は行なわれないが、負荷24が軽負荷であるので、交流出力電圧 V_o の電圧変動率は許容範囲内に抑えられる。また、スイッチング周波数が小さくなるので、IGBTQ1～Q4で発生するスイッチング損失が小さくなり、効率が高くなる。
- [0077] なお、商用交流電源21からの交流電力の供給が停止されると、すなわち停電が発生すると、コンバータ6の運転が停止され、バッテリー23（図1）の直流電力が双方向チョッパ7によってインバータ10に供給される。インバータ10は、双方向チョッパ7からの直流電力を交流電力に変換して負荷24に供給する。したがって、バッテリー23に直流電力が蓄えられている期間は、負荷24の運転を継続することができる。
- [0078] また、インバータ給電モード時においてインバータ10が故障した場合には、半導体スイッチ15（図1）が瞬時にオンし、電磁接触器14がオフするとともに、電磁接触器16がオンする。これにより、バイパス交流電源2

2からの交流電力が半導体スイッチ15および電磁接触器16を介して負荷24に供給され、負荷24の運転が継続される。一定時間後に半導体スイッチ15がオフされ、半導体スイッチ15が過熱されて破損することが防止される。

[0079] 以上のように、この実施の形態1では、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも大きい場合は、比較的高い周波数 f_H を有し、パルス幅が制御されるゲート信号 A_u , B_u によってインバータ10を制御し、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも小さい場合は、比較的低い周波数 f_L を有し、パルス幅が固定されたゲート信号 A_u , B_u によってインバータ10を制御する。したがって、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも小さい場合には、インバータ10のIGBT Q1～Q4で発生するスイッチング損失を低減することができ、無停電電源装置1の効率を高めることができる。

[0080] [実施の形態2]

図6は、この発明の実施の形態2による無停電電源装置のゲート制御回路50の構成を示す回路ブロック図であって、図3と対比される図である。図6において、ゲート制御回路50は、ゲート制御回路37の判定器45（図3）を判定器51で置換したものである。

[0081] 判定器51は、電流検出器11の出力信号 I_{of} に基づいて、負荷電流 I_L が一定であるか否かを判定し、判定結果を示す信号 ϕ_{51} を出力する。判定器51は、たとえば、負荷電流 I_L の単位時間当たりの変化量 ΔI_L が所定値 I_{Lc} よりも大きい場合は負荷電流 I_L は一定でないと判定して信号 ϕ_{51} を「L」レベルにし、変化量 ΔI_L が所定値 I_{Lc} よりも小さい場合は負荷電流 I_L は一定であると判定して信号 ϕ_{51} を「H」レベルにする。

[0082] 信号 ϕ_{51} が「L」レベルである場合は、比較器43からのパルス信号列 ϕ_{43} がスイッチ46を介してバッファ47およびインバータ48に与えられ、通常運転モードが実行される。信号 ϕ_{51} が「H」レベルである場合は、パターン発生器44からのパルス信号列 ϕ_{44} がスイッチ46を介してバッファ47およびインバータ48に与えられ、省電力運転モードが実行され

る。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。

[0083] この実施の形態 2 では、負荷電流 I_L が一定でない場合は、比較的高い周波数 f_H を有し、パルス幅が制御されるゲート信号 A_u , B_u によってインバータ 10 を制御し、負荷電流 I_L が一定である場合は、比較的低い周波数 f_L を有し、パルス幅が固定されたゲート信号 A_u , B_u によってインバータ 10 を制御する。したがって、負荷電流 I_L が一定である場合には、インバータ 10 の IGBT Q1 ~ Q4 で発生するスイッチング損失を低減することができ、無停電電源装置 1 の効率を高めることができる。

[0084] [実施の形態 3]

図 7 は、この発明の実施の形態 3 による無停電電源装置のゲート制御回路 55 の構成を示す回路ブロック図であって、図 3 と対比される図である。図 7 において、ゲート制御回路 55 は、ゲート制御回路 37 から判定器 45 (図 3) を除去したものである。スイッチ 46 は、操作部 17 (図 1) からの信号 S_E によって制御される。

[0085] 無停電電源装置の使用者は、負荷 24 が軽負荷でないことが予め分かっており、通常運転モードを選択したい場合には、操作部 17 を操作して信号 S_E を「L」レベルにする。また、無停電電源装置の使用者は、負荷 24 が軽負荷であることが予め分かっており、省電力運転モードを選択したい場合には、操作部 17 を操作して信号 S_E を「H」レベルにする。

[0086] 信号 S_E が「L」レベルである場合は、比較器 43 からのパルス信号列 ϕ_{43} がスイッチ 46 を介してバッファ 47 およびインバータ 48 に与えられ、通常運転モードが実行される。信号 S_E が「H」レベルである場合は、パターン発生器 44 からのパルス信号列 ϕ_{44} がスイッチ 46 を介してバッファ 47 およびインバータ 48 に与えられ、省電力運転モードが実行される。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。

[0087] この実施の形態 3 では、操作部 17 を操作することにより、通常運転モー

ドおよび省電力運転モードのうちの所望のモードを選択することが可能となっている。したがって、負荷 24 が軽負荷であること、または負荷電流 I_L が一定であることが予め分かっている場合には、省電力運転モードを選択することにより、インバータ 10 の IGBTQ1～Q4 で発生するスイッチング損失を低減することができ、無停電電源装置 1 の効率を高めることができる。

[0088] 図 8 は、実施の形態 3 の変更例による無停電電源装置のゲート制御回路 56 の構成を示す回路ブロック図であって、図 7 と対比される図である。図 8 において、ゲート制御回路 56 は、ゲート制御回路 55 に判定器 45 (図 3) および OR ゲート 57 を追加したものである。OR ゲート 57 は、判定器 45 の出力信号 $\phi 45$ と操作部 17 (図 1) からの信号 SE との論理和信号 $\phi 57$ を出力する。

[0089] 無停電電源装置の使用者は、負荷 24 が軽負荷であること、または負荷電流 I_L が一定であることが予め分かっており、省電力運転モードを選択したい場合には、操作部 17 を操作して信号 SE を「H」レベルにする。また無停電電源装置の使用者は、負荷 24 が軽負荷であるか否か、または負荷電流 I_L が一定であるか否かが予め分からない場合には、操作部 17 を操作して信号 SE を「L」レベルにする。

[0090] 信号 SE が「H」レベルにされた場合は、判定器 45 の出力信号 $\phi 45$ に関係なく、信号 $\phi 57$ は「H」レベルにされ、省電力運転モードが実行される。信号 SE が「L」レベルにされた場合は、判定器 45 の出力信号 $\phi 45$ が信号 $\phi 57$ となる。

[0091] 信号 $\phi 57$ が「L」レベルである場合は、比較器 43 からのパルス信号列 $\phi 43$ がスイッチ 46 を介してバッファ 47 およびインバータ 48 に与えられ、通常運転モードが実行される。信号 $\phi 57$ が「H」レベルである場合は、パターン発生器 44 からのパルス信号列 $\phi 44$ がスイッチ 46 を介してバッファ 47 およびインバータ 48 に与えられ、省電力運転モードが実行される。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。

[0092] この変更例では、実施の形態3と同じ効果が得られる他、負荷24が軽負荷であるか否かが予め分からない場合には、信号SEを「L」レベルにすることにより、判定器45の判定結果に基づいて省電力運転モードまたは通常運転モードを実行することができる。

[0093] また、判定器45の代わりに判定器51（図6）を設けてもよい。また、2つの判定器45，51を設け、2つの判定器45，51の出力信号と信号SEとの論理和信号によってスイッチ46を制御してもよい。

[0094] [実施の形態4]

実施の形態1では、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも小さい場合（すなわち負荷24が軽負荷である場合）には、比較的低い周波数 f_L を有し、パルス幅が固定されたゲート信号 A_u ， B_u を生成する省電力運転モードを実行することにより、無停電電源装置1の効率を高めた。しかし、実施の形態1の省電力運転モードではPWM制御を行なわないので、負荷24によっては交流出力電圧 V_o が参照交流電圧 V_r （定格電圧）よりも低下する恐れがある。この実施の形態4では、この問題の解決が図られる。

[0095] 図9は、この発明の実施の形態4による無停電電源装置に含まれる制御装置60のうちのコンバータ6の制御に関連する部分の構成を示す回路ブロック図である。制御装置60のうちのインバータ10の制御に関連する部分の構成は、実施の形態1で示した通りである。図9において、制御装置60は、参照電圧発生回路61、電圧検出器62、減算器63，65、出力電圧制御回路64、出力電流制御回路66、およびゲート制御回路67を含む。

[0096] 参照電圧発生回路61は、判定器45（図3）の出力信号 ϕ_{45} が「L」レベルである場合（通常運転モード）には、参照直流電圧 V_{DCr} を直流電圧 V_{DC} の定格電圧に設定する。また、参照電圧発生回路61は、信号 ϕ_{45} が「H」レベルである場合（省電力運転モード）には、減算器33（図2）からの偏差 ΔV_o に応じて参照直流電圧 V_{DCr} を補正する。このとき参照電圧発生回路61は、たとえば、偏差 ΔV_o に比例して参照直流電圧 V_D

C_r を増大させる。

- [0097] 電圧検出器62は、直流ラインL1、L2間の直流電圧 V_{DC} を検出し、検出値を示す信号 V_{DCf} を出力する。減算器63は、参照直流電圧 V_{DCr} と電圧検出器62の出力信号 V_{DCf} との偏差 ΔV_{DC} を求める。
- [0098] 出力電圧制御回路64は、偏差 ΔV_{DC} に比例した値と偏差 ΔV_{DC} の積分値とを加算して電流指令値 I_{ir} を生成する。減算器65は、電流指令値 I_{ir} と電流検出器3（図1）からの信号 I_{if} との偏差 ΔI_i を求める。
- [0099] 出力電流制御回路66は、偏差 ΔI_i に比例した値と偏差 ΔI_i の積分値とを加算して電圧指令値 V_{ir} を生成する。電圧指令値 V_{ir} は、商用周波数の正弦波信号となる。ゲート制御回路67は、電圧指令値 V_{ir} に基づいて、対応する相（ここではU相）のコンバータ6を制御するためのゲート信号（パルス信号列） E_u 、 F_u を生成する。
- [0100] 図10は、ゲート制御回路70の構成を示す回路ブロック図である。図10において、ゲート制御回路70は、発振器71、三角波発生器72、比較器73、バッファ74、およびインバータ75を含む。
- [0101] 発振器71は、商用周波数（たとえば60Hz）よりも十分に高い周波数 f_H （たとえば20KHz）のクロック信号を出力する。三角波発生器72は、発振器の出力クロック信号と同じ周波数の三角波信号 ϕ_{72} を出力する。
- [0102] 比較器73は、出力電流制御回路66（図2）からの電圧指令値 V_{ir} （商用周波数の正弦波信号）と三角波発生器42からの三角波信号 C_u との高低を比較し、比較結果を示すパルス信号列 ϕ_{73} を出力する。パルス信号列 ϕ_{73} の周波数は、三角波信号 ϕ_{72} の周波数 f_H と同じ値になる。パルス信号列 ϕ_{73} のパルス幅は、電圧指令値 V_{ir} のレベルに応じて変化する。パルス信号列 ϕ_{73} は、PWM信号である。
- [0103] バッファ74は、パルス信号列 ϕ_{73} をゲート信号 E_u としてコンバータ6に与える。インバータ75は、パルス信号列 ϕ_{73} を反転させ、ゲート信号 F_u を生成してコンバータ6に与える。

- [0104] 図11(A), (B), (C)は、図10に示した電圧指令値 V_{ir} 、三角波信号 ϕ_{72} 、およびゲート信号 E_u , F_u の波形を示すタイムチャートである。図11(A)に示すように、電圧指令値 V_{ir} は商用周波数の正弦波信号である。三角波信号 ϕ_{72} の周波数は電圧指令値 V_{ir} の周波数（商用周波数）よりも高い。三角波信号 ϕ_{72} の正側のピーク値は電圧指令値 V_{ir} の正側のピーク値よりも高い。三角波信号 ϕ_{72} の負側のピーク値は電圧指令値 V_{ir} の負側のピーク値よりも低い。
- [0105] 図11(A), (B)に示すように、三角波信号 ϕ_{72} のレベルが電圧指令値 V_{ir} よりも高い場合はゲート信号 E_u は「L」レベルになり、三角波信号 ϕ_{72} のレベルが電圧指令値 V_{ir} よりも低い場合はゲート信号 E_u は「H」レベルになる。ゲート信号 E_u は、正パルス信号列となる。
- [0106] 電圧指令値 V_{ir} が正極性である期間では、電圧指令値 V_{ir} が上昇するとゲート信号 E_u のパルス幅は増大する。電圧指令値 V_{ir} が負極性である期間では、電圧指令値 V_{ir} が下降するとゲート信号 E_u のパルス幅は減少する。図11(B), (C)に示すように、ゲート信号 F_u はゲート信号 E_u の反転信号となる。ゲート信号 E_u , F_u の各々は、PWM信号である。省電力運転モード時におけるゲート信号 E_u , F_u の波形は、通常運転モード時におけるゲート信号 E_u , F_u の波形と同様になる。
- [0107] 図12は、図1に示したコンバータ6およびその周辺部の構成を示す回路ブロック図である。図12において、コンバータ6とインバータ10の間には、正側の直流ライン L_1 と負側の直流ライン L_2 とが接続されている。コンデンサ9は、直流ライン L_1 , L_2 間に接続されている。
- [0108] 商用交流電源21から交流電力が供給されている通常時は、コンバータ6は、商用交流電源21からの交流入力電圧 V_i を直流電圧 V_{DC} に変換して直流ライン L_1 , L_2 間に出力する。商用交流電源21からの交流電力の供給が停止された停電時は、コンバータ6の運転は停止され、双方向チョッパ7が、バッテリー電圧 V_B を昇圧して直流ライン L_1 , L_2 間に直流電圧 V_{DC} を出力する。

- [0109] コンバータ6は、IGBTQ11～Q14およびダイオードD11～D14を含む。IGBTは、スイッチング素子を構成する。IGBTQ11, Q12のコレクタはともに直流ラインL1に接続され、それらのエミッタはそれぞれ入力ノード6a, 6bに接続される。
- [0110] IGBTQ13, Q14のコレクタはそれぞれ入力ノード6a, 6bに接続され、それらのエミッタはともに直流ラインL2に接続される。IGBTQ11, Q14のゲートはともにゲート信号E_uを受け、IGBTQ12, Q13のゲートはともにゲート信号F_uを受ける。ダイオードD11～D14は、それぞれIGBTQ11～Q14に逆並列に接続される。
- [0111] コンバータ6の入力ノード6aはリアクトル5（図1）を介してノードN1に接続され、入力ノード6bは中性点NPに接続される。コンデンサ4は、ノードN1と中性点NPの間に接続される。
- [0112] ゲート信号E_u, F_uがそれぞれ「H」レベルおよび「L」レベルである場合は、IGBTQ11, Q14がオンするとともにIGBTQ12, Q13がオフする。これにより、入力ノード6aがIGBTQ11を介してコンデンサ9の正側端子（直流ラインL1）に接続されるとともに、コンデンサ9の負側端子（直流ラインL2）がIGBTQ14を介して入力ノード6bに接続され、コンデンサ9の端子間に正の直流電圧が出力される。
- [0113] ゲート信号E_u, F_uがそれぞれ「L」レベルおよび「H」レベルである場合は、IGBTQ12, Q13がオンするとともにIGBTQ11, Q14がオフする。これにより、入力ノード6bがIGBTQ12を介してコンデンサ9の正側端子（直流ラインL1）に接続されるとともに、コンデンサ9の負側端子（直流ラインL2）がIGBTQ3を介して入力ノード6aに接続され、コンデンサ9の端子間に負の直流電圧が出力される。
- [0114] 換言すると、図11（B）,（C）に示すようにゲート信号E_u, F_uの波形が変化すると、図11（A）に示した電圧指令値V_{i r}と同じ波形の交流電圧V_{i c}がノードN1および中性点NP間に出力される。商用交流電源21からの交流電圧V_iとコンバータ6からの交流入力電圧V_{i c}との偏差に応

じた値の電流が商用交流電源 21 とコンバータ 6 の間に流れ、コンデンサ 9 の端子間電圧 V_{DC} が制御される。

[0115] なお、図 11 (A), (B), (C) では U 相に対応する電圧指令値 V_{ir} および信号 ϕ_{72} , E_u , F_u の波形を示したが、V 相および W 相の各々に対応する電圧指令値および信号の波形も同様である。ただし、U 相、V 相、および W 相に対応する電圧指令値および信号の位相は 120 度ずつずれている。

[0116] 次に、この無停電電源装置の動作について説明する。判定器 45 (図 3) の出力信号 ϕ_{45} が「L」レベルである場合 (通常運転モード) には、参照電圧発生回路 61 によって参照直流電圧 V_{DCr} が定格電圧値に設定され、直流ライン L1, L2 間の直流電圧 V_{DC} が参照直流電圧 V_{DCr} になるようにコンバータ 6 が PWM 制御される。また、交流出力電圧 V_o が参照交流電圧 V_r (図 2) になるようにインバータ 10 が PWM 制御される。

[0117] 判定器 45 (図 3) の出力信号 ϕ_{45} が「H」レベルである場合 (省電力運転モード) には、参照電圧発生回路 61 によって参照直流電圧 V_{DCr} が偏差 ΔV_o に応じた値に補正され、直流ライン L1, L2 間の直流電圧 V_{DC} が補正後の参照直流電圧 V_{DCr} になるようにコンバータ 6 が PWM 制御される。インバータ 10 は、パターン発生器 44 からのパルス信号列 ϕ_{44} に基づいて制御され、補正後の参照直流電圧 V_{DCr} に応じた値の直流電圧 V_{DC} を交流出力電圧 V_o に変換する。この場合は、交流出力電圧 V_o が参照交流電圧 V_r (図 2) になるようにコンバータ 6 およびインバータ 10 が PAM (Pulse Amplitude Modulation) 制御される。

[0118] 以上のように、この実施の形態 4 では、実施の形態 1 と同じ効果が得られる他、省電力運転モード時には交流出力電圧偏差 ΔV_o に応じて参照直流電圧 V_{DCr} を補正するので、交流出力電圧 V_o を定格電圧に維持することができる。

[0119] [実施の形態 5]

図 13 は、この発明の実施の形態 5 による無停電電源装置の要部を示す回

路ブロック図であって、図5と対比される図である。図13において、この無停電電源装置が実施の形態1の無停電電源装置1と異なる点は、コンバータ6、双方向チョッパ7、およびインバータ10がそれぞれコンバータ80、双方向チョッパ81、およびインバータ82と置換されている点である。

[0120] コンバータ80とインバータ82の間には、3本の直流ラインL1～L3が接続されている。直流ラインL3は、中性点NPに接続され、中性点電圧（たとえば0V）にされる。コンデンサ9（図1）は2つのコンデンサ9a、9bを含む。コンデンサ9aは、直流ラインL1、L3間に接続されている。コンデンサ9bは、直流ラインL3、L2間に接続されている。

[0121] コンバータ80は、商用交流電源21から交流電力が供給されている通常時は、商用交流電源21からの交流電力を直流電力に変換して直流ラインL1～L3に供給する。このときコンバータ80は、直流ラインL1、L3間の直流電圧VDCaが目標直流電圧VDC Tになり、かつ直流ラインL3、L2間の直流電圧VDC bが目標直流電圧VDC Tになるように、コンデンサ9a、9bの各々を充電する。

[0122] 直流ラインL1、L2、L3の電圧は、それぞれ正の直流電圧、負の直流電圧、および中性点電圧にされる。商用交流電源21からの交流電力の供給が停止された停電時は、コンバータ80の運転は停止される。

[0123] 双方向チョッパ81は、通常時は、コンバータ80によって生成された直流電力をバッテリー23（図1）に蓄える。このとき双方向チョッパ81は、バッテリー23の端子間電圧VBが目標バッテリー電圧VBTになるように、バッテリー23を充電する。

[0124] 双方向チョッパ81は、停電時は、バッテリー23の直流電力をインバータ82に供給する。このとき双方向チョッパ81は、コンデンサ9a、9bの端子間電圧VDCa、VDC bの各々が目標直流電圧VDC Tになるようにコンデンサ9a、9bの各々を充電する。

[0125] インバータ82は、通常時は、コンバータ80によって生成された直流電力を商用周波数の交流電力に変換して負荷24（図1）に供給する。このと

きインバータ82は、直流ラインL1～L3から供給される正の直流電圧、負の直流電圧、および中性点電圧に基づいて商用周波数の交流出力電圧V_oを生成する。

[0126] インバータ82は、IGBTQ21～Q24およびダイオードD21～D24を含む。IGBTQ21のコレクタは直流ラインL1に接続され、そのエミッタは出力ノード82aに接続される。IGBTQ22のコレクタは出力ノード82aに接続され、そのエミッタは直流ラインL2に接続される。IGBTQ23、Q24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出力ノード82aおよび直流ラインL3に接続される。ダイオードD21～D24は、それぞれIGBTQ21～Q24に逆並列に接続される。出力ノード82aは、リアクトル12を介してノードN2に接続される。

[0127] IGBTQ21がオンすると、直流ラインL1からIGBTQ21を介して出力ノード82aに正電圧が出力される。IGBTQ23、Q24がオンすると、直流ラインL3からIGBTQ24、Q23を介して出力ノード82aに中性点電圧が出力される。IGBTQ22がオンすると、直流ラインL2からIGBTQ22を介して出力ノード82aに負電圧が出力される。出力ノード82aには、正電圧、中性点電圧、および負電圧を含む3レベルの交流電圧が出力される。IGBTQ21～Q24の制御方法については、後述する。

[0128] 図14は、インバータ82を制御するゲート制御回路90の構成を示す回路ブロック図であって、図3と対比される図である。図14において、ゲート制御回路90は、発振器91、三角波発生器92、93、比較器94、95、パターン発生器96、判定器45、スイッチ97、98、バッファ99、100、およびインバータ101、102を含む。

[0129] 発振器91は、商用周波数（たとえば60Hz）よりも十分に高い周波数f_H（たとえば20KHz）のクロック信号を出力する。三角波発生器92、93は、発振器の出力クロック信号と同じ周波数の三角波信号C_{ua}、C_{ub}をそれぞれ出力する。

- [0130] 比較器 94 は、出力電流制御回路 36（図 2）からの電圧指令値 V_{or} （商用周波数の正弦波信号）と三角波発生器 92 からの三角波信号 C_{ua} との高低を比較し、比較結果を示すパルス信号列 $\phi 94$ を出力する。パルス信号列 $\phi 94$ の周波数は、三角波信号 C_{ua} の周波数 f_H に応じた値の周波数になる。パルス信号列 $\phi 94$ のパルス幅は、電圧指令値 V_{or} のレベルに応じて変化する。パルス信号列 $\phi 94$ は、PWM 信号である。
- [0131] 比較器 95 は、出力電流制御回路 36（図 2）からの電圧指令値 V_{or} （商用周波数の正弦波信号）と三角波発生器 93 からの三角波信号 C_{ub} との高低を比較し、比較結果を示すパルス信号列 $\phi 95$ を出力する。パルス信号列 $\phi 95$ の周波数は、三角波信号 C_{ub} の周波数 f_H に応じた値の周波数になる。パルス信号列 $\phi 95$ のパルス幅は、電圧指令値 V_{or} のレベルに応じて変化する。パルス信号列 $\phi 95$ は、PWM 信号である。
- [0132] パターン発生器 96 は、三角波信号 C_{ua} 、 C_{ub} の周波数 f_H よりも低い周波数 f_L のパルス信号列 $\phi 96a$ 、 $\phi 96b$ を出力する。パルス信号列 $\phi 96a$ 、 $\phi 96b$ の波形は、それぞれパルス信号列 $\phi 94$ 、 $\phi 95$ の波形と同様である。パルス信号列 $\phi 96a$ 、 $\phi 96b$ のパルス幅は固定されている。
- [0133] 判定器 45 は、電流検出器 11（図 1）からの信号 I_{of} に基づいて、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも小さいか否か（すなわち負荷 24 が軽負荷であるか否か）を判別し、判別結果を示す信号 $\phi 45$ を出力する。信号 $\phi 45$ は、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも大きい場合は「L」レベルにされ、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも小さい場合は「H」レベルにされる。
- [0134] スイッチ 97 は、パルス信号列 $\phi 94$ 、 $\phi 96a$ を受け、信号 $\phi 45$ が「L」レベルである場合（通常運転モード）は、パルス信号列 $\phi 94$ をバッファ 99 およびインバータ 101 に与え、信号 $\phi 45$ が「H」レベルである場合（省電力運転モード）はパルス信号列 $\phi 96a$ をバッファ 99 およびインバータ 101 に与える。
- [0135] バッファ 99 は、スイッチ 97 からのパルス信号列 $\phi 94$ または $\phi 96a$

をゲート信号 $\phi 1$ としてインバータ82に与える。インバータ101は、スイッチ97からのパルス信号列 $\phi 94$ または $\phi 96a$ を反転させ、ゲート信号 $\phi 4$ を生成してインバータ82に与える。

[0136] スイッチ98は、パルス信号列 $\phi 95$ 、 $\phi 96b$ を受け、信号 $\phi 45$ が「L」レベルである場合（通常運転モード）は、パルス信号列 $\phi 95$ をバッファ100およびインバータ102に与え、信号 $\phi 45$ が「H」レベルである場合（省電力運転モード）はパルス信号列 $\phi 96b$ をバッファ100およびインバータ102に与える。

[0137] バッファ100は、スイッチ98からのパルス信号列 $\phi 95$ または $\phi 96b$ をゲート信号 $\phi 3$ としてインバータ82に与える。インバータ102は、スイッチ98からのパルス信号列 $\phi 95$ または $\phi 96b$ を反転させ、ゲート信号 $\phi 2$ を生成してインバータ82に与える。

[0138] 図15（A）～（E）は、通常運転モードにおける電圧指令値 V_{or} 、三角波信号 C_{ua} 、 C_{ub} 、およびゲート信号 $\phi 1 \sim \phi 4$ の波形を示すタイムチャートである。図15（A）に示すように、電圧指令値 V_{or} は商用周波数の正弦波信号である。

[0139] 三角波信号 C_{ua} の最低値は0Vであり、その最高値は電圧指令値 V_{or} の正のピーク値よりも高い。三角波信号 C_{ub} の最高値は0Vであり、その最低値は電圧指令値 V_{or} の負のピーク値よりも低い。三角波信号 C_{ua} 、 C_{ub} は同位相の信号であり、三角波信号 C_{ua} 、 C_{ub} の位相は電圧指令値 V_{or} の位相に同期している。三角波信号 C_{ua} 、 C_{ub} の周波数は、電圧指令値 V_{or} の周波数（商用周波数）よりも高い。

[0140] 図15（A），（B）に示すように、三角波信号 C_{ua} のレベルが電圧指令値 V_{or} よりも高い場合はゲート信号 $\phi 1$ は「L」レベルになり、三角波信号 C_{ua} のレベルが電圧指令値 V_{or} よりも低い場合はゲート信号 $\phi 1$ は「H」レベルになる。ゲート信号 $\phi 1$ は、正パルス信号列となる。

[0141] 電圧指令値 V_{or} が正極性である期間では、電圧指令値 V_{or} が上昇するとゲート信号 $\phi 1$ のパルス幅は増大する。電圧指令値 V_{or} が負極性である

期間では、ゲート信号 $\phi 1$ は「L」レベルに固定される。図15(B), (E)に示すように、ゲート信号 $\phi 4$ はゲート信号 $\phi 1$ の反転信号である。

[0142] 図15(A), (C)に示すように、三角波信号Cubのレベルが電圧指令値Vorよりも低い場合はゲート信号 $\phi 2$ は「L」レベルになり、三角波信号Cubのレベルが電圧指令値Vorよりも高い場合はゲート信号 $\phi 2$ は「H」レベルになる。ゲート信号 $\phi 2$ は、正パルス信号列となる。

[0143] 電圧指令値Vorが正極性である期間では、ゲート信号 $\phi 2$ は「L」レベルに固定される。電圧指令値Vorが負極性である期間では、電圧指令値Vorが下降するとゲート信号 $\phi 2$ のパルス幅は増大する。図15(C), (D)に示すように、ゲート信号 $\phi 3$ はゲート信号 $\phi 2$ の反転信号である。ゲート信号 $\phi 1 \sim \phi 4$ の各々はPWM信号である。

[0144] ゲート信号 $\phi 1$, $\phi 2$ がともに「L」レベルであり、ゲート信号 $\phi 3$, $\phi 4$ がともに「H」レベルである期間(t_1 , t_3 , t_5 , t_7 , t_9 , ...)では、IGBTQ11, Q12がともにオフするとともに、IGBTQ13, Q14がオンする。これにより、直流ラインL3の中性点電圧がIGBTQ14, Q13を介して出力ノード62aに出力される。

[0145] ゲート信号 $\phi 1$, $\phi 3$ がともに「H」レベルであり、ゲート信号 $\phi 2$, $\phi 4$ がともに「L」レベルである期間(t_2 , t_4 , ...)では、IGBTQ11, Q13がともにオンするとともに、IGBTQ12, Q14がオフする。これにより、直流ラインL1の正の直流電圧がIGBTQ11を介して出力ノード62aに出力される。

[0146] ゲート信号 $\phi 1$, $\phi 3$ がともに「L」レベルであり、ゲート信号 $\phi 2$, $\phi 4$ がともに「H」レベルである期間(t_6 , t_8 , ...)では、IGBTQ11, Q13がともにオフするとともに、IGBTQ12, Q14がオンする。これにより、直流ラインL2の負の直流電圧がIGBTQ12を介して出力ノード62aに出力される。

[0147] 図15(B)~(E)に示すようにゲート信号 $\phi 1 \sim \phi 4$ の波形が変化すると、図15(A)に示した電圧指令値Vorと同じ波形の交流出力電圧Voが

ノードN2および中性点NP間に出力される。なお、図15(A)～(E)ではU相に対応する電圧指令値 V_o および信号 C_{ua} , C_{ub} , $\phi 1 \sim \phi 4$ の波形を示したが、V相およびW相の各々に対応する電圧指令値および信号の波形も同様である。ただし、U相、V相、およびW相に対応する電圧指令値および信号の位相は120度ずつずれている。

[0148] 省電力運転モード時におけるゲート信号 $\phi 1 \sim \phi 4$ の波形は、通常運転モード時におけるゲート信号 $\phi 1 \sim \phi 4$ の波形と同様になる。ただし、省電力運転モード時におけるゲート信号 $\phi 1 \sim \phi 4$ の周波数 f_L は、通常運転モード時におけるゲート信号 $\phi 1 \sim \phi 4$ の周波数 f_H よりも低い。また、通常運転モード時におけるゲート信号 $\phi 1 \sim \phi 4$ のパルス幅は制御されるのに対し、省電力運転モード時におけるゲート信号 $\phi 1 \sim \phi 4$ のパルス幅は固定されている。

[0149] 図15(A)～(E)から分かるように、三角波信号 C_{ua} , C_{ub} の周波数を高くすると、ゲート信号 $\phi 1 \sim \phi 4$ の周波数が高くなり、IGBTQ21～Q24のスイッチング周波数（オンおよびオフの回数／秒）が高くなる。IGBTQ21～Q24のスイッチング周波数が高くなると、IGBTQ21～Q24で発生するスイッチング損失が増大し、無停電電源装置の効率が低くなる。しかし、IGBTQ21～Q24のスイッチング周波数を高くすると、負荷電流 I_L が大きい場合でも、電圧変動率が小さな高品質の交流出力電圧 V_o を生成することができる。

[0150] 逆に、三角波信号 C_{ua} , C_{ub} の周波数を低くすると、ゲート信号 $\phi 1 \sim \phi 4$ の周波数が低くなり、IGBTQ21～Q24のスイッチング周波数が低くなる。IGBTQ21～Q24のスイッチング周波数が低くなると、IGBTQ21～Q24で発生するスイッチング損失が減少し、無停電電源装置の効率が高くなる。しかし、IGBTQ21～Q24のスイッチング周波数を低くすると、負荷電流 I_L が大きい場合には、交流出力電圧 V_o の電圧変動率が増大し、交流出力電圧 V_o の波形が劣化する。

[0151] しかし、負荷電流 I_L が小さい場合には、IGBTQ21～Q24のスィ

スイッチング周波数を低下させても、交流出力電圧 V_o の電圧変動率の変化は小さく、交流出力電圧 V_o の波形の劣化の程度は小さい。また、IGBT Q21～Q24のスイッチング周波数を低下させれば、IGBT Q21～Q24で発生するスイッチング損失を小さくすることができ、無停電電源装置の効率を高めることができる。さらに、負荷電流 I_L が小さい場合は、負荷電流 I_L の単位時間当たりの変化量も小さいので、PWM制御を行なう必要もない。

[0152] そこで、本実施の形態5では実施の形態1と同様に、比較的高い周波数 f_H を有し、パルス幅が制御されるゲート信号 $\phi_1 \sim \phi_4$ によってインバータ82を制御する通常運転モードと、比較的低い周波数 f_L を有し、パルス幅が固定されたゲート信号 $\phi_1 \sim \phi_4$ によってインバータ82を制御し、スイッチング損失を低下させる省電力運転モードとが設けられている。負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも大きい場合には通常運転モードが選択され、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも小さい場合には省電力運転モードが選択される。

[0153] 次に、この無停電電源装置の使用方法および動作について説明する。無停電電源装置1の使用者によって操作部17が操作され、インバータ給電モードが選択されたものとする。ゲート制御回路90（図14）では、発振器91および三角波発生器92、93によって比較的高い周波数 f_H の三角波信号 C_{ua} 、 C_{ub} が生成される。

[0154] 電圧指令値 V_o^r と三角波信号 C_{ua} とが比較器94によって比較され、パルス信号列 ϕ_{94} が生成される。パターン発生器96では、パルス信号列 ϕ_{96a} が生成される。スイッチ97によって選択されたパルス信号列 ϕ_{94} または ϕ_{96a} がバッファ99およびインバータ101に与えられ、ゲート信号 ϕ_1 、 ϕ_4 が生成される。

[0155] また、電圧指令値 V_o^r と三角波信号 C_{ub} とが比較器95によって比較され、パルス信号列 ϕ_{95} が生成される。パターン発生器96では、パルス信号列 ϕ_{96b} が生成される。スイッチ98によって選択されたパルス信号列 ϕ_{95} または ϕ_{96b} がバッファ100およびインバータ102に与えら

れ、ゲート信号 $\phi 3$ 、 $\phi 2$ が生成される。

[0156] 電圧指令値 $V_o r$ が正極性の期間では、インバータ82（図13）のIGBTQ22、Q23がそれぞれオフ状態およびオン状態に固定されるとともに、IGBTQ21とIGBTQ24が交互にオンされる。電圧指令値 $V_o r$ が負極性の期間では、IGBTQ21、Q24がそれぞれオフ状態およびオン状態に固定されるとともに、ゲート信号 $\phi 2$ 、 $\phi 3$ によってIGBTQ22とIGBTQ23が交互にオンされ、3レベルの交流出力電圧 V_o が生成される。

[0157] 負荷24が交流出力電圧 V_o によって駆動されると、判定器45（図14）では、電流検出器11の出力信号 $I_o f$ に基づいて、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも大きいかが判定される。

[0158] 負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも大きい場合は、判定器45の出力信号 $\phi 45$ が「L」レベルにされる。これにより、比較器94の出力信号 $\phi 94$ がスイッチ97を介してバッファ99およびインバータ101に与えられるとともに、比較器95の出力信号 $\phi 95$ がスイッチ98を介してバッファ100およびインバータ102に与えられ、通常運転モードが実行される。

[0159] この通常運転モードでは、インバータ82のIGBTQ21～Q24が比較的高い周波数 f_H で制御されるので、電圧変動率が比較的小さな高品質の交流出力電圧 V_o を生成することができる。ただし、IGBTQ21～Q24で比較的大きなスイッチング損失が発生し、無停電電源装置の効率が低くなる。

[0160] また、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも小さい場合（すなわち負荷24が軽負荷である場合）は、判定器45（図14）の出力信号 $\phi 45$ が「H」レベルにされる。これにより、パターン発生器96で生成されたパルス信号列 $\phi 96 a$ がスイッチ97を介してバッファ99およびインバータ101に与えられるとともに、パターン発生器96で生成されたパルス信号列 $\phi 96 b$ がスイッチ98を介してバッファ100およびインバータ102に与えられ、省電力運転モードが実行される。

[0161] この省電力運転モードでは、インバータ 82 の IGBTQ21～Q24 が比較的低い周波数 f_L で制御されるので、IGBTQ21～Q24 で発生するスイッチング損失が小さくなり、効率が高くなる。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。

[0162] 以上のように、この実施の形態 5 では、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも大きい場合は、比較的高い周波数 f_H を有し、パルス幅が制御されるゲート信号 $\phi_1 \sim \phi_4$ によってインバータ 82 を制御し、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも小さい場合は、比較的低い周波数 f_L を有し、パルス幅が固定されたゲート信号 $\phi_1 \sim \phi_4$ によってインバータ 82 を制御する。したがって、負荷電流 I_L が所定値 I_c よりも小さい場合には、インバータ 82 の IGBTQ21～Q24 で発生するスイッチング損失を低減することができ、無停電電源装置 1 の効率を高めることができる。

[0163] 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

[0164] 1 無停電電源装置、T1 交流入力端子、T2 バイパス入力端子、T3 バッテリ端子、T4 交流出力端子、2, 8, 14, 16 電磁接触器、3, 11 電流検出器、4, 9, 9a, 9b, 13 コンデンサ、5, 12 リアクトル、6, 80 コンバータ、7, 81 双方向チョッパ、10, 48, 82, 101, 102 インバータ、15 半導体スイッチ、17 操作部、18, 60 制御装置、21 商用交流電源、22 バイパス交流電源、23 バッテリ、24 負荷、31, 61 参照電圧発生回路、32, 62 電圧検出器、33, 35, 63, 65 減算器、34, 64 出力電圧制御回路、36, 66 出力電流制御回路、37, 50, 55, 56, 70, 90 ゲート制御回路、41, 71, 91 発振器、42, 72, 92, 93 三角波発生器、43, 73, 94, 95 比較器、44, 96

パターン発生器、４５，５１ 判定器、４６，９７，９８ スイッチ、４
７，７４，９９，１００ バッファ、５７ ORゲート。

請求の範囲

[請求項1] 複数の第1のスイッチング素子を含み、直流電力を商用周波数の交流電力に変換して負荷に供給する逆変換器と、

前記商用周波数よりも高い第1の周波数を有し、パルス幅が前記逆変換器の交流出力電圧に基づいて制御される第1のパルス信号列を生成する第1のモードと、前記商用周波数と前記第1の周波数との間の第2の周波数を有し、パルス幅が固定された第2のパルス信号列を生成する第2のモードとのうちの選択された方のモードを実行する第1の制御部とを備え、

前記複数の第1のスイッチング素子は、前記第1のモード時は前記第1のパルス信号列に基づいて制御され、前記第2のモード時は前記第2のパルス信号列に基づいて制御される、電力変換装置。

[請求項2] 前記第1のモードは、前記電力変換装置の通常運転を行なう場合に選択され、

前記第2のモードは、負荷電流が第1の値よりも小さい場合、または前記負荷電流の単位時間当たりの変化量が第2の値よりも小さい場合において、前記複数の第1のスイッチング素子で発生するスイッチング損失を低減させるために選択される、請求項1に記載の電力変換装置。

[請求項3] さらに、前記負荷電流を検出する電流検出器と、

前記電流検出器の検出結果に基づいて動作し、前記負荷電流が前記第1の値よりも大きい場合は前記第1のモードを選択し、前記負荷電流が前記第1の値よりも小さい場合は前記第2のモードを選択する選択部とを備える、請求項2に記載の電力変換装置。

[請求項4] さらに、前記負荷電流を検出する電流検出器と、

前記電流検出器の検出結果に基づいて動作し、前記負荷電流の単位時間当たりの変化量が前記第2の値よりも大きい場合は前記第1のモードを選択し、前記負荷電流の単位時間当たりの変化量が前記第2の

値よりも小さい場合は前記第2のモードを選択する選択部とを備える、請求項2に記載の電力変換装置。

[請求項5] さらに、前記第1および第2のモードのうちの所望のモードを選択する選択部を備える、請求項2に記載の電力変換装置。

[請求項6] 前記第1の制御部は、
前記商用周波数の正弦波信号と前記第1の周波数に応じた値の周波数を有する三角波信号との高低を比較し、比較結果に基づいて前記第1のパルス信号列を生成する第1の信号発生回路と、
前記第2のパルス信号列を生成する第2の信号発生回路と、
前記第1のモード時は前記第1のパルス信号列を選択し、前記第2のモード時は前記第2のパルス信号列を選択する切換回路とを含む、請求項1に記載の電力変換装置。

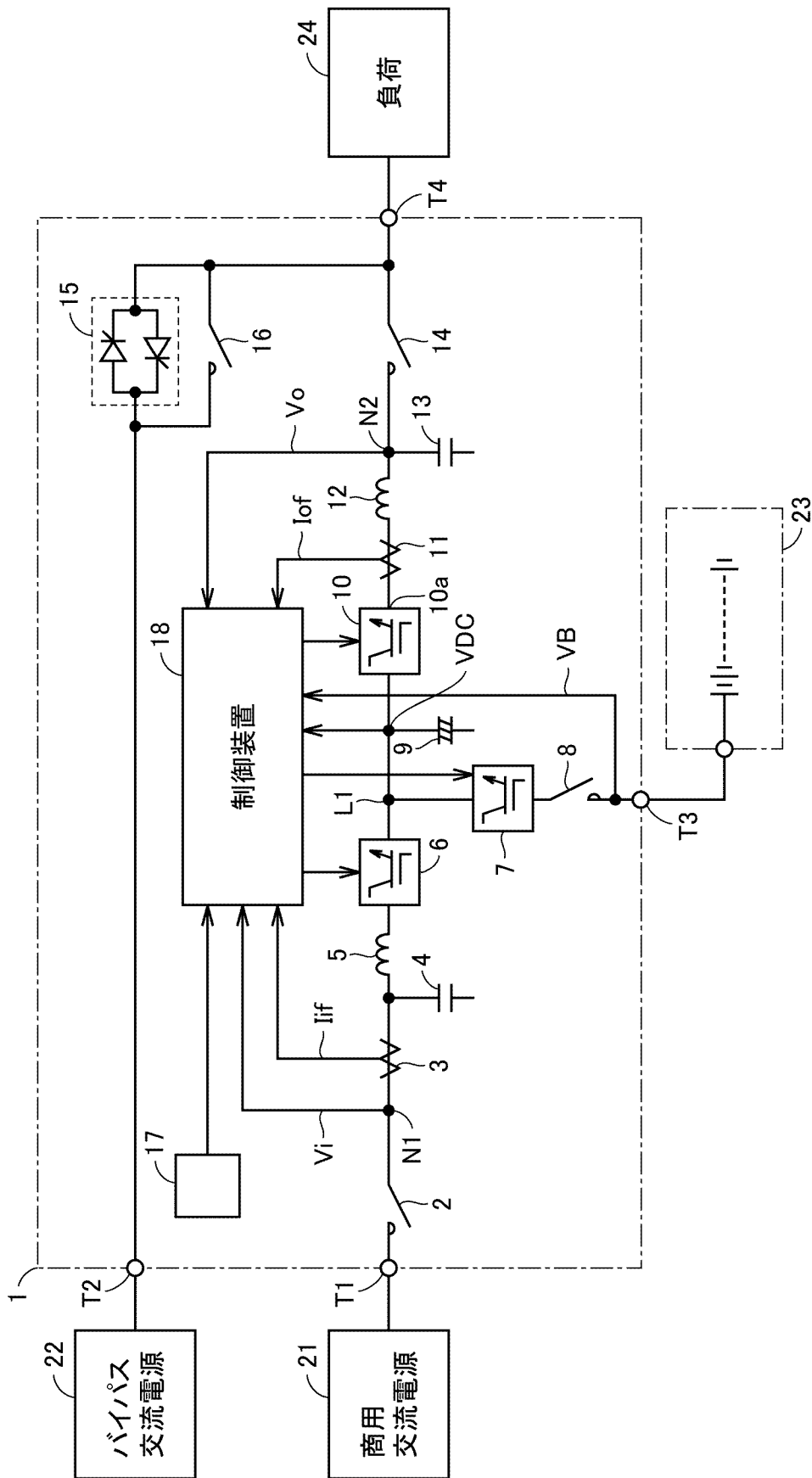
[請求項7] さらに、複数の第2のスイッチング素子を含み、商用交流電源から供給される交流電力を直流電力に変換して前記逆変換器に与える順変換器と、
前記商用周波数よりも高い第3の周波数を有し、パルス幅が制御される第3のパルス信号列を生成する第2の制御部とを備え、
前記複数の第2のスイッチング素子は、前記第3のパルス信号列に基づいて制御され、
前記第1のパルス信号列のパルス幅は、前記逆変換器の交流出力電圧が参照交流電圧になるように制御され、
前記第2の制御部は、
前記第1のモード時は一定の参照直流電圧を出力し、前記第2のモード時は、前記逆変換器の交流出力電圧と前記参照交流電圧との偏差に応じた値の参照直流電圧を出力する電圧発生回路と、
前記順変換器の出力直流電圧が前記参照直流電圧になるようにパルス幅が制御される前記第3のパルス信号列を生成する信号発生回路とを含む、請求項1に記載の電力変換装置。

[請求項8] 前記商用交流電源から交流電力が供給されている通常時は、前記順変換器によって生成された直流電力が前記逆変換器に供給されるとともに電力貯蔵装置に蓄えられ、

 前記商用交流電源からの交流電力の供給が停止された停電時は、前記電力貯蔵装置の直流電力が前記逆変換器に供給される、請求項7に記載の電力変換装置。

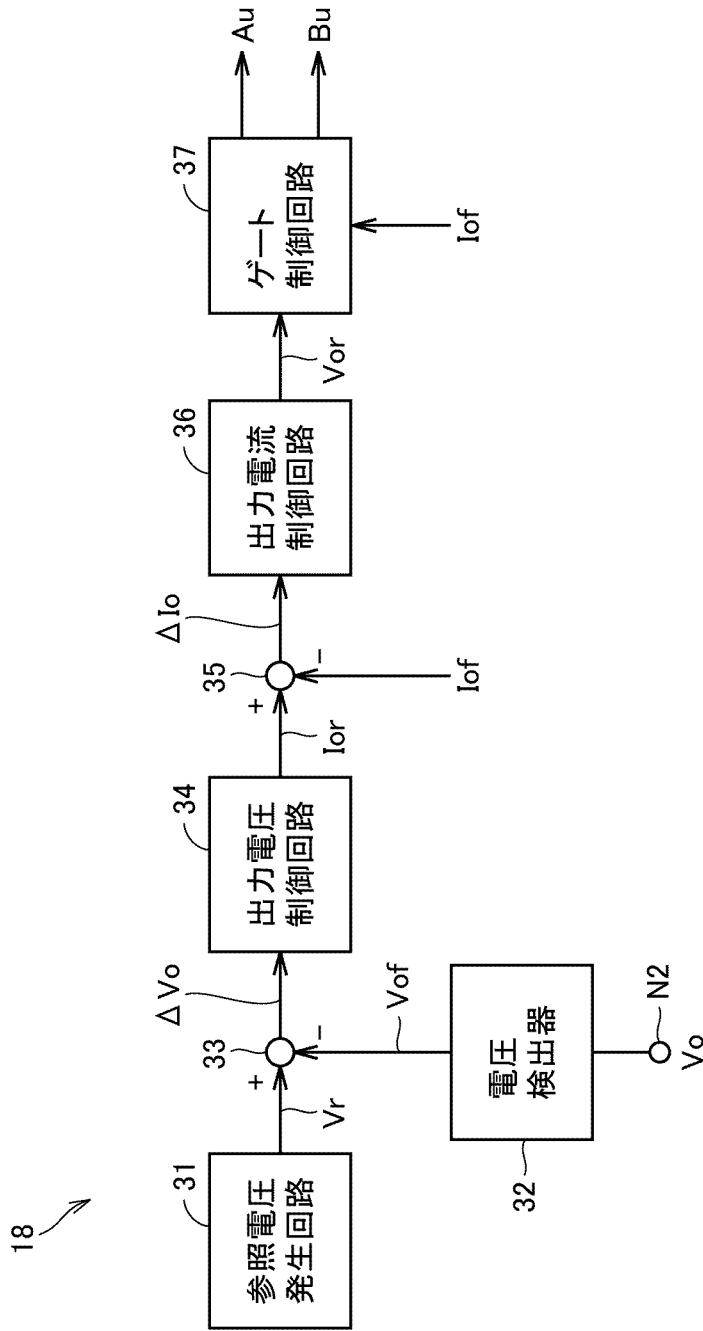
[図1]

FIG.1



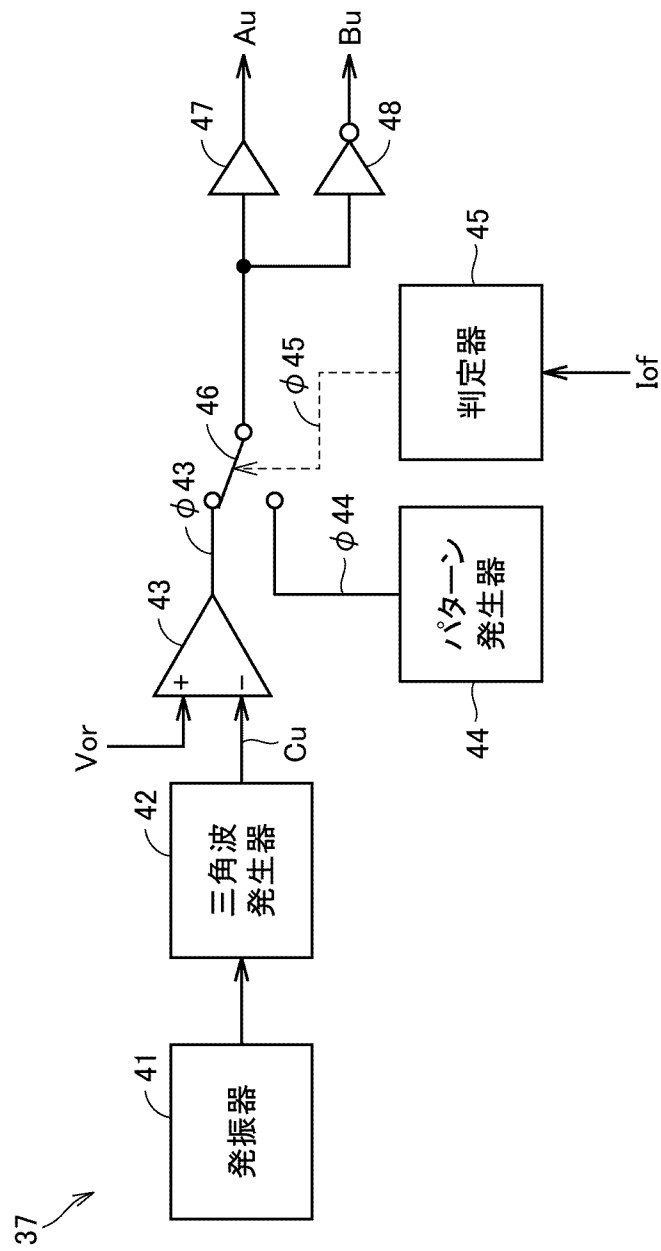
[図2]

FIG.2



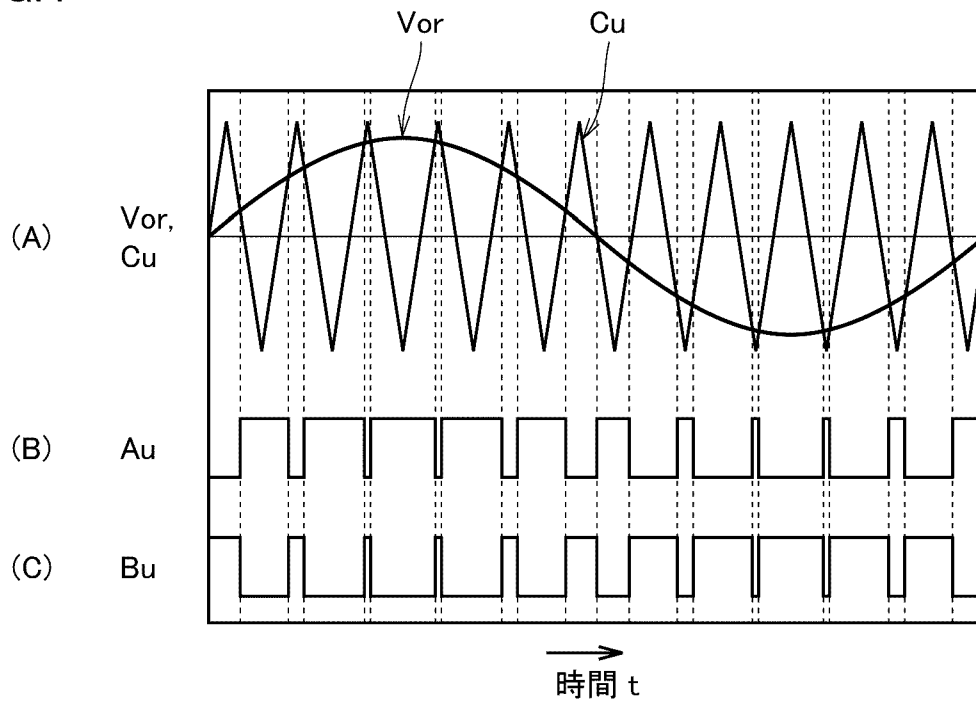
[図3]

FIG.3



[図4]

FIG.4



[図5]

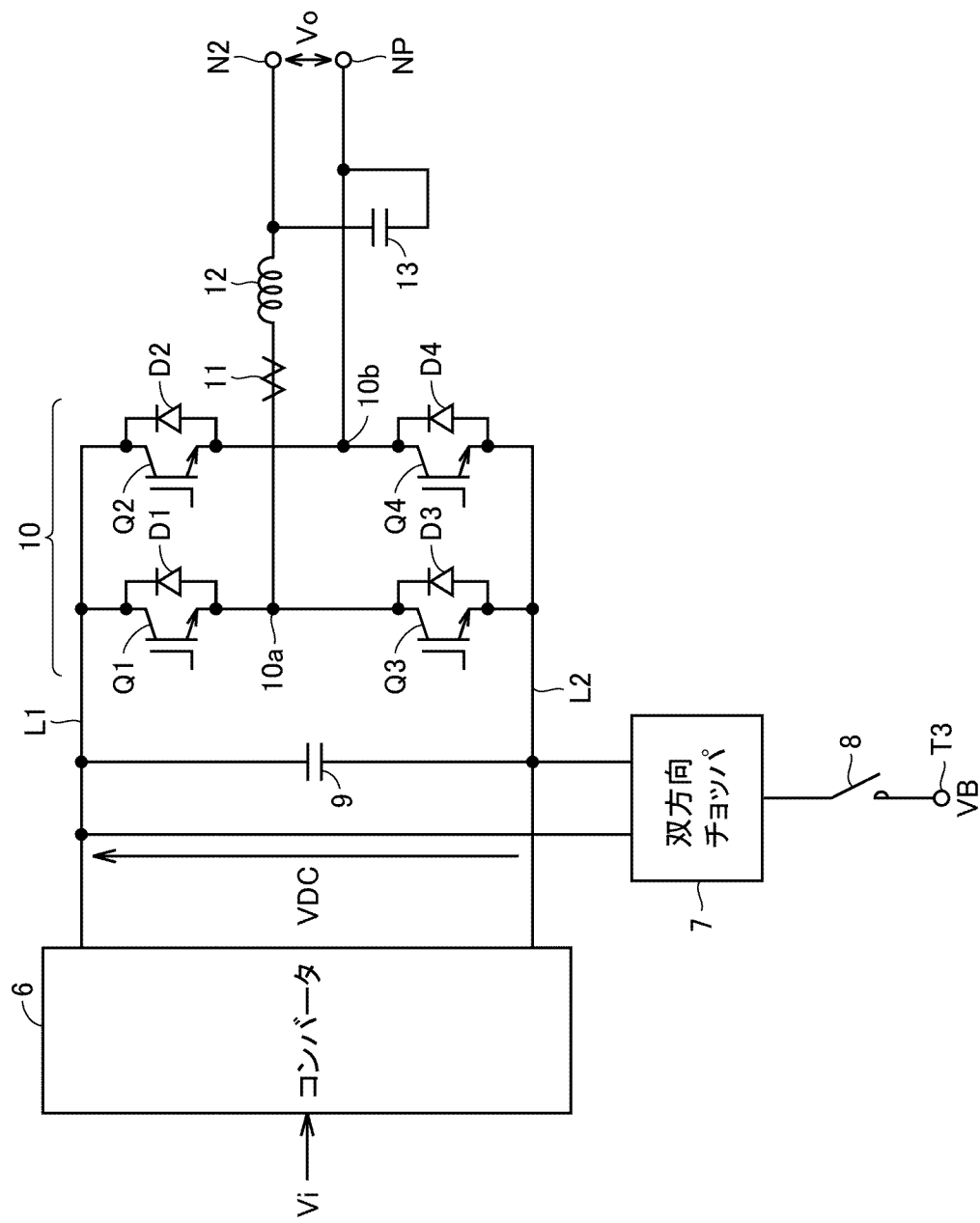


FIG.5

[図6]

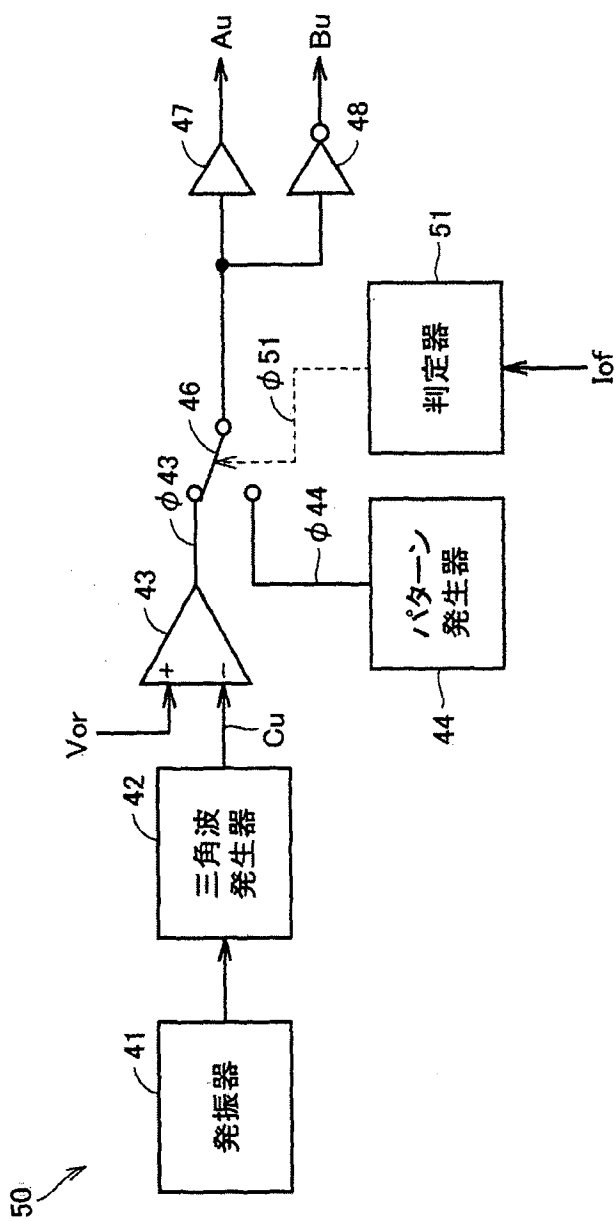
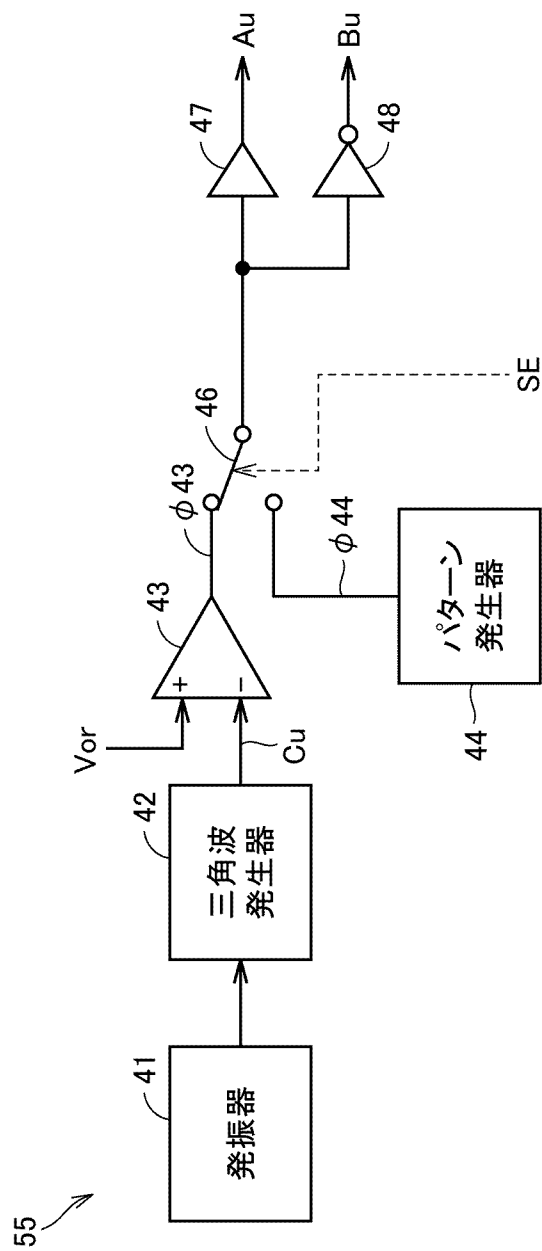


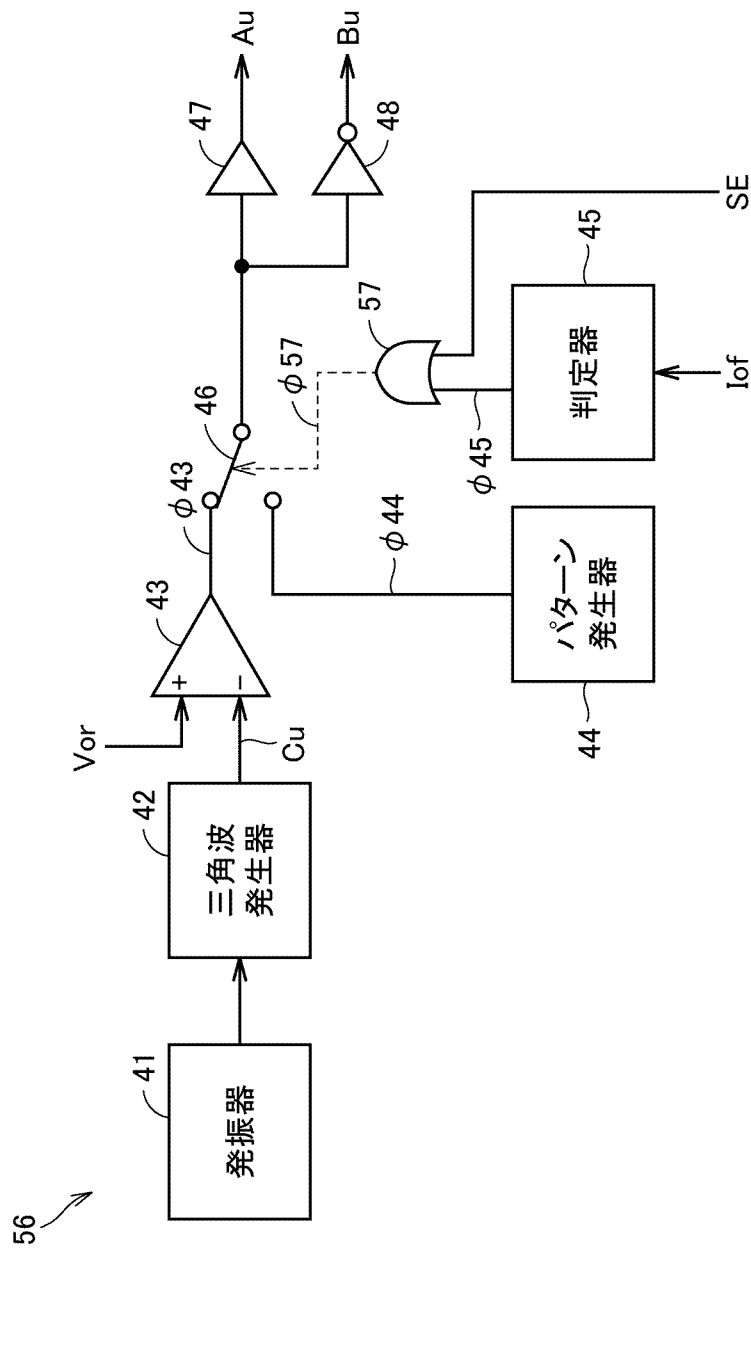
FIG.6

[図7]

FIG.7

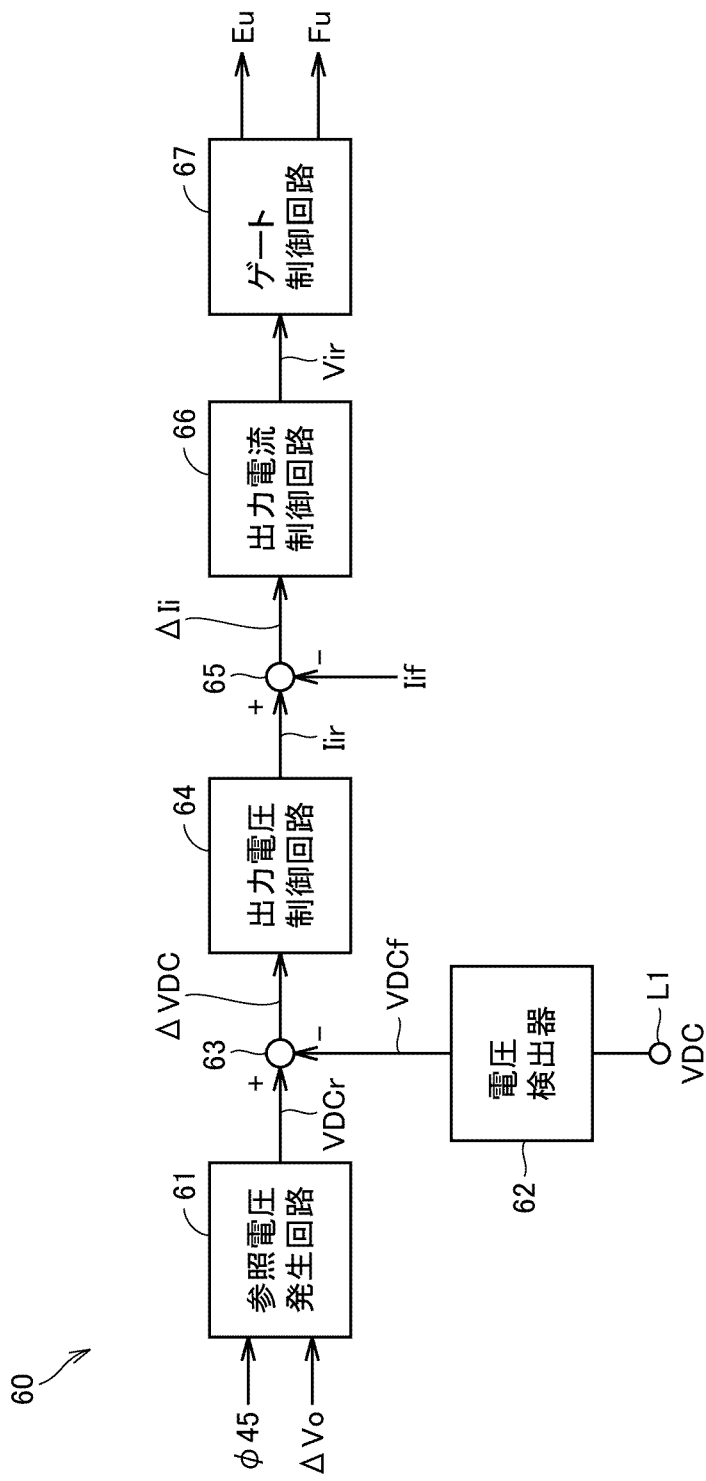


[図8]



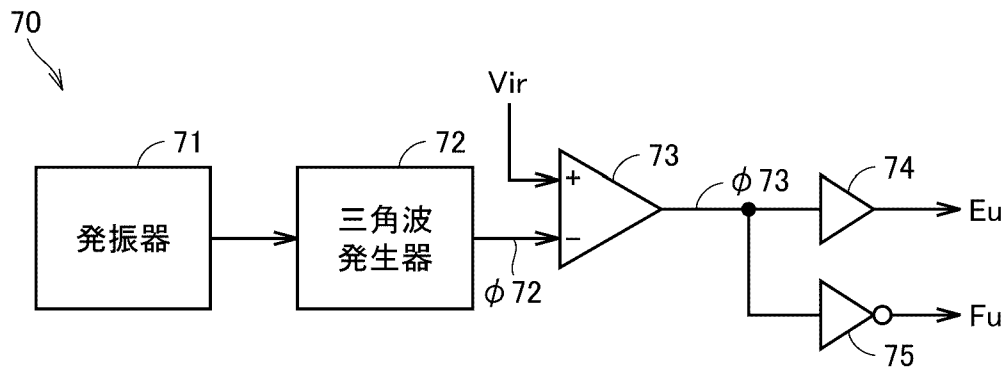
[図9]

FIG.9



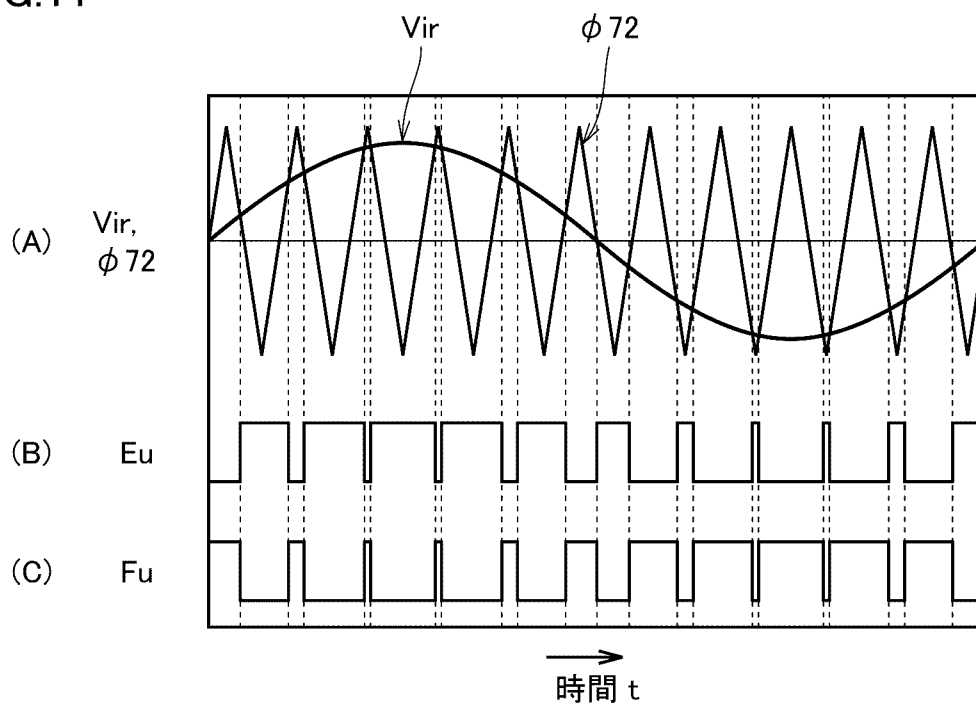
[図10]

FIG.10



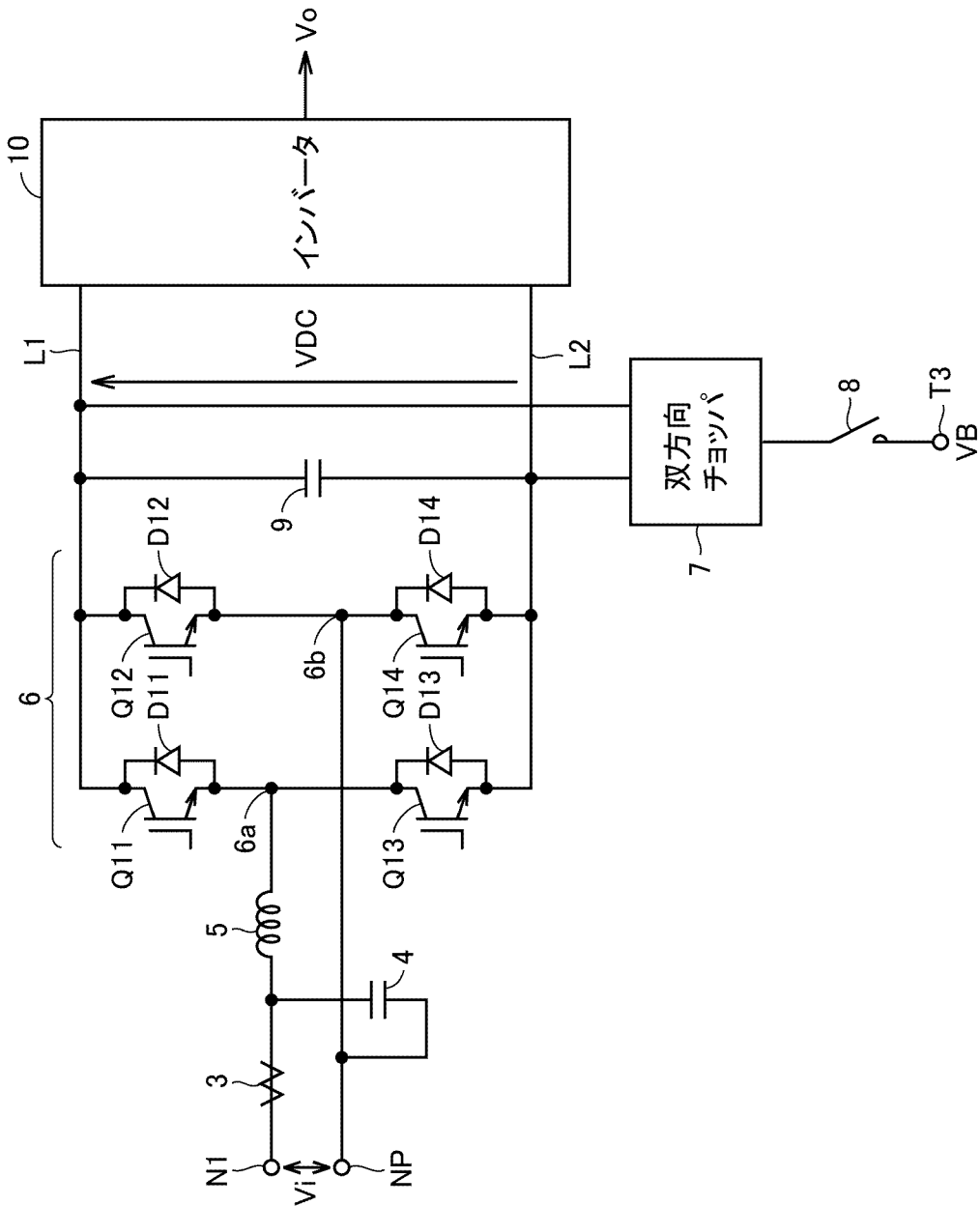
[図11]

FIG.11



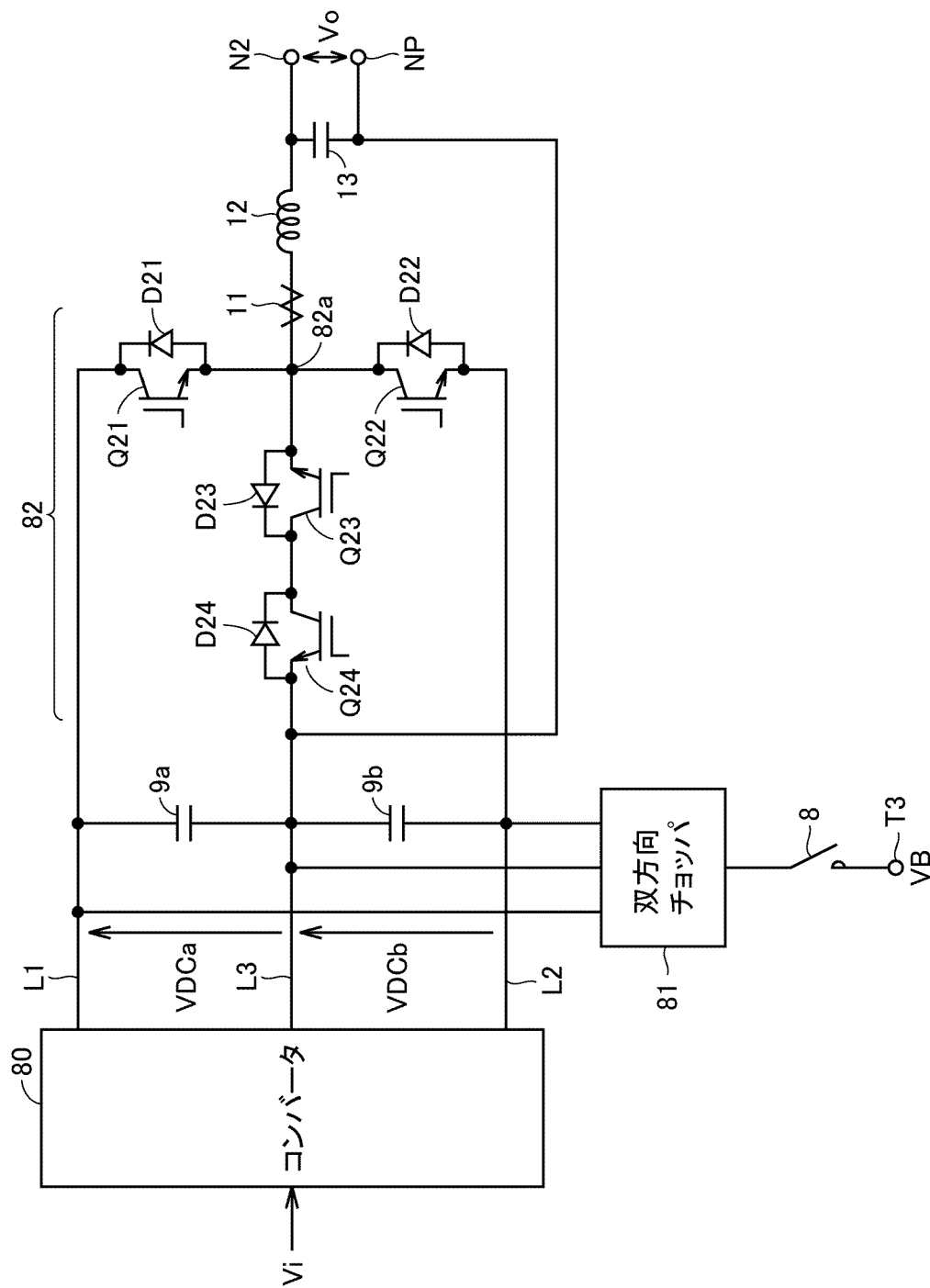
[図12]

FIG.12



[図13]

FIG.13



[図14]

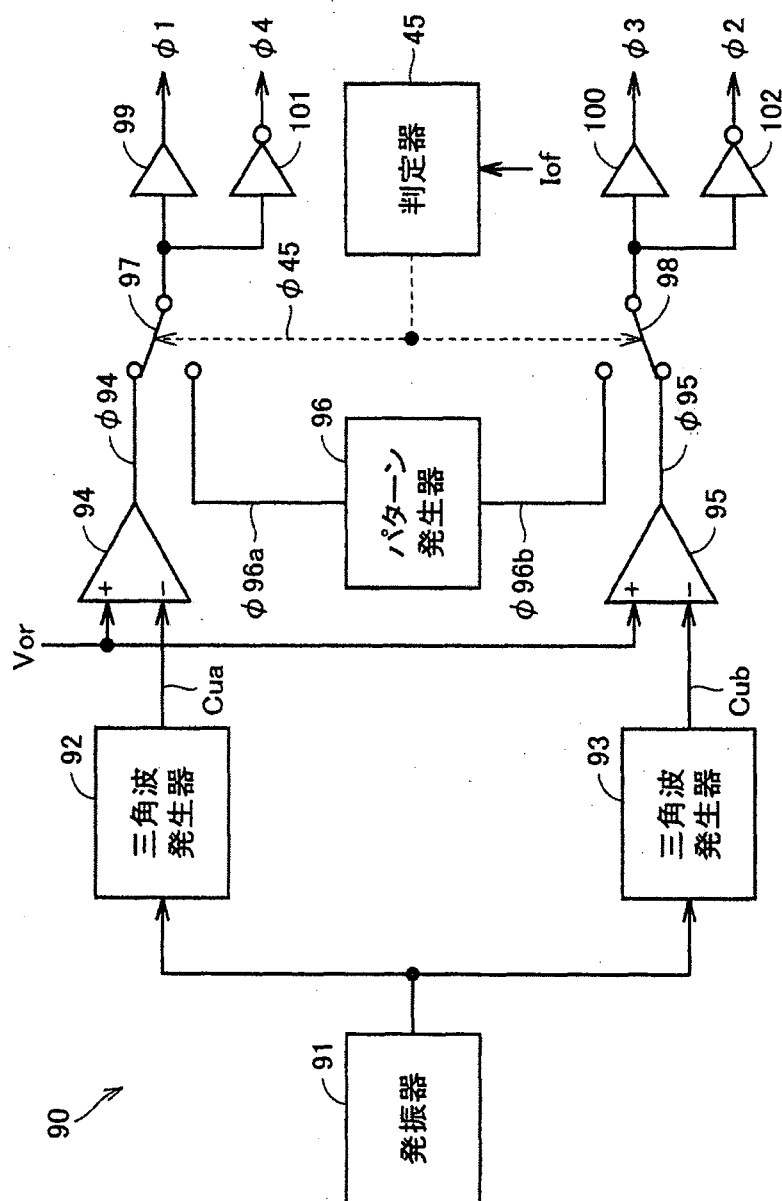
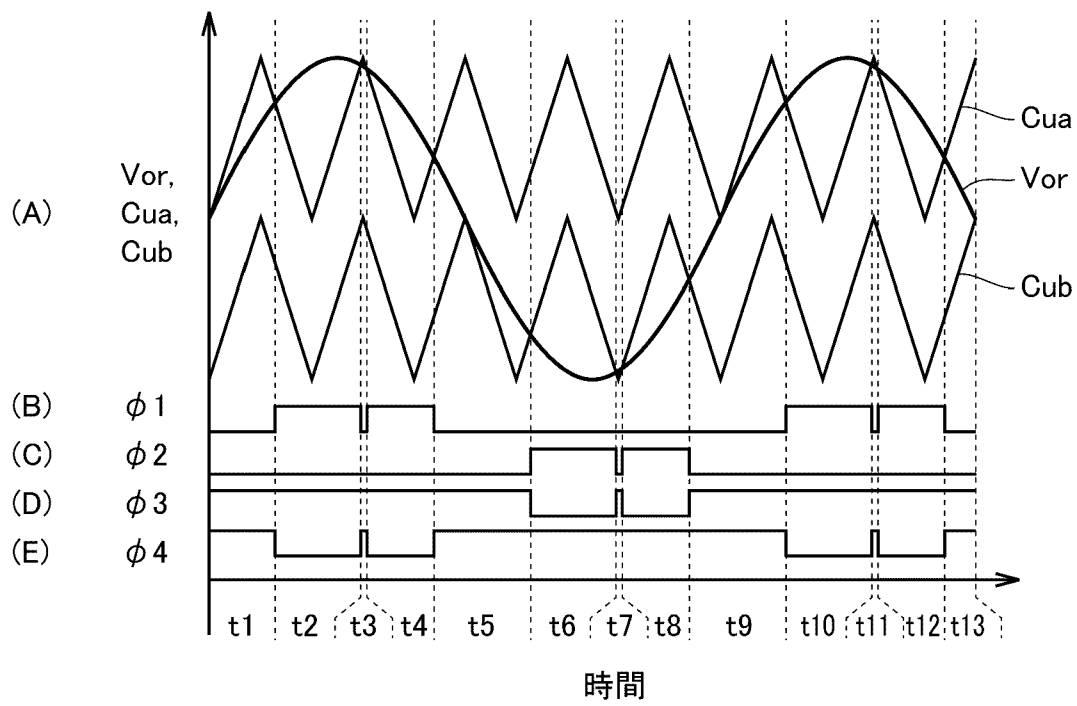


FIG.14

[図15]

FIG.15



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2017/013954

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	1996-2017
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2017	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2017

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 2001-128462 A (Fuji Electric Co., Ltd.), 11 May 2001 (11.05.2001), paragraphs [0004], [0013] to [0014]; fig. 1 (Family: none)	1-6 7-8
Y	JP 2015-57027 A (Rohm Co., Ltd.), 23 March 2015 (23.03.2015), paragraphs [0074] to [0076] & US 2015/0076906 A1 paragrahs [0080] to [0082]	1-6
Y	JP 2007-282443 A (Fuji Electric Systems Co., Ltd.), 25 October 2007 (25.10.2007), paragraph [0005] (Family: none)	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
09 June 2017 (09.06.17)

Date of mailing of the international search report
20 June 2017 (20.06.17)

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/JP2017/013954

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	US 2008/0218284 A1 (ADVANCED ANALOG TECHNOLOGY, INC.), 11 September 2008 (11.09.2008), paragraph [0022] & TW 200838140 A	6

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

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（IPC））

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	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2017年
日本国実用新案登録公報	1996-2017年
日本国登録実用新案公報	1994-2017年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
Y A	JP 2001-128462 A（富士電機株式会社）2001.05.11, 第4,13-14段落, 第1図（ファミリーなし）	1-6 7-8
Y	JP 2015-57027 A（ローム株式会社）2015.03.23, 第74-76段落 & US 2015/0076906 A1, Paragraphs 80-82	1-6
Y	JP 2007-282443 A（富士電機システムズ株式会社）2007.10.25, 第5段落（ファミリーなし）	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

09.06.2017

国際調査報告の発送日

20.06.2017

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）

小原 正信

5G

3803

電話番号 03-3581-1101 内線 3526

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
Y	US 2008/0218284 A1 (ADVANCED ANALOG TECHNOLOGY , INC.) 2008.09.11, 第 22 段落 & TW 200838140 A	6