

(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  
2017年8月17日(17.08.2017)



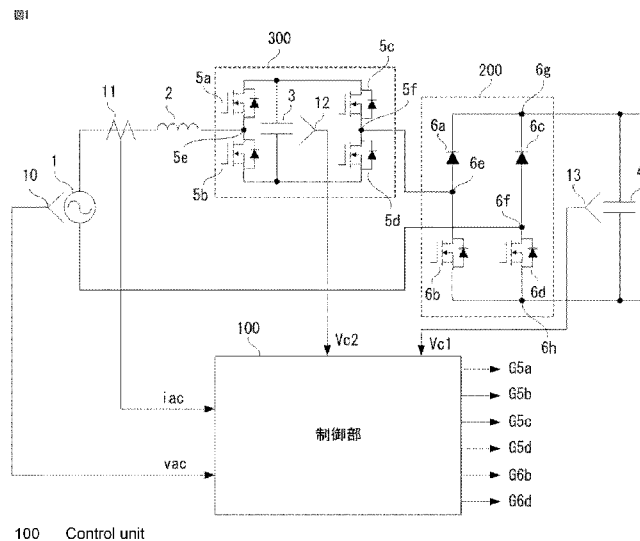
(10) 国際公開番号  
WO 2017/138176 A1

- (51) 国際特許分類:  
H02M 7/12 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2016/075181
- (22) 国際出願日: 2016年8月29日(29.08.2016)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:  
特願 2016-021471 2016年2月8日(08.02.2016) JP
- (71) 出願人: 三菱電機株式会社(MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: ▲高▼原 貴昭(TAKAHARA Takaaki); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 近藤 亮太(KONDO Ryota); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 村上 哲(MURAKAMI Satoshi); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 豊田 基(Toyoda Hajime); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).
- (74) 代理人: 村上 啓吾, 外(MURAKAMI Keigo et al.); 〒6610033 兵庫県尼崎市南武庫之荘3丁目35番8号 Hyogo (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), ユーロパ (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).

[続葉有]

(54) Title: POWER CONVERSION DEVICE

(54) 発明の名称: 電力変換装置



(57) Abstract: Disclosed is a power conversion device wherein: a reactor (2), a single-phase inverter (300), and a single-phase converter (200) are connected in series between an alternating current power supply (1) and a smoothing capacitor (4); and power conversion is performed between an alternating current voltage (vac) of the alternating current power supply (1), and a direct current voltage (Vc1) of the smoothing capacitor (4). The power conversion device is provided with a control unit (100), which performs charging/discharging operations of a direct current capacitor (3) within one switching cycle (Tsw) of the single-phase capacitor (300), and which controls switching elements (5a-5d) of the single-phase inverter (300), and switching elements (6b, 6d) of the single-phase converter (200) such that the charging quantity and the discharging quantity of the direct current capacitor are equal to each other.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2017/138176 A1



添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

---

交流電源 (1) と平滑コンデンサ (4) との間にリアクトル (2) と単相インバータ (300) と単相コンバータ (200) とを互いに直列に接続し、交流電源 (1) の交流電圧 (vac) と平滑コンデンサ (4) の直流電圧 (Vc1) との間で電力変換を行う電力変換装置であって、単相インバータ (300) の 1 スイッチング周期 (Tsw) 内で直流コンデンサ (3) の充電および放電の動作を行い、かつ、その充電量と放電量とが等しくなるよう単相インバータ (300) のスイッチ素子 (5a) ~ (5d) と単相コンバータ (200) のスイッチ素子 (6b)、(6d) とを制御する制御部 (100) を備えた。

## 明 細 書

**発明の名称**：電力変換装置

### 技術分野

[0001] 本発明は、交流電源と平滑コンデンサとの間にリアクトルとインバータとコンバータとを互いに直列に接続し、交流電源の交流電圧と平滑コンデンサの直流電圧との間で電力変換を行う電力変換装置に係り、特に、インバータに使用する直流コンデンサの小型化等を図るものである。

### 背景技術

[0002] 従来の電力変換装置は、4つのスイッチ素子で構成されたコンバータ（メインコンバータ）と、コンバータの出力を平滑する平滑コンデンサと、コンバータの交流端子に一方の交流端子が接続された4つのスイッチ素子と直流コンデンサとからなる单相インバータ（サブコンバータ）と、单相インバータの交流端子と交流電源との間にリアクトルを接続する構成である（例えば、特許文献1参照）。

[0003] そして、コンバータを交流電源の半周期に1パルスのゲートパルスにて駆動し、单相インバータの交流端子の発生電圧を交流電源の電圧とコンバータの交流端子の発生電圧との差分となるように動作させることにより、リアクトルの印加電圧を低減しながら、交流電源の電圧と電流の力率を高力率に制御しながら平滑コンデンサの電圧を所望の電圧に制御する。

### 先行技術文献

#### 特許文献

[0004] 特許文献1：再公表特許W O 2 0 1 0 / 0 8 2 2 6 5 号公報

### 発明の概要

#### 発明が解決しようとする課題

[0005] 従来の電力変換装置では、インバータはそのスイッチング周期でオンオフ動作を行うが、コンバータがオンの期間中は交流電源により直流コンデンサを充電し、コンバータがオフの期間に平滑コンデンサに向けて直流コンデン

サを放電する制御を行う。そして、上述したように、コンバータが交流電源の半周期に同期したスイッチングを行うため、交流電源の1周期で直流コンデンサが充放電するエネルギーが大きくなり、直流コンデンサのリプル電圧が増大する。

[0006] リプル電圧の増大は、この電圧が印加されるインバータを構成するスイッチ素子に要求される耐圧の上昇を招き高速スイッチングに長けた低耐圧素子の適用が困難となる。従って、リプル電圧を下げ高速スイッチングを可能とするため、結果として、直流コンデンサの容量を大きく設定せざるを得ず装置が大型化するという課題があった。

[0007] この発明は、上記のような課題を解消するためになされたものであって、インバータに使用される直流コンデンサの容量低減を可能とすることにより小型な電力変換装置を提供することを目的とする。

#### 課題を解決するための手段

[0008] この発明に係る電力変換装置は、交流電源と平滑コンデンサとの間にリアクトルとインバータとコンバータとを互いに直列に接続し、交流電源の交流電圧と平滑コンデンサの直流電圧との間で電力変換を行う電力変換装置において、

インバータは、インバータ交流端子と直流コンデンサとスイッチ素子とを備え該スイッチ素子のスイッチング動作によりインバータ交流端子の間の電圧レベルを直流コンデンサの電圧の正負値または零電圧に切り替え、コンバータは、リアクトルとインバータとを介して交流電源に接続されたコンバータ交流端子と平滑コンデンサに接続されたコンバータ直流端子とスイッチ素子とを備え該スイッチ素子のスイッチング動作によりコンバータ交流端子の間の電圧レベルを平滑コンデンサの電圧の正負値または零電圧に切り替え、更に、インバータのスイッチ素子とコンバータのスイッチ素子とのスイッチング動作を制御する制御部を備えたものであって、

制御部は、インバータの1スイッチング周期内で直流コンデンサの充電および放電の動作を行い、かつ、その充電量と放電量とが等しくなるようイン

バータのスイッチ素子とコンバータのスイッチ素子とを制御するものである。

## 発明の効果

[0009] この発明に係る電力変換装置は、以上のように、直流コンデンサは、交流電源の長大な周期と関係なく、インバータの1スイッチング周期内でその充電量と放電量とが等しくなるよう各スイッチ素子のスイッチング動作が制御されるので、充放電量そのものが低減し、リップル電圧を抑制するため直流コンデンサに要求される容量が低減し装置の小型化が実現する。

## 図面の簡単な説明

[0010] [図1]この発明の実施の形態1による電力変換装置の回路構成を示す図である。

[図2]この発明の実施の形態1による電力変換装置における、昇圧動作モードでの各電圧の関係を示す図である。

[図3]この発明の実施の形態1による電力変換装置における、降圧動作モードでの各電圧の関係を示す図である。

[図4]この発明の実施の形態1による電力変換装置において、交流電源1が正の半波における領域1の動作状態を示す波形模式図である。

[図5]図4の第1の期間における電流経路を示す図である。

[図6]図4の第2の期間における電流経路を示す図である。

[図7]図4の第3の期間における電流経路を示す図である。

[図8]図4の第4の期間における電流経路を示す図である。

[図9]この発明の実施の形態1による電力変換装置において、交流電源1が正の半波における領域2の動作状態を示す波形模式図である。

[図10]図9の第1の期間における電流経路を示す図である。

[図11]図9の第2の期間における電流経路を示す図である。

[図12]図9の第3の期間における電流経路を示す図である。

[図13]図9の第4の期間における電流経路を示す図である。

[図14]この発明の実施の形態1による電力変換装置において、交流電源1が

正の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図15]図14の第1の期間における電流経路を示す図である。

[図16]図14の第2の期間における電流経路を示す図である。

[図17]この発明の実施の形態1による電力変換装置において、交流電源1が負の半波における領域1の動作状態を示す波形模式図である。

[図18]図17の第1の期間における電流経路を示す図である。

[図19]図17の第2の期間における電流経路を示す図である。

[図20]図17の第3の期間における電流経路を示す図である。

[図21]図17の第4の期間における電流経路を示す図である。

[図22]この発明の実施の形態1による電力変換装置において、交流電源1が負の半波における領域2の動作状態を示す波形模式図である。

[図23]図22の第1の期間における電流経路を示す図である。

[図24]図22の第2の期間における電流経路を示す図である。

[図25]図22の第3の期間における電流経路を示す図である。

[図26]図22の第4の期間における電流経路を示す図である。

[図27]この発明の実施の形態1による電力変換装置において、交流電源1が負の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図28]図27の第1の期間における電流経路を示す図である。

[図29]図27の第2の期間における電流経路を示す図である。

[図30]この発明の実施の形態1による電力変換装置における制御部100の構成図である。

[図31]図30の制御部100を構成するフィードバックデューティ演算器120の構成図である。

[図32]図30の制御部100を構成するゲート信号演算器140の構成図である。

[図33]実施の形態1の領域1におけるゲートパターン図である。

[図34]実施の形態1の領域3におけるゲートパターン図である。

[図35]実施の形態1による電力変換装置をダイオードブリッジを用いて構成

した場合の構成図である。

[図36]この発明の実施の形態2による電力変換装置の回路構成を示す図である。

[図37]この発明の実施の形態2による電力変換装置における、昇圧動作モードでの各電圧の関係を示す図である。

[図38]この発明の実施の形態2による電力変換装置における、降圧動作モードでの各電圧の関係を示す図である。

[図39]この発明の実施の形態2による電力変換装置において、交流電源1が正の半波における領域1の動作状態を示す波形モード図である。

[図40]図39の第1の期間における電流経路を示す図である。

[図41]図39の第2の期間における電流経路を示す図である。

[図42]図39の第3の期間における電流経路を示す図である。

[図43]図39の第4の期間における電流経路を示す図である。

[図44]図39の第5の期間における電流経路を示す図である。

[図45]図39の第6の期間における電流経路を示す図である。

[図46]図39の第7の期間における電流経路を示す図である。

[図47]図39の第8の期間における電流経路を示す図である。

[図48]この発明の実施の形態2による電力変換装置において、交流電源1が正の半波における領域2の動作状態を示す波形モード図である。

[図49]図48の第1の期間における電流経路を示す図である。

[図50]図48の第2の期間における電流経路を示す図である。

[図51]図48の第3の期間における電流経路を示す図である。

[図52]図48の第4の期間における電流経路を示す図である。

[図53]図48の第5の期間における電流経路を示す図である。

[図54]図48の第6の期間における電流経路を示す図である。

[図55]図48の第7の期間における電流経路を示す図である。

[図56]図48の第8の期間における電流経路を示す図である。

[図57]この発明の実施の形態2による電力変換装置において、交流電源1が

正の半波における領域 3 の動作状態を示す波形模式図である。

[図58]図 5 7 の第 1 の期間における電流経路を示す図である。

[図59]図 5 7 の第 2 の期間における電流経路を示す図である。

[図60]図 5 7 の第 3 の期間における電流経路を示す図である。

[図61]図 5 7 の第 4 の期間における電流経路を示す図である。

[図62]この発明の実施の形態 2 による電力変換装置において、交流電源 1 が負の半波における領域 1 の動作状態を示す波形模式図である。

[図63]図 6 2 の第 1 の期間における電流経路を示す図である。

[図64]図 6 2 の第 2 の期間における電流経路を示す図である。

[図65]図 6 2 の第 3 の期間における電流経路を示す図である。

[図66]図 6 2 の第 4 の期間における電流経路を示す図である。

[図67]図 6 2 の第 5 の期間における電流経路を示す図である。

[図68]図 6 2 の第 6 の期間における電流経路を示す図である。

[図69]図 6 2 の第 7 の期間における電流経路を示す図である。

[図70]図 6 2 の第 8 の期間における電流経路を示す図である。

[図71]この発明の実施の形態 2 による電力変換装置において、交流電源 1 が負の半波における領域 2 の動作状態を示す波形模式図である。

[図72]図 7 1 の第 1 の期間における電流経路を示す図である。

[図73]図 7 1 の第 2 の期間における電流経路を示す図である。

[図74]図 7 1 の第 3 の期間における電流経路を示す図である。

[図75]図 7 1 の第 4 の期間における電流経路を示す図である。

[図76]図 7 1 の第 5 の期間における電流経路を示す図である。

[図77]図 7 1 の第 6 の期間における電流経路を示す図である。

[図78]図 7 1 の第 7 の期間における電流経路を示す図である。

[図79]図 7 1 の第 8 の期間における電流経路を示す図である。

[図80]この発明の実施の形態 2 による電力変換装置において、交流電源 1 が負の半波における領域 3 の動作状態を示す波形模式図である。

[図81]図 8 0 の第 1 の期間における電流経路を示す図である。

- [図82]図80の第2の期間における電流経路を示す図である。
- [図83]図80の第3の期間における電流経路を示す図である。
- [図84]図80の第4の期間における電流経路を示す図である。
- [図85]実施の形態2による電力変換装置における制御部100の構成図である。
- [図86]図85の制御部100を構成するフィードバックデューティ演算器120の構成図である。
- [図87]図85の制御部100を構成するゲート信号演算器140の構成図である。
- [図88]実施の形態2の領域1におけるゲートパターン図である。
- [図89]実施の形態2の領域3におけるゲートパターン図である。
- [図90]この発明の実施の形態3による電力変換装置の回路構成を示す図である。
- [図91]この発明の実施の形態3による電力変換装置における、昇圧動作モードでの各電圧の関係を示す図である。
- [図92]この発明の実施の形態3による電力変換装置における、降圧動作モードでの各電圧の関係を示す図である。
- [図93]この発明の実施の形態3による電力変換装置において、交流電源1が正の半波における領域1の動作状態を示す波形モード図である。
- [図94]図93の第1の期間における電流経路を示す図である。
- [図95]図93の第2の期間における電流経路を示す図である。
- [図96]図93の第3の期間における電流経路を示す図である。
- [図97]図93の第4の期間における電流経路を示す図である。
- [図98]図93の第5の期間における電流経路を示す図である。
- [図99]図93の第6の期間における電流経路を示す図である。
- [図100]この発明の実施の形態3による電力変換装置において、交流電源1が正の半波における領域2の動作状態を示す波形モード図である。
- [図101]図100の第1の期間における電流経路を示す図である。

[図102]図100の第2の期間における電流経路を示す図である。

[図103]図100の第3の期間における電流経路を示す図である。

[図104]図100の第4の期間における電流経路を示す図である。

[図105]図100の第5の期間における電流経路を示す図である。

[図106]図100の第6の期間における電流経路を示す図である。

[図107]この発明の実施の形態3による電力変換装置において、交流電源12が正の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図108]図107の第1の期間における電流経路を示す図である。

[図109]図107の第2の期間における電流経路を示す図である。

[図110]図107の第3の期間における電流経路を示す図である。

[図111]図107の第4の期間における電流経路を示す図である。

[図112]この発明の実施の形態3による電力変換装置において、交流電源1が負の半波における領域1の動作状態を示す波形模式図である。

[図113]図112の第1の期間における電流経路を示す図である。

[図114]図112の第2の期間における電流経路を示す図である。

[図115]図112の第3の期間における電流経路を示す図である。

[図116]図112の第4の期間における電流経路を示す図である。

[図117]図112の第5の期間における電流経路を示す図である。

[図118]図112の第6の期間における電流経路を示す図である。

[図119]この発明の実施の形態3による電力変換装置において、交流電源1が負の半波における領域2の動作状態を示す波形模式図である。

[図120]図119の第1の期間における電流経路を示す図である。

[図121]図119の第2の期間における電流経路を示す図である。

[図122]図119の第3の期間における電流経路を示す図である。

[図123]図119の第4の期間における電流経路を示す図である。

[図124]図119の第5の期間における電流経路を示す図である。

[図125]図119の第6の期間における電流経路を示す図である。

[図126]この発明の実施の形態3による電力変換装置において、交流電源1が

負の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図127]図126の第1の期間における電流経路を示す図である。

[図128]図126の第2の期間における電流経路を示す図である。

[図129]図126の第3の期間における電流経路を示す図である。

[図130]図126の第4の期間における電流経路を示す図である。

[図131]実施の形態3による電力変換装置における制御部100の構成図である。

[図132]図131の制御部100を構成するフィードバックデューティ演算器120の構成図である。

[図133]図131の制御部100を構成するゲート信号演算器140の構成図である。

[図134]実施の形態3の領域1におけるゲートパターン図である。

[図135]実施の形態3の領域3におけるゲートパターン図である。

[図136]この発明の実施の形態4による電力変換装置の回路構成を示す図である。

[図137]この発明の実施の形態4による電力変換装置における、昇圧動作モードでの各電圧の関係を示す図である。

[図138]この発明の実施の形態4による電力変換装置における、降圧動作モードでの各電圧の関係を示す図である。

[図139]この発明の実施の形態4による電力変換装置において、交流電源1が正の半波における領域1の動作状態を示す波形模式図である。

[図140]この発明の実施の形態4による電力変換装置において、交流電源1が正の半波における領域2の動作状態を示す波形模式図である。

[図141]この発明の実施の形態4による電力変換装置において、交流電源1が正の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図142]電圧 $V_{c2}$ の増減指令と電圧 $V_{c3}$ の増減指令に応じた動作モードの切り替え要領を示す図である。

[図143]モード9における電流経路を示す図である。

[図144]期間 $0 \sim t_{31}$ の動作モードをモード7からモード9に切り替え、期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ の動作モードをモード8からモード9に切り替えた場合の、交流電源1が正の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図145]期間 $0 \sim t_{31}$ の動作モードをモード7からモード8に切り替えた場合の、交流電源1が正の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図146]期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ の動作モードをモード8からモード7に切り替えた場合の、交流電源1が正の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図147]モード6における電流経路を示す図である。

[図148]期間 $0 \sim t_{31}$ の動作モードをモード7からモード6に切り替え、期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ の動作モードをモード8からモード6に切り替えた場合の、交流電源1が正の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図149]期間 $0 \sim t_{31}$ の動作モードをモード7からモード9に切り替えた場合の、交流電源1が正の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図150]期間 $t_{31} \sim T_{sw}$ の動作モードをモード2からモード9に切り替えた場合の、交流電源1が正の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図151]期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ の動作モードをモード8からモード9に切り替えた場合の、交流電源1が正の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図152]期間 $t_{32} \sim 2T_{sw}$ の動作モードをモード1からモード9に切り替えた場合の、交流電源1が正の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図153]交流電源1が負の半波における領域1の動作状態を示す波形模式図で

ある。

[図154]交流電源1が負の半波における領域2の動作状態を示す波形模式図である。

[図155]交流電源1が負の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図156]電圧 $V_c 2$ の増減指令と電圧 $V_c 3$ の増減指令に応じた動作モードの切り替え要領を示す図である。

[図157]モード9における電流経路を示す図である。

[図158]期間 $0 \sim t_{31}$ の動作モードをモード7からモード9に切り替え、期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ の動作モードをモード8からモード9に切り替えた場合の、交流電源1が負の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図159]期間 $0 \sim t_{31}$ の動作モードをモード7からモード8に切り替えた場合の、交流電源1が負の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図160]期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ の動作モードをモード8からモード7に切り替えた場合の、交流電源1が負の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図161]モード6における電流経路を示す図である。

[図162]期間 $0 \sim t_{31}$ の動作モードをモード7からモード6に切り替え、期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ の動作モードをモード8からモード6に切り替えた場合の、交流電源1が負の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図163]期間 $0 \sim t_{31}$ の動作モードをモード7からモード9に切り替えた場合の、交流電源1が負の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図164]期間 $t_{31} \sim T_{sw}$ の動作モードをモード2からモード9に切り替えた場合の、交流電源1が負の半波における領域3の動作状態を示す波形模式

図である。

[図165]期間  $T_{sw} \sim t_{32}$  の動作モードをモード8からモード9に切り替えた場合の、交流電源1が負の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図166]期間  $t_{32} \sim 2T_{sw}$  の動作モードをモード1からモード9に切り替えた場合の、交流電源1が負の半波における領域3の動作状態を示す波形模式図である。

[図167]実施の形態4による電力変換装置における制御部100の構成図である。

[図168]図167の制御部100を構成するフィードバックデューティ演算器120の構成図である。

[図169]図167の制御部100を構成する直流コンデンサ電圧増減指令判定器180の構成図である。

[図170]図167の制御部100を構成する、領域3ゲート信号演算器143および領域3直流コンデンサ電圧制御器182の構成図である。

[図171]図167の制御部100を構成する、領域1/流域2直流コンデンサ電圧制御器181、領域1ゲート信号演算器141および領域2ゲート信号演算器142の構成図である。

### 発明を実施するための形態

[0011] 実施の形態1.

以下、この発明の実施の形態1について説明する。

図1は、この発明の実施の形態1による電力変換装置の回路構成図である。図1に示すように、電力変換装置は、单相の交流電源1の交流電圧、交流電力を直流電圧、直流電力に変換して平滑コンデンサ4に出力するための主回路と制御部100を有する。

[0012] 主回路は、交流電源1と平滑コンデンサ4との間に互いに直列に接続された单相インバータ300と单相コンバータ200とリアクトル2とから構成される。

単相インバータ300は、直流コンデンサ3と、この直流コンデンサ3と互いに並列に接続された、第一スイッチ素子5aと第二スイッチ素子5bとの直列体からなる第一レグおよび第三スイッチ素子5cと第四スイッチ素子5dとの直列体からなる第二レグとを備えている。

[0013] 単相コンバータ200は、互いに並列に接続された、第五スイッチ素子6bと第一ダイオード6aとの直列体からなる第三レグおよび第六スイッチ素子6dと第二ダイオード6cとの直列体からなる第四レグを備えている。

[0014] そして、単相インバータ300の第一スイッチ素子5aと第二スイッチ素子5bとの接続点、即ち、単相インバータ300のインバータ交流端子の一方5eとなる、第一レグの midpoint と交流電源1の一端との間にリアクトル2が接続されている。また、単相インバータ300のインバータ交流端子の他方5fとなる、第二レグの midpoint と単相コンバータ200のコンバータ交流端子の一方6eとなる、第三レグの midpoint とが接続されている。

[0015] 更に、単相コンバータ200のコンバータ交流端子の他方6fとなる第四レグの midpoint が交流電源1の他端に接続されている。また、第三レグおよび第四レグの上端と下端とがそれぞれコンバータ直流端子6g、6hとなり平滑コンデンサ4に接続されている。

[0016] 制御部100は、交流電圧検出部10で検出された交流電源1の電圧 $v_{ac}$ と、交流電流検出部11で検出された交流電源1の電流 $i_{ac}$ と、直流コンデンサ電圧検出部12で検出された直流コンデンサ3の電圧 $V_{c2}$ と、直流電圧検出部13で検出された平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ とを入力し、以下で詳述する制御動作を実行することにより、単相インバータ300のスイッチ素子5a~5dをスイッチング駆動するゲート信号 $G_{5a}$ ~ $G_{5d}$ と単相コンバータ200のスイッチ素子6b、6dをスイッチング駆動するゲート信号 $G_{6b}$ 、 $G_{6d}$ を出力する。

[0017] また、平滑コンデンサ4には図示しない負荷が並列に接続される。負荷としては、直接抵抗やバッテリー等の電圧源などが接続されてもよく、DC-DCコンバータやDC-ACインバータ等の電力変換器を介して抵抗やバッテ

り等の電圧源などに接続されてもよい。

[0018] スイッチ素子5 a～5 d、6 b、6 dはそれぞれダイオードが内蔵されたMOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) で構成される。また、ダイオード6 a、6 cも同様にMOSFETで構成することもできる。

なお、これらのスイッチ素子は、MOSFET以外でも、ソース・ドレイン間にダイオードが内蔵されたIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) や、SiC (Silicon Carbide)・GaN (Gallium Nitride) 等の化合物半導体を用いた半導体素子を用いてもよい。

[0019] 次に、このように構成された電力変換装置の動作について説明する。

単相コンバータ200は、スイッチ素子6 b、6 dのスイッチング動作によりコンバータ交流端子6 e、6 fの間の電圧レベルを平滑コンデンサ4の電圧の正負値である $V_{c1}$ 、 $-V_{c1}$ または零電圧に切り替える。

単相インバータ300は、スイッチ素子5 a～5 dのスイッチング動作によりインバータ交流端子5 e、5 fの間の電圧レベルを直流コンデンサ3の電圧の正負値である $V_{c2}$ 、 $-V_{c2}$ または零電圧に切り替える。

[0020] 単相コンバータ200および単相インバータ300の出力電圧の方向は、交流電源1の電圧 $v_{ac}$ 、平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ および直流コンデンサ3の電圧 $V_{c2}$ の関係によって決定される。

また、ここでは、直流コンデンサ3の電圧 $V_{c2}$ は、平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ よりも小さいものとする。

[0021] 図2に、交流電源1の全周期において、交流電源1の電圧 $v_{ac}$ の絶対値 $|v_{ac}|$ よりも平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ が大きい場合の電圧関係を示す。本動作を以下では、昇圧動作モードと呼ぶ。

また、図3に、交流電源1の一部周期において、交流電源1の電圧 $v_{ac}$ の絶対値 $|v_{ac}|$ よりも平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ が小さい場合の電圧関係を示す。本動作を以下では、降圧動作モードと呼ぶ。

[0022] 図2および図3において、 $T_g$ は、交流電源1の周期を示しており、 $T_g/2$ は交流電源1の半周期を示している。 $\alpha_1$ および $\alpha_2$ は、 $V_{c2} = |v_{ac}|$ となる位相である。一方、 $\beta_1$ および $\beta_2$ は、 $V_{c1} = |v_{ac}|$ となる位相である。図2および図3において、位相 $t$ が、 $0 \leq t < \alpha_1$ 、 $\alpha_2 < t \leq T_g/2$ の領域は、 $|v_{ac}| < V_{c2} < V_{c1}$ の関係が成り立つ領域である。この領域を領域1と定義する。

[0023] また、図2における、 $\alpha_1 \leq t \leq \alpha_2$ の領域、および図3における、 $\alpha_1 \leq t < \beta_1$ 、 $\beta_2 < t \leq \alpha_2$ の領域は、 $V_{c2} \leq |v_{ac}| < V_{c1}$ が成り立つ領域である。この領域を領域2と定義する。

図3における、 $\beta_1 \leq t \leq \beta_2$ の領域は $V_{c1} \leq |v_{ac}|$ が成り立つ領域である。この領域を領域3と定義する。

なお、本願請求項では、領域1および2を領域A、領域3を領域Bと称している。

[0024] なお、本構成では、交流電源1の正の半波および負の半波で電流経路が異なるため、まず、正の半波の領域1～3における駆動方式（ゲートパターン）と電流経路、次に、負の半波における駆動方式と電流経路をそれぞれ説明するものとする。なお、リアクトル2のインダクタンスを $L$ と定義する。

また、この実施の形態1では、単相インバータ300のスイッチング周期と単相コンバータ200のスイッチング周期とを等しく $T_{sw}$ としている。

[0025] 図4は、交流電源1の正の半波、かつ、領域1における、1スイッチング周期 $T_{sw}$ 期間中の動作状態を示す動作モード図を示す。ここでは、1スイッチング周期 $T_{sw}$ を、後述するように、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ がその前半で増大しその後半で減少する一対の期間を2対、従って、合計4つの期間に分割して高周波PWMにて駆動を行う。

なお、交流電源1の電流の増減は、前半で減少、後半で増加するようにしてもよい。要は、電流増加期間と電流減少期間とで一対の期間とすればよい。以下の場合も同様である。

[0026]  $0 < t \leq t_{11}$ の第1の期間では、スイッチ素子5c、6bがオン状態で

あり、交流電源 1 が単相コンバータ 200 で短絡される形になり交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 5 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 →スイッチ素子 5 a →スイッチ素子 5 c →スイッチ素子 6 b →スイッチ素子 6 d →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac11}$  は以下の式 (1) で表わされ、正の値となる。

$$[0027] \quad \Delta i_{ac11} = (|v_{ac}| / L) \cdot t_{11} \quad \cdot \cdot \quad (1)$$

[0028]  $t_{11} < t \leq t_{12}$  の第 2 の期間では、スイッチ素子 5 b、5 c がオン状態であり、平滑コンデンサ 4 が回路に投入され充電される形になるので交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 6 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 →スイッチ素子 5 b →直流コンデンサ 3 →スイッチ素子 5 c →ダイオード 6 a →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6 d →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 には放電方向に電流が流れ、電圧  $V_{c2}$  は減少する。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac12}$  は以下の式 (2) で表わされ、負の値となる。

$$[0029] \quad \Delta i_{ac12} = ((|v_{ac}| + V_{c2} - V_{c1}) / L) \cdot (t_{12} - t_{11}) \quad \cdot \cdot \quad (2)$$

[0030]  $t_{12} < t \leq t_{13}$  の第 3 の期間では、スイッチ素子 5 c、6 b がオン状態であり、交流電源 1 が単相コンバータ 200 で短絡される形になり交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 7 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 →スイッチ素子 5 a →スイッチ素子 5 c →スイッチ素子 6 b →スイッチ素子 6 d →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac13}$  は以下の式 (3) で表わされ、正の値となる。

$$[0031] \quad \Delta i_{ac13} = (|v_{ac}| / L) \cdot (t_{13} - t_{12}) \quad \cdot \cdot \quad (3)$$

[0032]  $t_{13} < t \leq T_{sw}$  の第 4 の期間では、スイッチ素子 6 b がオン状態であ

り、交流電源 1 により直流コンデンサ 3 が充電される形になるので交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 8 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 →スイッチ素子 5 a →直流コンデンサ 3 →スイッチ素子 5 d →スイッチ素子 6 b →スイッチ素子 6 d →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 には充電方向に電流が流れ、電圧  $V_{c2}$  は増加する。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac14}$  は以下の式 (4) で表わされ、負の値となる。

$$[0033] \quad \Delta i_{ac14} = ( (|v_{ac}| - V_{c2}) / L ) \cdot (T_{sw} - t_{13}) \quad \cdot \quad (4)$$

[0034] このとき、 $\Delta i_{ac11} = -\Delta i_{ac12}$  であるとして、0 から  $t_{12}$  までの期間に対する、0 から  $t_{11}$  までの期間の割合である理論デューティ 1 としての理論デューティ  $D_{11}$  は式 (5) で、 $t_{11}$  から  $t_{12}$  までの期間の割合である理論デューティ 2 としての理論デューティ  $D_{12}$  は式 (6) で表わされる。

$$[0035] \quad D_{11} = (V_{c1} - |v_{ac}| - V_{c2}) / (V_{c1} - V_{c2}) \quad \cdot \quad (5)$$

$$D_{12} = 1 - D_{11} \quad \cdot \quad (6)$$

[0036] また、 $\Delta i_{ac13} = -\Delta i_{ac14}$  であるとして、 $t_{12}$  から  $T_{sw}$  までの期間に対する、 $t_{12}$  から  $t_{13}$  までの期間の割合であるデューティ  $D_{13}$  は式 (7) で、 $t_{13}$  から  $T_{sw}$  までの期間の割合であるデューティ  $D_{14}$  は式 (8) で表わされる。

$$[0037] \quad D_{13} = (V_{c2} - |v_{ac}|) / V_{c2} \quad \cdot \quad (7)$$

$$D_{14} = 1 - D_{13} \quad \cdot \quad (8)$$

[0038] 次に、図 9 に交流電源 1 の正の半波かつ、領域 2 における、1 スイッチング周期  $T_{sw}$  期間中の動作模式図を示す。先の領域 1 の場合と同様、1 スイッチング周期  $T_{sw}$  を 4 つの期間に分割して高周波 PWM にて駆動を行う。

[0039]  $0 < t \leq t_{21}$  の第 1 の期間では、スイッチ素子 6 b がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 10 に示した

経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 →スイッチ素子 5 a →直流コンデンサ 3 →スイッチ素子 5 d →スイッチ素子 6 b →スイッチ素子 6 d →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 には充電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c2}$  は増加する。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac21}$  は以下の式 (9) で表わされ、正の値となる。

$$[0040] \quad \Delta i_{ac21} = ( ( |v_{ac}| - V_{c2} ) / L ) \cdot t_{21} \quad \cdot \cdot \quad (9)$$

[0041]  $t_{21} < t \leq t_{22}$  の第 2 の期間では、スイッチ素子 5 c がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 1 1 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 →スイッチ素子 5 a →スイッチ素子 5 c →ダイオード 6 a →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6 d →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac22}$  は以下の式 (10) で表わされ、負の値となる。

$$[0042] \quad \Delta i_{ac22} = ( ( |v_{ac}| - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{22} - t_{21} ) \quad \cdot \cdot \quad (10)$$

[0043]  $t_{22} < t \leq t_{23}$  の第 3 の期間では、スイッチ素子 5 b、5 c がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 1 2 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 →スイッチ素子 5 b →直流コンデンサ 3 →スイッチ素子 5 c →ダイオード 6 a →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6 d →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 には、放電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c2}$  は減少する。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac23}$  は以下の式 (11) で表わされ、正の値となる。

$$[0044] \quad \Delta i_{ac23} = ( ( |v_{ac}| + V_{c2} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{23} - t_{22} ) \quad \cdot \cdot \quad (11)$$

[0045]  $t_{23} < t \leq T_{sw}$  の第 4 の期間では、スイッチ素子 5 c がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 1 3 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 →スイッチ素子 5 a →

スイッチ素子5c→ダイオード6a→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6d→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac24}$ は以下の式(12)で表わされ、負の値となる。

$$[0046] \quad \Delta i_{ac24} = ( ( |v_{ac}| - V_{c1} ) / L ) \cdot ( T_{sw} - t_{23} ) \cdot (12)$$

[0047] このとき、 $\Delta i_{ac21} = -\Delta i_{ac22}$ であるとして、0から $t_{22}$ までの期間に対する、0から $t_{21}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{21}$ は式(13)で、 $t_{21}$ から $t_{22}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{22}$ は式(14)で表わされる。

$$[0048] \quad D_{21} = ( V_{c1} - |v_{ac}| ) / ( V_{c1} - V_{c2} ) \cdot \cdot (13)$$

$$D_{22} = 1 - D_{21} \cdot \cdot (14)$$

[0049] また、 $\Delta i_{ac23} = -\Delta i_{ac24}$ であるとして、 $t_{22}$ から $T_{sw}$ までの期間に対する、 $t_{22}$ から $t_{23}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{23}$ は式(15)で、 $t_{23}$ から $T_{sw}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{24}$ は式(16)で表わされる。

$$[0050] \quad D_{23} = ( V_{c1} - |v_{ac}| ) / V_{c2} \cdot \cdot (15)$$

$$D_{24} = 1 - D_{23} \cdot \cdot (16)$$

[0051] 次に、図14に交流電源1の正の半波かつ、領域3における、1スイッチング周期 $T_{sw}$ 期間中の動作模式図を示す。ここでは、1スイッチング周期 $T_{sw}$ を2つの期間に分割して高周波PWMにて駆動を行う。

[0052]  $0 < t \leq t_{31}$ の第1の期間では、スイッチ素子5b、5cがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図15に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2→スイッチ素子5b→直流コンデンサ3→スイッチ素子5c→ダイオード6a→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6d→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には放電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c2}$ は減少する。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac31}$ は以下の式(17)で表わされ、正の値となる。

[0053]  $\Delta i_{ac31} = ( ( |v_{ac}| + V_{c2} - V_{c1} ) / L ) \cdot t_{31} \quad \dots (17)$

[0054]  $t_{31} < t \leq T_{sw}$ の第2の期間では、全スイッチ素子がオフ状態であり、交流電源1の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図16に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2→スイッチ素子5a→直流コンデンサ3→スイッチ素子5d→ダイオード6a→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6d→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には、充電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c2}$  は増加する。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac32}$  は以下の式(18)で表わされ、負の値となる。

[0055]  $\Delta i_{ac32} = ( ( |v_{ac}| - V_{c2} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( T_{sw} - t_{31} ) \quad \dots (18)$

[0056] このとき、 $\Delta i_{ac31} = -\Delta i_{ac32}$  であるとして、0から  $T_{sw}$  までの期間に対する、0から  $t_{31}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{31}$  は式(19)で、 $t_{31}$  から  $t_{32}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{32}$  は式(20)で表わされる。

[0057]  $D_{31} = ( V_{c1} + V_{c2} - |v_{ac}| ) / 2V_{c2} \quad \dots (19)$

$D_{32} = 1 - D_{31} \quad \dots (20)$

[0058] 次に、負の半波の領域1～3における駆動方式と電流経路を説明する。

図17に交流電源1の負の半波かつ、領域1における、1スイッチング周期  $T_{sw}$  期間中の動作模式図を示す。1スイッチング周期  $T_{sw}$  を4つの期間に分割して高周波PWMにて駆動を行う。

[0059]  $0 < t \leq t_{11}$  の第1の期間では、スイッチ素子5a、6dがオン状態であり、交流電源1の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図18に示した経路で流れる。経路は交流電源1→スイッチ素子6d→スイッチ素子6b→スイッチ素子5c→スイッチ素子5a→リアクトル→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac11}$  は以下の式(21)で表わさ

れ、正の値となる。

$$[0060] \Delta i_{ac11} = (|v_{ac}|/L) \cdot t_{11} \quad \cdot \cdot \quad (21)$$

[0061]  $t_{11} < t \leq t_{12}$ の第2の期間では、スイッチ素子5 a、5 dがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図19に示した経路で流れる。経路は交流電源1→ダイオード6 c→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6 b→スイッチ素子5 d→直流コンデンサ3→スイッチ素子5 a→リアクトル2である。この間、直流コンデンサ3には放電方向に電流が流れ、電圧 $V_{c2}$ は減少する。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac12}$ は以下の式(22)で表わされ、負の値となる。

$$[0062] \Delta i_{ac12} = ((|v_{ac}| + V_{c2} - V_{c1})/L) \cdot (t_{12} - t_{11}) \quad \cdot \cdot \quad (22)$$

[0063]  $t_{12} < t \leq t_{13}$ の第3の期間では、スイッチ素子5 a、6 dがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図20に示した経路で流れる。経路は交流電源1→スイッチ素子6 d→スイッチ素子6 b→スイッチ素子5 c→スイッチ素子5 a→リアクトル2→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac13}$ は以下の式(23)で表わされ、正の値となる。

$$[0064] \Delta i_{ac13} = (|v_{ac}|/L) \cdot (t_{13} - t_{12}) \quad \cdot \cdot \quad (23)$$

[0065]  $t_{13} < t \leq T_{sw}$ の第4の期間では、スイッチ素子6 dがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図21に示した経路で流れる。経路は交流電源1→スイッチ素子6 d→スイッチ素子6 b→スイッチ素子5 c→直流コンデンサ3→スイッチ素子5 b→リアクトル2→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には充電方向に電流が流れ、電圧 $V_{c2}$ は増加する。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac14}$ は以下の式(24)で表わされ、負の値となる。

$$[0066] \Delta i_{ac14} = ((|v_{ac}| - V_{c2})/L) \cdot (T_{sw} - t_{13}) \quad \cdot$$

・ (24)

[0067] このとき、 $\Delta i_{ac11} = -\Delta i_{ac12}$  であるとして、0 から  $t_{12}$  までの期間に対する、0 から  $t_{11}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{11}$  は式 (25) で、 $t_{11}$  から  $t_{12}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{12}$  は式 (26) で表わされる。

[0068]  $D_{11} = (V_{c1} - |v_{ac}| - V_{c2}) / (V_{c1} - V_{c2}) \quad \dots (25)$

$D_{12} = 1 - D_{11} \quad \dots \text{式 (26)}$

[0069] また、 $\Delta i_{ac13} = -\Delta i_{ac14}$  であるとして、 $t_{12}$  から  $T_{sw}$  までの期間に対する、 $t_{12}$  から  $t_{13}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{13}$  は式 (27) で、 $t_{13}$  から  $T_{sw}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{14}$  は式 (28) で表わされる。

[0070]  $D_{13} = (V_{c2} - |v_{ac}|) / V_{c2} \quad \dots (27)$

$D_{14} = 1 - D_{13} \quad \dots (28)$

[0071] 次に、図 22 に交流電源 1 の負の半波かつ、領域 2 における、1 スイッチング周期  $T_{sw}$  期間中の動作模式図を示す。1 スイッチング周期  $T_{sw}$  を 4 つの期間に分割して高周波 PWM にて駆動を行う。

[0072]  $0 < t \leq t_{21}$  の第 1 の期間では、スイッチ素子 6d がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 23 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 → スイッチ素子 6d → スイッチ素子 6b → スイッチ素子 5c → 直流コンデンサ 3 → スイッチ素子 5b → リアクトル 2 → 交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 には充電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c2}$  は増加する。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac21}$  は以下の式 (29) で表わされ、正の値となる。

[0073]  $\Delta i_{ac21} = ((|v_{ac}| - V_{c2}) / L) \cdot t_{21} \quad \dots (29)$

[0074]  $t_{21} < t \leq t_{22}$  の第 2 の期間では、スイッチ素子 5a がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 24 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 → ダイオード 6c → 平滑コンデンサ 4

→スイッチ素子6 b→スイッチ素子5 c→スイッチ素子5 a→リアクトル2  
 →交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には電流が流れないため、  
 電圧 $V_{c2}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac22}$ は以下の式  
 (30)で表わされ、負の値となる。

$$[0075] \Delta i_{ac22} = ( ( |v_{ac}| - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{22} - t_{21} ) \cdot \dots \cdot (30)$$

[0076]  $t_{22} < t \leq t_{23}$ の第3の期間では、スイッチ素子5 a、5 dがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図25に示した経路で流れる。経路は交流電源1→ダイオード6 c→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6 b→スイッチ素子5 d→直流コンデンサ3→スイッチ素子5 a→リアクトル2→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には、放電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c2}$ は減少する。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac23}$ は以下の式(31)で表わされ、正の値となる。

$$[0077] \Delta i_{ac23} = ( ( |v_{ac}| + V_{c2} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{23} - t_{22} ) \cdot \dots \cdot (31)$$

[0078]  $t_{23} < t \leq T_{sw}$ の第4の期間では、スイッチ素子5 aがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図26に示した経路で流れる。経路は交流電源1→ダイオード6 c→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6 b→スイッチ素子5 c→スイッチ素子5 a→リアクトル2→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac24}$ は以下の式(32)で表わされ、負の値となる。

$$[0079] \Delta i_{ac24} = ( ( |v_{ac}| - V_{c1} ) / L ) \cdot ( T_{sw} - t_{23} ) \cdot \dots \cdot (32)$$

[0080] このとき、 $\Delta i_{ac21} = -\Delta i_{ac22}$ であるとして、0から $t_{22}$ までの期間に対する、0から $t_{21}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{21}$ は式(33)で、 $t_{21}$ から $t_{22}$ までの期間の割合である理論デュー

ティD22は式(34)で表わされる。

$$[0081] \quad D_{21} = (V_{c1} - |v_{ac}|) / (V_{c1} - V_{c2}) \quad \dots (33)$$

$$D_{22} = 1 - D_{21} \quad \dots (34)$$

[0082] また、 $\Delta i_{ac23} = -\Delta i_{ac24}$ であるとして、 $t_{22}$ から $T_{sw}$ までの期間に対する、 $t_{22}$ から $t_{23}$ までの期間の割合である理論デューティD23は式(35)で、 $t_{23}$ から $T_{sw}$ までの期間の割合である理論デューティD24は式(36)で表わされる。

$$[0083] \quad D_{23} = (V_{c1} - |v_{ac}|) / V_{c2} \quad \dots (35)$$

$$D_{24} = 1 - D_{23} \quad \dots (36)$$

[0084] 図27に交流電源1の負の半波かつ、領域3における、1スイッチング周期 $T_{sw}$ 期間中の動作模式図を示す。1スイッチング周期 $T_{sw}$ を2つの期間に分割して高周波PWMにて駆動を行う。

[0085]  $0 < t \leq t_{31}$ の第1の期間では、スイッチ素子5a、5dがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図28に示した経路で流れる。経路は交流電源1→ダイオード6c→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6b→スイッチ素子5d→直流コンデンサ3→スイッチ素子5a→リアクトル2→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には放電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c2}$ は減少する。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac31}$ は以下の式(37)で表わされ、正の値となる。

$$[0086] \quad \Delta i_{ac31} = ((|v_{ac}| + V_{c2} - V_{c1}) / L) \cdot t_{31} \quad \dots (37)$$

[0087]  $t_{32} < t \leq T_{sw}$ の第2の期間では、全素子がオフ状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図29に示した経路で流れる。経路は交流電源1→ダイオード6c→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6b→スイッチ素子5c→直流コンデンサ3→スイッチ素子5b→リアクトル2→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には、充電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c2}$ は増加する。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac32}$ は以下の式(38)で表わされ、負の値となる。

$$[0088] \Delta i_{ac32} = ( ( |v_{ac}| - V_{c2} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( T_{sw} - t_{31} ) \quad \dots (38)$$

[0089] このとき、 $\Delta i_{ac31} = -\Delta i_{ac32}$ であるとして、0から $T_{sw}$ までの期間に対する、0から $t_{31}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{31}$ は式(39)で、 $t_{31}$ から $t_{32}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{32}$ は式(40)で表わされる。

$$[0090] D_{31} = ( V_{c1} + V_{c2} - |v_{ac}| ) / 2V_{c2} \quad \dots (39)$$

$$D_{32} = 1 - D_{31} \quad \dots (40)$$

[0091] 以上より、領域1において、式(5)～式(8)で表わされる正の半波の理論デューティ $D_{11} \sim D_{14}$ と、式(25)～式(28)で表わされる負の半波の理論デューティ $D_{11} \sim D_{14}$ とは同じ計算式となる。

同様に、領域2において、式(13)～式(16)で表わされる正の半波の理論デューティ $D_{21} \sim D_{24}$ と、式(33)～(36)で表わされる負の半波の理論デューティ $D_{21} \sim D_{24}$ とは同じ計算式となる。

同様に、領域3において、式(19)、式(20)で表わされる正の半波の理論デューティ $D_{31}$ 、 $D_{32}$ と、式(39)、式(40)で表わされる負の半波の理論デューティ $D_{31}$ 、 $D_{32}$ とは同じ計算式となる。

[0092] これら理論デューティに係る各関係式を満たすことにより、単相インバータ300の1スイッチング周期 $T_{sw}$ 内の前述した一对の期間において、直流コンデンサ3は充電および放電の動作を行い、かつその充電量と放電量とが等しくなる。

[0093] ところで、交流電源1の周波数50～60Hzに対して、単相インバータ300のスイッチング周波数は、通例10kHz以上であるので、以上のことから、直流コンデンサ3は、交流電源1の長大な周期と関係なく、単相インバータ300の短い1スイッチング周期内で充放電の動作を完了するので、充放電量そのものが低減し、リップル電圧を抑制するため直流コンデンサ3に要求される容量を大幅に低減することが出来る。

また、図4、図9等から分かる通り、領域1、2では、リアクトル2の印加電圧周波数は、単相インバータ300のスイッチング周波数( $1/T_{sw}$ )の2倍となり、リアクトル2の小型化が実現する。

[0094] 次に、これら理論デューティの関係を現実に補償するべく、各スイッチ素子をスイッチング駆動するゲート信号の生成を担う制御部100の構成およびその動作について図30以下を参照して説明する。

[0095] 図30に示すように、制御部100は、理論デューティ演算器110、フィードバックデューティ演算器120、加減算器130、ゲート信号演算器140、動作領域判定器150、およびゲート信号選択器160から構成される。

[0096] 理論デューティ演算器110は、領域1理論デューティ演算器111、領域2理論デューティ演算器112、および領域3理論デューティ演算器113から構成され、領域1～3の理論式を用いて理論デューティを演算する。

[0097] 領域1理論デューティ演算器111は、式(5)～式(8)もしくは式(25)～式(28)により理論デューティ $D_{11}$ ～ $D_{14}$ を演算する。領域2理論デューティ演算器112は、式(13)～式(16)もしくは式(33)～式(36)により理論デューティ $D_{21}$ ～ $D_{24}$ を演算する。領域3理論デューティ演算器113は、式(19)、式(20)もしくは式(39)、式(40)により理論デューティ $D_{31}$ 、 $D_{32}$ を演算する。

[0098] 各理論デューティは、交流電圧検出部10の検出値である交流電源1の電圧 $v_{ac}$ もしくは交流電源1の理想電圧値 $v_{ac}^*$ 、直流コンデンサ電圧検出部12の検出値である直流コンデンサ3の電圧 $V_{c2}$ もしくは直流コンデンサ3の電圧指令値 $v_{c2}^*$ 、直流電圧検出部13の検出値である平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ もしくは平滑コンデンサ4の電圧指令値 $V_{c1}^*$ をもとに算出する。図30は、各電圧検出部の検出値をもとに演算する場合を記載している。

[0099] フィードバックデューティ演算器120は、図31に示した構成となる。平滑コンデンサ4の直流電圧検出値 $V_{c1}$ と指令値 $V_{c1}^*$ との偏差を減算

器で演算した後、PI制御器によりPI制御し、リミッタを設けて交流電源1の電流振幅指令値 $\sqrt{2}I_{ac}^*$ を演算する。

一方、交流電源1の交流電圧検出値 $v_{ac}$ から、PLL (Phase Locked Loop) により $v_{ac}$ と位相の同期した位相 $\theta$ を演算する。その後、位相 $\theta$ を正弦波とし、交流電源1の電流振幅指令値 $\sqrt{2}I_{ac}^*$ と掛け合わせ交流電源1の交流電流指令値 $i_{ac}^*$ を演算する。

[0100] その後、交流電流指令値 $i_{ac}^*$ と交流電流検出値 $i_{ac}$ との偏差をPI制御器によりPI制御し、直流コンデンサ $V_{c2}$ で割った後、リミッタを設けることでフィードバックデューティDFBを得る。

[0101] 加減算器130は、理論デューティ演算器110の演算結果にフィードバックデューティDFBを加算・減算する。DFBが増加すると交流電源1の電流 $i_{ac}$ を増加させる方向に制御するため、D11、D13、D21、D23、D31に対してDFBを加算器131、133、135により足し込み、D12、D14、D22、D24、D32に対してDFBを減算器132、134、136で減算する。これらの演算結果はゲート信号演算器140に入力される。

[0102] ゲート信号演算器140の構成図を図32に示す。ゲート信号演算器140は、領域1ゲート信号演算器141、領域2ゲート信号演算器142、および領域3ゲート信号演算器143から構成され、入力されたデューティから各スイッチング周期のゲート信号を演算する。

[0103] 領域1ゲート信号演算器141は、4つのコンパレータとキャリア信号 $cararea1$ から構成され、入力信号である $D11+DFB$ 、 $D12-DFB$ 、 $D13+DFB$ 、 $D14-DFB$ とキャリア信号 $cararea1$ を各コンパレータで比較し、第1の期間の信号G11、第2の期間の信号G12、第3の期間の信号G13、および第4の期間の信号G14を生成する。

[0104] 領域2ゲート信号演算器142は、2つのコンパレータとキャリア信号 $cararea2$ から構成され、入力信号である $D21+DFB$ 、 $D22-DFB$ 、 $D23+DFB$ 、 $D24-DFB$ とキャリア信号 $cararea2$ を

各コンパレータで比較し、第1の期間の信号G21、第2の期間の信号G22、第3の期間の信号G23、および第4の期間の信号G24を生成する。

[0105] 領域3ゲート信号演算器143は、2つのコンパレータとキャリア信号 $carrarea3$ から構成され、入力信号である $D31+DFB$ 、 $D32-DFB$ とキャリア信号 $carrarea3$ を各コンパレータで比較し、第1の期間の信号G31、および第2の期間の信号G32を生成する。

それぞれの信号はゲート信号選択器160に入力され、各スイッチ素子のゲート信号に分配される。

[0106] 絶対値演算器170は、交流電源1の交流電圧検出値 $vac$ の絶対値 $|vac|$ を演算し動作領域判定器150に出力する。

動作領域判定器150は、交流電源1の交流電圧検出値 $vac$ の絶対値 $|vac|$ と、直流コンデンサ3の直流コンデンサ電圧検出値 $Vc2$ と、平滑コンデンサ4の直流電圧検出値 $Vc1$ の大小関係を比較し、上記の領域1~3を判定し、領域信号 $sigarea$ を演算する。

直流コンデンサ3の直流コンデンサ電圧検出値 $Vc2$ のかわりに、直流コンデンサ電圧指令値 $Vc2*$ を用いても構わない。

[0107] ゲート信号選択器160は、動作領域判定器150の出力である領域信号 $sigarea$ を用いて、ゲート信号演算器140の出力を各スイッチ素子に割り当てる。

[0108] 図30に示した制御部100では、領域1および領域2は、1スイッチング周期を4つの期間に分割し、領域3は、1スイッチング周期を2つの期間に分割して制御を行う。

例として、正の半波領域1におけるゲートパターン図を図33に示す。正の半波領域3におけるゲートパターン図を図34に示す。

[0109] 領域1および領域2では、スイッチング周期の1周期および $1/2$ 周期を一定とし、その間のオン時間割合を制御する。即ち、図33において、時刻0、 $t12$ 、 $Tsw$ を固定し、制御部100により $t11$ および $t13$ を制御する。

なお、 $t_{11}$ および $t_{13}$ は、交流電源1の電流に関し、その電流増加期間と電流減少期間との境界を決めるタイミングに相当し、本願請求項ではこれを制御軸と称している。後段の $t_{31}$ 等も同様である。

[0110] 領域3では、スイッチング周期1周期を一定とし、その間のオン時間割合を制御する。基準となるスイッチング周期が一定となり、PWM (Pulse Width Modulation) 制御を用いることができる。スイッチング周期の1周期を一定とし、その間のオン時間割合を制御する。即ち、図34において、時刻0、 $T_{sw}$ を固定し、 $t_{31}$ を制御する。

[0111] 以上のように、この発明の実施の形態1の電力変換装置における制御部100は、単相インバータ300の1スイッチング周期 $T_{sw}$ を単相コンバータ200の1スイッチング周期 $T_{sw}$ と同一とし、交流電源1の電流が前半で増加し後半で減少する一对の期間を1または2対有する偶数の期間に分割し、一对の期間において交流電源1の電流の前半での増加量と後半での減少量とが等しくなるよう一对の期間の時間幅に対する前半の時間幅に相当する理論デューティ1と一对の期間の時間幅に対する後半の時間幅に相当する理論デューティ2とを演算する理論デューティ演算器110、および理論デューティ1と理論デューティ2とに基づき単相インバータ300のスイッチ素子と単相コンバータ200のスイッチ素子とをスイッチング駆動するゲート信号を演算するゲート信号演算器140を備えることで、単相インバータ300の1スイッチング周期内で直流コンデンサ3の充電および放電の動作を行い、かつ、その充電量と放電量とが等しくなるようにしたので、直流コンデンサ3は、交流電源1の長大な周期と関係なく、単相インバータ300の短い1スイッチング周期内で充放電の動作を完了するので、充放電量そのものが低減し、リップル電圧を抑制するため直流コンデンサ3に要求される容量を大幅に低減することが出来、装置の小型化が実現する。

[0112] また、制御部100は、直流電圧指令値と直流電圧検出値との偏差に基づき交流電流指令値を生成する電圧制御器、および交流電流指令値と交流電流検出値との偏差に基づきフィードバックデューティを演算するフィードバッ

クデューティ演算器 120 を備え、ゲート信号演算器 140 により、このフィードバックデューティを理論デューティ 1 に加算し理論デューティ 2 から減算して求めたデューティに基づきゲート信号を演算するようにしたので、平滑コンデンサ 4 の電圧を所望の直流電圧指令値に保つ定電圧制御が可能となる。

[0113] また、制御部 100 は、単相インバータ 300 の 1 スイッチング周期内の期間の分割数を、交流電源 1 の電圧  $v_{ac}$  と平滑コンデンサ 4 の電圧  $V_{c1}$  と直流コンデンサ 3 の電圧  $V_{c2}$  との大小関係によって決まる領域 1、2、3 に応じて設定するようにしたので、各スイッチ素子をこれら電圧関係に適応した適切なゲートパターンによりスイッチング制御することが可能となる。

[0114] また、制御部 100 は、単相インバータ 300 と単相コンバータ 200 のスイッチングタイミングを互いにずらすように各スイッチ素子を制御するようにしたので、リアクトル 2 の印加電圧周波数を単相インバータ 300 や単相コンバータ 200 のスイッチング周波数よりも高周波化することが可能となる。

この結果、リアクトル 2 の電圧時間積である  $VT$  積を一般的な構成比で低減することが可能となり、必要なインダクタンス値を原理的に低減することができる。一般的に、リアクトル 2 においては、コアサイズの小型化や巻数の低減によりインダクタンス値を低減することとなるので、結果として、リアクトル 2 の小型化が実現する。

[0115] なお、実施の形態 1 に示した電力変換装置においては、単相コンバータ 200 の上アームをダイオード 6a、6c で構成したが、下アーム同様にスイッチ素子（代替スイッチ素子）で構成してもかまわない。これにより、実施の形態 1 に示したダイオード 6a、6c の導通期間において、スイッチ素子をオン状態とすることでいわゆる同期整流動作を行うこともできる。

同様に、単相インバータ 300 のスイッチ素子 5a~5d および単相コンバータ 200 のスイッチ素子 6b、6d において、並列に接続されたダイオ

ードが導通している際に、スイッチ素子をオンすることで同期整流動作を行うことができる。

MOSFETを用いた場合の同期整流動作では、並列ダイオードの電圧降下よりもスイッチ素子のオン抵抗による電圧降下が小さい場合はスイッチ素子に電流が流れ、導通損失を低減することが可能となる。また、単相インバータ200の上アームをスイッチ素子で構成することにより、平滑コンデンサ4から交流電源1への電力供給が可能となる。

[0116] また、領域1、領域2、領域3において、各領域のスイッチング周期 $T_{sw}$ を一定の値としてもかまわないし、それぞれ個別の値としてもかまわない。例えば、領域1および領域2のスイッチング周期を一定とし、領域3のスイッチング周期を領域1、領域2の半分に設定してもよい。これにより、全ての領域においてリアクトル2の印加電圧周波数が一定となる。一定の印加電圧周波数とすることで、ノイズ対策や安定した制御の構築が容易となる。また、いずれかのスイッチ素子のオン時間を固定し、スイッチング周波数を可変するPFM (Pulse Frequency Modulation) 制御を用いて駆動してもかまわない。

[0117] また、交流電源1のP側線にリアクトル2を有した構成としたが、N側線のみ接続してもかまわないし、PN両側に接続してもかまわない。また、単相インバータ300と単相コンバータ200との間に接続してもかまわない。同様に、交流電源1のP側線に単相インバータ300を設けた構成としたが、N側線に構成してもかまわない。

[0118] 更に、図35に示したように、整流回路であるダイオードブリッジ500を用いた構成としてもかまわない。この場合、交流電源1の両端をダイオードブリッジ500の交流端子に接続し、P側直流出力端子にリアクトル2、単相インバータ300、単相コンバータ200の交流端子を直列接続する。ダイオードブリッジ500のN側直流出力端子は単相コンバータ200のスイッチ素子6bのソース端子と平滑コンデンサ4の一方の端子に接続する。平滑コンデンサ4の他方の端子は、単相コンバータ200のダイオード6a

のカソード端子に接続する。図35の構成では、図1に示した構成の正の半波の制御のみを用いて駆動可能であり、得られる効果は図1の場合と同じである。

[0119] 図35の構成において、リアクトル2を交流電源1とダイオードブリッジ500の間のPN線の少なくとも一方に接続してもかまわないし、単相インバータ300と単相コンバータ200の間に接続してもかまわない。

また、交流電源1とダイオードブリッジ500との間のPN線の少なくとも一方の電流を検出してもかまわない。また、交流電源1とダイオードブリッジ500とを直流電源と見なして、この直流電源電圧に対して平滑コンデンサ4の直流電圧を昇降圧出来るDC/DCコンバータとすることも出来る。

[0120] また、平滑コンデンサ4と並列に直流電圧源もしくは平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ を制御するDC/DCコンバータ等が接続される場合、図31に示したフィードバックデューティ演算器120では、 $V_{c1}$ 一定制御を行わず、予め定めた交流電源1の電流振幅指令値 $\sqrt{2}I_{ac*}$ をもって電流制御のみを行っても構わない。

この場合、高力率運転の制御が可能となる。

[0121] 更に、交流電源を三相電源とすることも出来る。この場合は、図1に示す単相インバータを三相分備え、各相の単相インバータのインバータ交流端子の一方を各相のリアクトルを介して三相電源の各相端子に接続し、コンバータは、スイッチ素子とダイオードとの直列体からなるレグを三相分備え、各相レグの midpoint に相当する各相のコンバータ交流端子を各相の単相インバータのインバータ交流端子の他方に接続し各相レグの上端および下端が相当するコンバータ直流端子を平滑コンデンサに接続した三相コンバータで構成する。

[0122] 以上の主回路と既述した制御部を備え、同様の制御を実施することにより、各相インバータの直流コンデンサの容量低減で小型化が可能な、三相交流電圧と直流電圧との間で電力変換を行う電力変換装置を提供することが出来

る。

[0123] 実施の形態 2.

以下、この発明の実施の形態 2 について説明する。

図 3 6 は、この発明の実施の形態 2 による電力変換装置の回路構成図である。図 3 6 に示すように、電力変換装置は、交流電源 1 の交流電圧、交流電力を直流電圧、直流電力に変換して平滑コンデンサ 4 に出力するための主回路と制御部 100 を有する。

以下では、先の実施の形態 1 の図 1 に示す構成と異なる部分を中心に説明する。

[0124] 主回路としては、交流電源 1 の上端にリアクトル 2 a を介してそのインバータ交流端子 5 e が接続された単相インバータ 300 に加え、交流電源 1 の下端に接続された単相インバータ 400 を備えている。

単相インバータ 400 は、単相インバータ 300 と同様の構成で、直流コンデンサ 9 および一対のスイッチ素子 8 a、8 b と 8 c、8 d の直列体からなる 2 つのレグを備え、一方のレグの midpoint に相当するインバータ交流端子 8 e がリアクトル 2 b を介して交流電源 1 の下端に接続されている。

[0125] そして、単相インバータ 300 のインバータ交流端子 5 f が単相コンバータ 200 のコンバータ交流端子 6 e に、単相インバータ 400 の他方のレグの midpoint に相当するインバータ交流端子 8 f が単相コンバータ 200 のコンバータ交流端子 6 f にそれぞれ接続されている。

[0126] 制御部 100 は、交流電源 1 の電圧  $v_{ac}$  と、交流電源 1 の電流  $i_{ac}$  と直流コンデンサ 3 の電圧  $V_{c2}$  と平滑コンデンサ 4 の電圧  $V_{c1}$  とに加え、直流コンデンサ電圧検出部 14 で検出された直流コンデンサ 9 の電圧  $V_{c3}$  を入力し、単相インバータ 300 のスイッチ素子 5 a ~ 5 d をスイッチング駆動するゲート信号  $G_{5a}$  ~  $G_{5d}$  と単相コンバータ 200 のスイッチ素子 6 b、6 d をスイッチング駆動するゲート信号  $G_{6b}$ 、 $G_{6d}$  とに加え、単相インバータ 400 のスイッチ素子 8 a ~ 8 d をスイッチング駆動するゲート信号  $G_{8a}$  ~  $G_{8d}$  を出力する。

[0127] 次に、このように構成された電力変換装置の動作について説明する。

単相インバータ400は、単相インバータ300と同様に、スイッチ素子8a~8dのスイッチング動作によりインバータ交流端子8e、8fの間の電圧レベルを直流コンデンサ9の電圧の正負値である $V_{c3}$ 、 $-V_{c3}$ または零電圧に切り替える。

[0128] 単相コンバータ200、単相インバータ300および単相インバータ400の出力電圧の方向は、交流電源1の電圧 $v_{ac}$ 、平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ 、直流コンデンサ3の電圧 $V_{c2}$ および直流コンデンサ9の電圧 $V_{c3}$ の関係によって決定される。

また、ここでは、直流コンデンサ3の電圧 $V_{c2}$ および直流コンデンサ9の電圧 $V_{c3}$ は、平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ よりも小さいものとする。また、電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ とは同一電圧であるとし、電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ の電圧平均値を

$$V_{sub} = (V_{c2} + V_{c3}) / 2 \text{ と定義する。}$$

[0129] 図37および図38は、先の実施の形態1における図2および図3を、この形態2にあてはめて書き直したものである。そして、先の説明と同様の要領で、図37および図38において、位相 $t$ が、 $0 \leq t < \alpha_1$ 、 $\alpha_2 < t \leq T_g / 2$ の領域は、 $|v_{ac}| < V_{sub} < V_{c1}$ の関係が成り立つ領域で、これを領域1と定義する。

[0130] また、図37における、 $\alpha_1 \leq t \leq \alpha_2$ の領域、および図38における、 $\alpha_1 \leq t < \beta_1$ 、 $\beta_2 < t \leq \alpha_2$ の領域は、 $V_{sub} \leq |v_{ac}| < V_{c1}$ が成り立つ領域で、これを領域2と定義する。

更に、図38における、 $\beta_1 \leq t \leq \beta_2$ の領域は $V_{c1} \leq |v_{ac}|$ が成り立つ領域で、これを領域3と定義する。

[0131] なお、本構成では、交流電源1の正の半波および負の半波で電流経路が異なるため、まず、正の半波の領域1~3における駆動方式（ゲートパターン）と電流経路、次に、負の半波における駆動方式と電流経路をそれぞれ説明するものとする。なお、リアクトル2aと2bの合計インダクタンスを $L$ と

定義する。

また、この実施の形態2では、単相インバータ300、400のスイッチング周期 $2T_{sw}$ は、単相コンバータ200のスイッチング周期 $T_{sw}$ の2倍としている。

[0132] 図39は、交流電源1の正の半波、かつ、領域1における、インバータの1スイッチング周期 $2T_{sw}$ （コンバータの2スイッチング周期）期間中の動作状態を示す動作模式図を示す。ここでは、前半のスイッチング周期 $T_{sw}$ において、単相インバータ300と単相コンバータ200とが動作し、後半のスイッチング周期 $T_{sw}$ では単相インバータ400と単相コンバータ200が動作する。そして、スイッチング周期 $T_{sw}$ を4つの期間に分割して高周波PWMにて駆動を行う。

[0133]  $0 < t \leq t_{11}$ の第1の期間では、スイッチ素子5c、6b、8aがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図40に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2a→スイッチ素子5a→スイッチ素子5c→スイッチ素子6b→スイッチ素子6d→スイッチ素子8c→スイッチ素子8a→リアクトル2b→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3および直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac11}$ は以下の式(41)で表わされ、正の値となる。

$$[0134] \Delta i_{ac11} = (|v_{ac}|/L) \cdot t_{11} \quad \dots (41)$$

[0135]  $t_{11} < t \leq t_{12}$ の第2の期間では、スイッチ素子5b、5c、8aがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図41に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2a→スイッチ素子5b→直流コンデンサ3→スイッチ素子5c→ダイオード6a→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6d→スイッチ素子8c→スイッチ素子8a→リアクトル2b→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には放電方向に電流が流れ、電圧 $V_{c2}$ は減少し、直流コンデンサ9は電流が流れないため、電圧 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac12}$ は

以下の式（４２）で表わされ、負の値となる。

$$[0136] \Delta i_{ac12} = ( ( |v_{ac}| + V_{c2} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{12} - t_{11} ) \quad \cdot \cdot \quad (42)$$

[0137]  $t_{12} < t \leq t_{13}$ の第３の期間では、スイッチ素子５ｃ、６ｂ、８ａがオン状態であり、交流電源１の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図４２に示した経路で流れる。経路は交流電源１→リアクトル２ａ→スイッチ素子５ａ→スイッチ素子５ｃ→スイッチ素子６ｂ→スイッチ素子６ｄ→スイッチ素子８ｃ→スイッチ素子８ａ→リアクトル２ｂ→交流電源１である。この間、直流コンデンサ３および直流コンデンサ９には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac13}$ は以下の式（４３）で表わされ、正の値となる。

$$[0138] \Delta i_{ac13} = ( |v_{ac}| / L ) \cdot ( t_{13} - t_{12} ) \quad \cdot \cdot \quad (43)$$

[0139]  $t_{13} < t \leq T_{sw}$ の第４の期間では、スイッチ素子６ｂ、８ａがオン状態であり、交流電源１の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図４３に示した経路で流れる。経路は交流電源１→リアクトル２ａ→スイッチ素子５ａ→直流コンデンサ３→スイッチ素子５ｄ→スイッチ素子６ｂ→スイッチ素子６ｄ→スイッチ素子８ｃ→スイッチ素子８ａ→リアクトル２ｂ→交流電源１である。この間、直流コンデンサ３には充電方向に電流が流れ、電圧 $V_{c2}$ は増加し、直流コンデンサ９には電流が流れないため、電圧 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac14}$ は以下の式（４４）で表わされ、負の値となる。

$$[0140] \Delta i_{ac14} = ( ( |v_{ac}| - V_{c2} ) / L ) \cdot ( T_{sw} - t_{13} ) \quad \cdot \cdot \quad (44)$$

[0141]  $T_{sw} < t \leq t_{14}$ の第５の期間では、スイッチ素子５ｃ、６ｂ、８ａがオン状態であり、交流電源１の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図４４に示した経路で流れる。経路は交流電源１→リアクトル２ａ→スイッチ素子５ａ→スイッチ素子５ｃ→スイッチ素子６ｂ→スイッチ素子６ｄ→

スイッチ素子 8c → スwitch素子 8a → リアクトル 2b → 交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 および直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac15}$  は以下の式 (45) で表わされ、正の値となる。

$$[0142] \quad \Delta i_{ac15} = (|v_{ac}| / L) \cdot (t_{14} - T_{sw}) \quad \dots (45)$$

[0143]  $t_{14} < t \leq t_{15}$  の第 6 の期間では、スイッチ素子 5c、8a、8d がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 45 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 → リアクトル 2a → スwitch素子 5a → スwitch素子 5c → ダイオード 6a → 平滑コンデンサ 4 → スwitch素子 6d → スwitch素子 8d → 直流コンデンサ 9 → スwitch素子 8a → リアクトル 2b → 交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 9 には放電方向に電流が流れ、電圧  $V_{c3}$  は減少し、直流コンデンサ 3 は電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac16}$  は以下の式 (46) で表わされ、負の値となる。

$$[0144] \quad \Delta i_{ac16} = ((|v_{ac}| + V_{c3} - V_{c1}) / L) \cdot (t_{15} - t_{14}) \quad \dots (46)$$

[0145]  $t_{15} < t \leq t_{16}$  の第 7 の期間では、スイッチ素子 5c、6b、8a がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 46 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 → リアクトル 2a → スwitch素子 5a → スwitch素子 5c → スwitch素子 6b → スwitch素子 6d → スwitch素子 8c → スwitch素子 8a → リアクトル 2b → 交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 及び直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac17}$  は以下の式 (47) で表わされ、正の値となる。

$$\Delta i_{ac17} = (|v_{ac}| / L) \cdot (t_{16} - t_{15}) \quad \dots (47)$$

[0146]  $t_{16} < t \leq 2T_{sw}$  の第 8 の期間では、スイッチ素子 5c、6b がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図

47に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2a→スイッチ素子5a→スイッチ素子5c→スイッチ素子6b→スイッチ素子6d→スイッチ素子8c→直流コンデンサ9→スイッチ素子8b→リアクトル2b→交流電源1である。この間、直流コンデンサ9には充電方向に電流が流れ、電圧 $V_{c3}$ は増加し、直流コンデンサ3には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac18}$ は以下の式(48)で表わされ、負の値となる。

$$[0147] \Delta i_{ac18} = ( ( |v_{ac}| - V_{c3} ) / L ) \cdot ( 2T_{sw} - t_{16} ) \cdot \cdot (48)$$

[0148] このとき、 $\Delta i_{ac11} = -\Delta i_{ac12}$ であるとして、0から $t_{12}$ までの期間に対する、0から $t_{11}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{11}$ は式(49)で、 $t_{11}$ から $t_{12}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{12}$ は式(50)で表わされる。

$$[0149] D_{11} = ( V_{c1} - |v_{ac}| - V_{c2} ) / ( V_{c1} - V_{c2} ) \cdot \cdot (49)$$

$$D_{12} = 1 - D_{11} \cdot \cdot (50)$$

[0150] また、 $\Delta i_{ac13} = -\Delta i_{ac14}$ であるとして、 $t_{12}$ から $T_{sw}$ までの期間に対する、 $t_{12}$ から $t_{13}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{13}$ は式(51)で、 $t_{13}$ から $T_{sw}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{14}$ は式(52)で表わされる。

$$[0151] D_{13} = ( V_{c2} - |v_{ac}| ) / V_{c2} \cdot \cdot (51)$$

$$D_{14} = 1 - D_{13} \cdot \cdot (52)$$

[0152] また、 $\Delta i_{ac15} = -\Delta i_{ac16}$ であるとして、 $T_{sw}$ から $t_{15}$ までの期間に対する、 $T_{sw}$ から $t_{14}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{15}$ は式(53)で、 $t_{14}$ から $t_{15}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{16}$ は式(54)で表わされる。

$$[0153] D_{15} = ( V_{c1} - |v_{ac}| - V_{c3} ) / ( V_{c1} - V_{c3} ) \cdot \cdot (53)$$

$$D16 = 1 - D15 \quad \dots (54)$$

[0154] また、 $\Delta i_{ac17} = -\Delta i_{ac18}$  であるとして、 $t15$  から  $2T_{sw}$  までの期間に対する、 $t15$  から  $t16$  までの期間の割合である理論デューティ  $D17$  は式 (55) で、 $t16$  から  $2T_{sw}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D18$  は式 (56) で表わされる。

$$D17 = (V_{c3} - |v_{ac}|) / V_{c3} \quad \dots (55)$$

$$D18 = 1 - D17 \quad \dots (56)$$

[0156] 次に、図48に交流電源1の正の半波かつ、領域2における、スイッチング周期  $2T_{sw}$  期間中の動作模式図を示す。前半のスイッチング周期  $T_{sw}$  において、単相インバータ300と単相コンバータ200が動作し、後半のスイッチング周期  $T_{sw}$  は単相インバータ400と単相コンバータ200が動作する。スイッチング周期  $T_{sw}$  を4つの期間に分割して高周波PWMにて駆動を行う。

[0157]  $0 < t \leq t21$  の第1の期間では、スイッチ素子6b、8aがオン状態であり、交流電源1の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図49に示した経路で流れる。経路は交流電源1 →リアクトル2a →スイッチ素子5a →直流コンデンサ3 →スイッチ素子5d →スイッチ素子6b →スイッチ素子6d →スイッチ素子8c →スイッチ素子8a →リアクトル2b →交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には充電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c2}$  は増加し、直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧  $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac21}$  は以下の式 (57) で表わされ、正の値となる。

$$\Delta i_{ac21} = ((|v_{ac}| - V_{c2}) / L) \cdot t21 \quad \dots (57)$$

[0159]  $t21 < t \leq t22$  の第2の期間では、スイッチ素子5c、8aがオン状態であり、交流電源1の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図50に示した経路で流れる。経路は交流電源1 →リアクトル2a →スイッチ素子5a →スイッチ素子5c →ダイオード6a →平滑コンデンサ4 →スイッチ素子6d →スイッチ素子8c →スイッチ素子8a →リアクトル2b →交流電

源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 および直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac22}$  は以下の式 (58) で表わされ、負の値となる。

$$[0160] \quad \Delta i_{ac22} = ( ( |v_{ac}| - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{22} - t_{21} ) \quad \cdot \cdot \quad (58)$$

[0161]  $t_{22} < t \leq t_{23}$  の第 3 の期間では、スイッチ素子 5 b、5 c、8 a がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 5 1 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 a →スイッチ素子 5 b →直流コンデンサ 3 →スイッチ素子 5 c →ダイオード 6 a →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6 d →スイッチ素子 8 c →スイッチ素子 8 a →リアクトル 2 b →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 には、放電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c2}$  は減少し、直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac23}$  は以下の式 (59) で表わされ、正の値となる。

$$[0162] \quad \Delta i_{ac23} = ( ( |v_{ac}| + V_{c2} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{23} - t_{22} ) \quad \cdot \cdot \quad (59)$$

[0163]  $t_{23} < t \leq T_{sw}$  の第 4 の期間では、スイッチ素子 5 c、8 a がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 5 2 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 a →スイッチ素子 5 a →スイッチ素子 5 c →ダイオード 6 a →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6 d →スイッチ素子 8 c →スイッチ素子 8 a →リアクトル 2 b →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 および直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac24}$  は以下の式 (60) で表わされ、負の値となる。

$$[0164] \quad \Delta i_{ac24} = ( ( |v_{ac}| - V_{c1} ) / L ) \cdot ( T_{sw} - t_{23} ) \quad \cdot \cdot \quad (60)$$

[0165]  $T_{sw} < t \leq t_{24}$  の第 5 の期間では、スイッチ素子 5 c、6 b がオン状

態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 5 3 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 a →スイッチ素子 5 a →スイッチ素子 5 c →スイッチ素子 6 b →スイッチ素子 6 d →スイッチ素子 8 c →直流コンデンサ 9 →スイッチ素子 8 b →リアクトル 2 b →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 9 には充電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c3}$  は増加し、直流コンデンサ 3 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac25}$  は以下の式 (6 1) で表わされ、正の値となる。

$$[0166] \quad \Delta i_{ac25} = ( (|v_{ac}| - V_{c3}) / L ) \cdot (t_{24} - T_{sw}) \cdot \quad \cdot \quad (61)$$

[0167]  $t_{24} < t \leq t_{25}$  の第 6 の期間では、スイッチ素子 5 c、8 a がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 5 4 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 a →スイッチ素子 5 a →スイッチ素子 5 c →ダイオード 6 a →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6 d →スイッチ素子 8 c →スイッチ素子 8 a →リアクトル 2 b →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 および直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac26}$  は以下の式 (6 2) で表わされ、負の値となる。

$$[0168] \quad \Delta i_{ac26} = ( (|v_{ac}| - V_{c1}) / L ) \cdot (t_{25} - t_{24}) \cdot \quad \cdot \quad (62)$$

[0169]  $t_{25} < t \leq t_{26}$  の第 7 の期間では、スイッチ素子 5 c、8 a、8 d がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 5 5 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 a →→スイッチ素子 5 a →スイッチ素子 5 c →ダイオード 6 a →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6 d →スイッチ素子 8 d →直流コンデンサ 9 →スイッチ素子 8 a →リアクトル 2 b →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 9 には、放電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c3}$  は減少し、直流コンデンサ 3 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta$

$i_{ac27}$ は以下の式(63)で表わされ、正の値となる。

$$[0170] \Delta i_{ac27} = ( ( |v_{ac}| + V_{c3} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{26} - t_{25} ) \quad \cdot \cdot (63)$$

[0171]  $t_{26} < t \leq 2T_{sw}$ の第8の期間では、スイッチ素子5c、8aがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図56に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2a→スイッチ素子5a→スイッチ素子5c→ダイオード6a→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6d→スイッチ素子8c→スイッチ素子8a→リアクトル2b→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3および直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac28}$ は以下の式(64)で表わされ、負の値となる。

$$[0172] \Delta i_{ac28} = ( ( |v_{ac}| - V_{c1} ) / L ) \cdot ( 2T_{sw} - t_{26} ) \cdot \cdot (64)$$

[0173] このとき、 $\Delta i_{ac21} = -\Delta i_{ac22}$ であるとして、0から $t_{22}$ までの期間に対する、0から $t_{21}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{21}$ は式(65)で、 $t_{21}$ から $t_{22}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{22}$ は式(66)で表わされる。

$$[0174] D_{21} = ( V_{c1} - |v_{ac}| ) / ( V_{c1} - V_{c2} ) \quad \cdot \cdot (65)$$

$$D_{22} = 1 - D_{21} \quad \cdot \cdot (66)$$

[0175] また、 $\Delta i_{ac23} = -\Delta i_{ac24}$ であるとして、 $t_{22}$ から $T_{sw}$ までの期間に対する、 $t_{22}$ から $t_{23}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{23}$ は式(67)で、 $t_{23}$ から $T_{sw}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{24}$ は式(68)で表わされる。

$$[0176] D_{23} = ( V_{c1} - |v_{ac}| ) / V_{c2} \quad \cdot \cdot (67)$$

$$D_{24} = 1 - D_{23} \quad \cdot \cdot (68)$$

[0177] また、 $\Delta i_{ac25} = -\Delta i_{ac26}$ であるとして、 $T_{sw}$ から $t_{25}$ までの期間に対する、 $T_{sw}$ から $t_{24}$ までの期間の割合である理論デューティ

ィD25は式(69)で、t24からt25までの期間の割合である理論デューティD26は式(70)で表わされる。

$$[0178] \quad D_{25} = (V_{c1} - |v_{ac}|) / (V_{c1} - V_{c3}) \quad \dots (69)$$

$$D_{26} = 1 - D_{25} \quad \dots \text{式}(70)$$

[0179] また、 $\Delta i_{ac27} = -\Delta i_{ac28}$ であるとして、t25から $2T_{sw}$ までの期間に対する、t25からt26までの期間の割合である理論デューティD27は式(71)で、t26から $2T_{sw}$ までの期間の割合である理論デューティD28は式(72)で表わされる。

$$[0180] \quad D_{27} = (V_{c1} - |v_{ac}|) / V_{c3} \quad \dots (71)$$

$$D_{28} = 1 - D_{27} \quad \dots (72)$$

[0181] 図57に交流電源1の正の半波かつ、領域3における、スイッチング周期 $2T_{sw}$ 期間中の動作模式図を示す。前半のスイッチング周期 $T_{sw}$ において、単相インバータ300が動作し、後半のスイッチング周期 $T_{sw}$ は単相インバータ400が動作する。スイッチング周期 $T_{sw}$ を2つの期間に分割して高周波PWMにて駆動を行う。

[0182]  $0 < t \leq t_{31}$ の第1の期間では、スイッチ素子5b、5c、8aがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図58に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2a→スイッチ素子5b→直流コンデンサ3→スイッチ素子5c→ダイオード6a→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6d→スイッチ素子8c→スイッチ素子8a→リアクトル2b→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には放電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c2}$ は減少し、直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac31}$ は以下の式(73)で表わされ、正の値となる。

$$[0183] \quad \Delta i_{ac31} = ((|v_{ac}| + V_{c2} - V_{c1}) / L) \cdot t_{31} \quad \dots (73)$$

[0184]  $t_{31} < t \leq T_{sw}$ の第2の期間では、スイッチ素子8aがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図59に示

した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 a →スイッチ素子 5 a →直流コンデンサ 3 →スイッチ素子 5 d →ダイオード 6 a →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6 d →スイッチ素子 8 c →スイッチ素子 8 a →リアクトル 2 b →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 には、充電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c2}$  は増加し、直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac32}$  は以下の式 (74) で表わされ、負の値となる。

$$[0185] \quad \Delta i_{ac32} = ( ( |v_{ac}| - V_{c2} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( T_{sw} - t_{31} ) \quad \dots (74)$$

[0186]  $T_{sw} < t \leq t_{32}$  の第 3 の期間では、スイッチ素子 5 c、8 a、8 d がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 60 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 a →スイッチ素子 5 a →スイッチ素子 5 c →ダイオード 6 a →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6 d →スイッチ素子 8 d →直流コンデンサ 9 →スイッチ素子 8 a →リアクトル 2 b →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 9 には放電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c3}$  は減少し、直流コンデンサ 3 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac33}$  は以下の式 (75) で表わされ、正の値となる。

$$[0187] \quad \Delta i_{ac33} = ( ( |v_{ac}| + V_{c3} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{32} - T_{sw} ) \quad \dots (75)$$

[0188]  $t_{32} < t \leq 2 T_{sw}$  の第 4 の期間では、スイッチ素子 5 c がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 61 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 a →スイッチ素子 5 a →スイッチ素子 5 c →ダイオード 6 a →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6 d →スイッチ素子 8 c →直流コンデンサ 9 →スイッチ素子 8 b →リアクトル 2 b →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 9 には、充電方向に電

流が流れるため、電圧  $V_{c3}$  は増加し、直流コンデンサ 3 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac34}$  は以下の式 (76) で表わされ、負の値となる。

$$[0189] \quad \Delta i_{ac34} = ( ( |v_{ac}| - V_{c3} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( 2T_{sw} - t_{32} ) \quad \cdot \cdot \quad (76)$$

[0190] このとき、 $\Delta i_{ac31} = -\Delta i_{ac32}$  であるとして、0 から  $T_{sw}$  までの期間に対する、0 から  $t_{31}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{31}$  は式 (77) で、 $t_{31}$  から  $t_{32}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{32}$  は式 (78) で表わされる。

$$[0191] \quad D_{31} = ( V_{c1} + V_{c2} - |v_{ac}| ) / 2V_{c2} \quad \cdot \cdot \quad (77)$$

$$D_{32} = 1 - D_{31} \quad \cdot \cdot \quad (78)$$

[0192] また、 $\Delta i_{ac33} = -\Delta i_{ac34}$  であるとする、 $T_{sw}$  から  $2T_{sw}$  までの期間に対する、 $T_{sw}$  から  $t_{32}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{33}$  は式 (79) で、 $t_{32}$  から  $2T_{sw}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{34}$  は式 (80) で表わされる。

$$[0193] \quad D_{33} = ( V_{c1} + V_{c3} - |v_{ac}| ) / 2V_{c3} \quad \cdot \cdot \quad (79)$$

$$D_{34} = 1 - D_{33} \quad \cdot \cdot \quad (80)$$

[0194] 次に、負の半波の領域 1 ~ 3 における駆動方式と電流経路を説明する。

図 62 に交流電源 1 の負の半波かつ、領域 1 における、スイッチング周期  $2T_{sw}$  期間中の動作模式図を示す。前半のスイッチング周期  $T_{sw}$  において、単相インバータ 300 と単相コンバータ 200 が動作し、後半のスイッチング周期  $T_{sw}$  は単相インバータ 400 と単相コンバータ 200 が動作する。スイッチング周期  $T_{sw}$  を 4 つの期間に分割して高周波 PWM にて駆動を行う。

[0195]  $0 < t \leq t_{11}$  の第 1 の期間では、スイッチ素子 5a、6d、8c がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 63 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2b →スイッチ

素子 8 a → スイッチ素子 8 c → スイッチ素子 6 d → スイッチ素子 6 b → スイッチ素子 5 c → スイッチ素子 5 a → リアクトル 2 a → 交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 および直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac11}$  は以下の式 (81) で表わされ、正の値となる。

$$[0196] \quad \Delta i_{ac11} = (|v_{ac}| / L) \cdot t_{11} \quad \cdot \cdot \quad (81)$$

[0197]  $t_{11} < t \leq t_{12}$  の第 2 の期間では、スイッチ素子 5 a、5 d、8 c がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 6 4 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 → リアクトル 2 b → スイッチ素子 8 a → スイッチ素子 8 c → ダイオード 6 c → 平滑コンデンサ 4 → スイッチ素子 6 b → スイッチ素子 5 d → 直流コンデンサ 3 → スイッチ素子 5 a → リアクトル 2 a → 交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 には放電方向に電流が流れ、電圧  $V_{c2}$  は減少し、直流コンデンサ 9 は電流が流れないため、電圧  $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac12}$  は以下の式 (82) で表わされ、負の値となる。

$$[0198] \quad \Delta i_{ac12} = ((|v_{ac}| + V_{c2} - V_{c1}) / L) \cdot (t_{12} - t_{11}) \quad \cdot \cdot \quad (82)$$

[0199]  $t_{12} < t \leq t_{13}$  の第 3 の期間では、スイッチ素子 5 a、6 d、8 c がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 6 5 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 → リアクトル 2 b → スイッチ素子 8 a → スイッチ素子 8 c → スイッチ素子 6 d → スイッチ素子 6 b → スイッチ素子 5 c → スイッチ素子 5 a → リアクトル 2 a → 交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 および直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac13}$  は以下の式 (83) で表わされ、正の値となる。

$$[0200] \quad \Delta i_{ac13} = (|v_{ac}| / L) \cdot (t_{13} - t_{12}) \quad \cdot \cdot \quad (83)$$

[0201]  $t_{13} < t \leq T_{sw}$  の第 4 の期間では、スイッチ素子 6 d、8 c がオン状

態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 6 6 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 b →スイッチ素子 8 a →スイッチ素子 8 c →スイッチ素子 6 d →スイッチ素子 6 b →スイッチ素子 5 c →直流コンデンサ 3 →スイッチ素子 5 b →リアクトル 2 a →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 には充電方向に電流が流れ、電圧  $V_{c2}$  は増加し、直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac14}$  は以下の式 (84) で表わされ、負の値となる。

$$[0202] \quad \Delta i_{ac14} = ( (|v_{ac}| - V_{c2}) / L ) \cdot (T_{sw} - t_{13}) \quad \cdot \quad \cdot \quad (84)$$

[0203]  $T_{sw} < t \leq t_{14}$  の第 5 の期間では、スイッチ素子 5 a、6 d、8 c がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 6 7 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 b →スイッチ素子 8 a →スイッチ素子 8 c →スイッチ素子 6 d →スイッチ素子 6 b →スイッチ素子 5 c →スイッチ素子 5 a →リアクトル 2 a →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 および直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac15}$  は以下の式 (85) で表わされ、正の値となる。

$$[0204] \quad \Delta i_{ac15} = ( |v_{ac}| / L ) \cdot (t_{14} - T_{sw}) \quad \cdot \quad \cdot \quad (85)$$

[0205]  $t_{14} < t \leq t_{15}$  の第 6 の期間では、スイッチ素子 5 a、8 b、8 c がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 6 8 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 b →スイッチ素子 8 b →直流コンデンサ 9 →スイッチ素子 8 c →ダイオード 6 c →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6 b →スイッチ素子 5 c →スイッチ素子 5 a →リアクトル 2 a →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 9 には放電方向に電流が流れ、電圧  $V_{c3}$  は減少し、直流コンデンサ 3 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac16}$  は以下の式 (86) で表わされ、負の値となる。

$$[0206] \Delta i_{ac16} = ( ( |v_{ac}| + V_{c3} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{15} - t_{14} ) \quad \cdot \cdot (86)$$

[0207]  $t_{15} < t \leq t_{16}$ の第7の期間では、スイッチ素子5a、6d、8cがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図69に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2b→スイッチ素子8a→スイッチ素子8c→スイッチ素子6d→スイッチ素子6b→スイッチ素子5c→スイッチ素子5a→リアクトル2a→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3および直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac17}$ は以下の式(87)で表わされ、正の値となる。

$$[0208] \Delta i_{ac17} = ( |v_{ac}| / L ) \cdot ( t_{16} - t_{15} ) \quad \cdot \cdot (87)$$

[0209]  $t_{16} < t \leq 2T_{sw}$ の第8の期間では、スイッチ素子5a、6dがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図70に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2b→スイッチ素子8a→直流コンデンサ9→スイッチ素子8d→スイッチ素子6d→スイッチ素子6b→スイッチ素子5c→スイッチ素子5a→リアクトル2a→交流電源1である。この間、直流コンデンサ9には充電方向に電流が流れ、電圧 $V_{c3}$ は増加し、直流コンデンサ3には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac18}$ は以下の式(88)で表わされ、負の値となる。

$$[0210] \Delta i_{ac18} = ( ( |v_{ac}| - V_{c3} ) / L ) \cdot ( 2T_{sw} - t_{16} ) \cdot \cdot (88)$$

[0211] このとき、 $\Delta i_{ac11} = -\Delta i_{ac12}$ であるとして、0から $t_{12}$ までの期間に対する、0から $t_{11}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{11}$ は式(89)で、 $t_{11}$ から $t_{12}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{12}$ は式(90)で表わされる。

$$[0212] D_{11} = ( V_{c1} - |v_{ac}| - V_{c2} ) / ( V_{c1} - V_{c2} ) \quad \cdot \cdot (8$$

9)

$$D_{12} = 1 - D_{11} \quad \dots (90)$$

[0213] また、 $\Delta i_{ac13} = -\Delta i_{ac14}$  であるとして、 $t_{12}$  から  $T_{sw}$  までの期間に対する、 $t_{12}$  から  $t_{13}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{13}$  は式 (91) で、 $t_{13}$  から  $T_{sw}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{14}$  は式 (92) で表わされる。

$$[0214] \quad D_{13} = (V_{c2} - |v_{ac}|) / V_{c2} \quad \dots (91)$$

$$D_{14} = 1 - D_{13} \quad \dots (92)$$

[0215] また、 $\Delta i_{ac15} = -\Delta i_{ac16}$  であるとして、 $T_{sw}$  から  $t_{15}$  までの期間に対する、 $T_{sw}$  から  $t_{14}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{15}$  は式 (93) で、 $t_{14}$  から  $t_{15}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{16}$  は式 (94) で表わされる。

$$[0216] \quad D_{15} = (V_{c1} - |v_{ac}| - V_{c3}) / (V_{c1} - V_{c3}) \quad \dots (93)$$

$$D_{16} = 1 - D_{15} \quad \dots (94)$$

[0217] また、 $\Delta i_{ac17} = -\Delta i_{ac18}$  であるとして、 $t_{15}$  から  $2T_{sw}$  までの期間に対する、 $t_{15}$  から  $t_{16}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{17}$  は式 (95) で、 $t_{16}$  から  $2T_{sw}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{18}$  は式 (96) で表わされる。

$$[0218] \quad D_{17} = (V_{c3} - |v_{ac}|) / V_{c3} \quad \dots (95)$$

$$D_{18} = 1 - D_{17} \quad \dots \text{式 (96)}$$

[0219] 図 71 に交流電源 1 の負の半波かつ、領域 2 における、スイッチング周期  $2T_{sw}$  期間中の動作模式図を示す。前半のスイッチング周期  $T_{sw}$  において、単相インバータ 300 と単相コンバータ 200 が動作し、後半のスイッチング周期  $T_{sw}$  は単相インバータ 400 と単相コンバータ 200 が動作する。スイッチング周期  $T_{sw}$  を 4 つの期間に分割して高周波 PWM にて駆動を行う。

[0220]  $0 < t \leq t_{21}$  の第 1 の期間では、スイッチ素子 6d、8c がオン状態で

あり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 7 2 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 b →スイッチ素子 8 a →スイッチ素子 8 c →スイッチ素子 6 d →スイッチ素子 6 b →スイッチ素子 5 c →直流コンデンサ 3 →スイッチ素子 5 b →リアクトル 2 a →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 には充電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c2}$  は増加し、直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac21}$  は以下の式 (97) で表わされ、正の値となる。

$$[0221] \quad \Delta i_{ac21} = ( (|v_{ac}| - V_{c2}) / L ) \cdot t_{21} \quad \cdot \cdot \text{式 (97)}$$

[0222]  $t_{21} < t \leq t_{22}$  の第 2 の期間では、スイッチ素子 5 a、8 c がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 7 3 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 b →スイッチ素子 8 a →スイッチ素子 8 c →ダイオード 6 c →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6 b →スイッチ素子 5 c →スイッチ素子 5 a →リアクトル 2 a →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 および直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac22}$  は以下の式 (98) で表わされ、負の値となる。

$$[0223] \quad \Delta i_{ac22} = ( (|v_{ac}| - V_{c1}) / L ) \cdot (t_{22} - t_{21}) \quad \cdot \cdot \cdot (98)$$

[0224]  $t_{22} < t \leq t_{23}$  の第 3 の期間では、スイッチ素子 5 a、5 d、8 c がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 7 4 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 b →スイッチ素子 8 a →スイッチ素子 8 c →ダイオード 6 c →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6 b →スイッチ素子 5 d →直流コンデンサ 3 →スイッチ素子 5 a →リアクトル 2 a →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 には、放電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c2}$  は減少し、直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac23}$  は以下の式 (99) で表わされ、正の値となる。

$$[0225] \quad \Delta i_{ac23} = ( ( |v_{ac}| + V_{c2} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{23} - t_2 )$$

$$\cdot \cdot (99)$$

[0226]  $t_{23} < t \leq T_{sw}$ の第4の期間では、スイッチ素子5a、8cがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図75に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2b→スイッチ素子8a→スイッチ素子8c→ダイオード6c→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6b→スイッチ素子5c→スイッチ素子5a→リアクトル2a→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3および直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac24}$ は以下の式(100)で表わされ、負の値となる。

$$[0227] \quad \Delta i_{ac24} = ( ( |v_{ac}| - V_{c1} ) / L ) \cdot ( T_{sw} - t_{23} ) \cdot \cdot (100)$$

[0228]  $T_{sw} < t \leq t_{24}$ の第5の期間では、スイッチ素子5a、6dがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図76に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2b→スイッチ素子8a→直流コンデンサ9→スイッチ素子8d→スイッチ素子6d→スイッチ素子6b→スイッチ素子5c→スイッチ素子5a→リアクトル2a→交流電源1である。この間、直流コンデンサ9には充電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c3}$ は増加し、直流コンデンサ3には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac25}$ は以下の式(101)で表わされ、正の値となる。

$$[0229] \quad \Delta i_{ac25} = ( ( |v_{ac}| - V_{c3} ) / L ) \cdot ( t_{24} - T_{sw} ) \cdot \cdot (101)$$

[0230]  $t_{24} < t \leq t_{25}$ の第6の期間では、スイッチ素子5a、8cがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図77に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2b→スイッチ素子8a→スイッチ素子8c→ダイオード6c→平滑コンデンサ4→スイッチ

素子 6 b → スイッチ素子 5 c → スイッチ素子 5 a → リアクトル 2 a → 交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 および直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac26}$  は以下の式 (102) で表わされ、負の値となる。

$$[0231] \quad \Delta i_{ac26} = ( ( |v_{ac}| - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{25} - t_{24} ) \cdot \cdot \cdot (102)$$

[0232]  $t_{25} < t \leq t_{26}$  の第 7 の期間では、スイッチ素子 5 a、8 b、8 c がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 7 8 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 → リアクトル 2 b → スイッチ素子 8 a → 直流コンデンサ 9 → スイッチ素子 8 d → → ダイオード 6 c → 平滑コンデンサ 4 → スイッチ素子 6 b → スイッチ素子 5 c → スイッチ素子 5 a → リアクトル 2 a → 交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 9 には、放電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c3}$  は減少し、直流コンデンサ 3 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac27}$  は以下の式 (103) で表わされ、正の値となる。

$$[0233] \quad \Delta i_{ac27} = ( ( |v_{ac}| + V_{c3} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{26} - t_{25} ) \cdot \cdot \cdot (103)$$

[0234]  $t_{26} < t \leq 2T_{sw}$  の第 8 の期間では、スイッチ素子 5 a、8 c がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 7 9 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 → リアクトル 2 b → スイッチ素子 8 a → スイッチ素子 8 c → ダイオード 6 c → 平滑コンデンサ 4 → スイッチ素子 6 b → スイッチ素子 5 c → スイッチ素子 5 a → リアクトル 2 a → 交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 および直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac28}$  は以下の式 (104) で表わされ、負の値となる。

$$[0235] \quad \Delta i_{ac28} = ( ( |v_{ac}| - V_{c1} ) / L ) \cdot ( 2T_{sw} - t_{26} ) \cdot \cdot \cdot (104)$$

[0236] このとき、 $\Delta i_{ac21} = -\Delta i_{ac22}$ であるとして、0から $t_{22}$ までの期間に対する、0から $t_{21}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{21}$ は式(105)で、 $t_{21}$ から $t_{22}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{22}$ は式(106)で表わされる。

$$D_{21} = (V_{c1} - |v_{ac}|) / (V_{c1} - V_{c2}) \quad \dots (105)$$

$$D_{22} = 1 - D_{21} \quad \dots (106)$$

[0238] また、 $\Delta i_{ac23} = -\Delta i_{ac24}$ であるとして、 $t_{22}$ から $T_{sw}$ までの期間に対する、 $t_{22}$ から $t_{23}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{23}$ は式(107)で、 $t_{23}$ から $T_{sw}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{24}$ は式(108)で表わされる。

$$D_{23} = (V_{c1} - |v_{ac}|) / V_{c2} \quad \dots (107)$$

$$D_{24} = 1 - D_{23} \quad \dots (108)$$

[0240] また、 $\Delta i_{ac25} = -\Delta i_{ac26}$ であるとして、 $T_{sw}$ から $t_{25}$ までの期間に対する、 $T_{sw}$ から $t_{24}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{25}$ は式(109)で、 $t_{24}$ から $t_{25}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{26}$ は式(110)で表わされる。

$$D_{25} = (V_{c1} - |v_{ac}|) / (V_{c1} - V_{c3}) \quad \dots (109)$$

$$D_{26} = 1 - D_{25} \quad \dots (110)$$

[0242] また、 $\Delta i_{ac27} = -\Delta i_{ac28}$ であるとして、 $t_{25}$ から $2T_{sw}$ までの期間に対する、 $t_{25}$ から $t_{26}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{27}$ は式(111)で、 $t_{26}$ から $2T_{sw}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{28}$ は式(112)で表わされる。

$$D_{27} = (V_{c1} - |v_{ac}|) / V_{c3} \quad \dots (111)$$

$$D_{28} = 1 - D_{27} \quad \dots (112)$$

[0244] 図80に交流電源1の負の半波かつ、領域3における、スイッチング周期 $2T_{sw}$ 期間中の動作模式図を示す。前半のスイッチング周期 $T_{sw}$ において、単相インバータ300が動作し、後半のスイッチング周期 $T_{sw}$ は単相インバータ400が動作する。スイッチング周期 $T_{sw}$ を2つの期間に分割

して高周波PWMにて駆動を行う。

[0245]  $0 < t \leq t_{31}$ の第1の期間では、スイッチ素子5 a、5 d、8 cがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図8 1に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2 b→スイッチ素子8 a→スイッチ素子8 c→ダイオード6 c→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6 b→スイッチ素子5 d→直流コンデンサ3→スイッチ素子5 a→リアクトル2 a→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には放電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c2}$ は減少し、直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac31}$ は以下の式(113)で表わされ、正の値となる。

$$[0246] \Delta i_{ac31} = ( (|v_{ac}| + V_{c2} - V_{c1}) / L ) \cdot t_{31} \quad \cdot \cdot (113)$$

[0247]  $t_{31} < t \leq T_{sw}$ の第2の期間では、スイッチ素子8 cがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図8 2に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2 b→スイッチ素子8 a→スイッチ素子8 c→ダイオード6 c→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6 b→スイッチ素子5 c→直流コンデンサ3→スイッチ素子5 b→リアクトル2 a→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には、充電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c2}$ は増加し、直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac32}$ は以下の式(114)で表わされ、負の値となる。

$$[0248] \Delta i_{ac32} = ( (|v_{ac}| - V_{c2} - V_{c1}) / L ) \cdot (T_{sw} - t_{31}) \quad \cdot \cdot (114)$$

[0249]  $T_{sw} < t \leq t_{32}$ の第3の期間では、スイッチ素子5 a、8 b、8 cがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図8 3に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2 b→スイッチ素子8 b→直流コンデンサ9→スイッチ素子8 c→ダイオード6 c→平

滑コンデンサ4→スイッチ素子6b→スイッチ素子5c→スイッチ素子5a→リアクトル2a→交流電源1である。この間、直流コンデンサ9には放電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c3}$ は減少し、直流コンデンサ3には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac33}$ は以下の式(115)で表わされ、正の値となる。

$$[0250] \quad \Delta i_{ac33} = ( ( |v_{ac}| + V_{c3} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{32} - T_{sw} ) \quad \cdot \cdot \quad (115)$$

[0251]  $t_{32} < t \leq 2T_{sw}$ の第4の期間では、スイッチ素子5aがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図84に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2b→スイッチ素子8a→直流コンデンサ9→スイッチ素子8d→ダイオード6c→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6b→スイッチ素子5c→スイッチ素子5a→リアクトル2a→交流電源1である。この間、直流コンデンサ9には、充電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c3}$ は増加し、直流コンデンサ3には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac34}$ は以下の式(116)で表わされ、負の値となる。

$$[0252] \quad \Delta i_{ac34} = ( ( |v_{ac}| - V_{c3} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( 2T_{sw} - t_{32} ) \quad \cdot \cdot \quad (116)$$

[0253] このとき、 $\Delta i_{ac31} = -\Delta i_{ac32}$ であるとして、0から $T_{sw}$ までの期間に対する、0から $t_{31}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{31}$ は式(117)で、 $t_{31}$ から $T_{sw}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{32}$ は式(118)で表わされる。

$$[0254] \quad D_{31} = ( V_{c1} + V_{c2} - |v_{ac}| ) / 2V_{c2} \quad \cdot \cdot \quad (117)$$

$$D_{32} = 1 - D_{31} \quad \cdot \cdot \quad (118)$$

[0255] また、 $\Delta i_{ac33} = -\Delta i_{ac34}$ であるとして、 $T_{sw}$ から $2T_{sw}$ までの期間に対する、 $T_{sw}$ から $t_{32}$ までの期間の割合である理論デュー

ティD33は式(119)で、 $t_{32}$ から $2T_{sw}$ までの期間の割合である理論デューティD34は式(120)で表わされる。

$$[0256] \quad D_{33} = (V_{c1} + V_{c3} - |v_{ac}|) / 2V_{c3} \quad \dots \text{式(119)}$$

$$D_{34} = 1 - D_{33} \quad \dots \text{(120)}$$

[0257] 以上より、領域1において、式(49)～式(56)で表わされる正の半波の理論デューティ $D_{11} \sim D_{18}$ と、式(89)～式(96)で表わされる負の半波の理論デューティ $D_{11} \sim D_{18}$ は同じ計算式となる。

同様に、領域2において、式(65)～式(72)で表わされる正の半波の理論デューティ $D_{21} \sim D_{28}$ と、式(105)～(112)で表わされる負の半波の理論デューティ $D_{21} \sim D_{28}$ は同じ計算式となる。

同様に、領域3において、式(77)～式(80)で表わされる正の半波の理論デューティ $D_{31} \sim D_{34}$ と、式(117)～式(120)で表わされる負の半波の理論デューティ $D_{31} \sim D_{34}$ は同じ計算式となる。

[0258] これら理論デューティに係る各関係式を満たすことにより、単相インバータ300、400の1スイッチング周期 $2T_{sw}$ 内の前述した一対の期間において、直流コンデンサ3、9は充電および放電の動作を行い、かつその充電量と放電量とが等しくなる。

[0259] ところで、交流電源1の周波数 $50 \sim 60 \text{ Hz}$ に対して、単相インバータ300、400のスイッチング周波数は、通例 $10 \text{ kHz}$ 以上であるので、以上のことから、直流コンデンサ3、9は、交流電源1の長大な周期と関係なく、単相インバータ300、400の短い1スイッチング周期内で充放電の動作を完了するので、充放電量そのものが低減し、リップル電圧を抑制するため直流コンデンサ3、9に要求される容量を大幅に低減することが出来る。

[0260] また、図39、図48、図57等から分かる通り、リアクトル2a、2bの印加電圧周波数は、単相インバータ300、400のスイッチング周波数 $(1/2T_{sw})$ に対し、領域1、2では4倍、領域3では2倍になるので、単相インバータのスイッチング周波数を同じと仮定すると、先の実施の形

態 1 の場合と比較して、リアクトル 2 a、2 b を一層小型化することが可能となる。

[0261] また、単相インバータ 300、400 のスイッチング周波数を単相コンバータ 200 のスイッチング周波数の  $1/2$  としているので、その分、単相インバータ 300、400 のスイッチング損失が低減してスイッチ素子当たりの発生熱量が軽減され、具体的な設計条件によっては利点となる。

[0262] 次に、これら理論デューティの関係を現実に補償すべく、各スイッチ素子をスイッチング駆動するゲート信号の生成を担う制御部 100 の構成を図 85 に示す。先の実施の形態 1 の場合と異なるのは、新たに単相インバータ 400 が加わり、その直流コンデンサ 9 の電圧  $V_{c3}$  を加えた検出値に基づく制御およびそのスイッチ素子 8 a ~ 8 d へのゲート信号  $G_{8a} \sim G_{8d}$  の生成が必要になった点であるが、ここでは、念の為、実施の形態 2 の場合の制御部 100 の構成および動作について図 85 以下を参照して説明する。

[0263] 図 85 に示すように、制御部 100 は、理論デューティ演算器 110、フィードバックデューティ演算器 120、加減算器 130、ゲート信号演算器 140、動作領域判定器 150、およびゲート信号選択器 160 から構成される。

[0264] 理論デューティ演算器 110 は、領域 1 理論デューティ演算器 111、領域 2 理論デューティ演算器 112、および領域 3 理論デューティ演算器 113 から構成され、領域 1 ~ 3 の理論式を用いて理論デューティを演算する。

[0265] 領域 1 理論デューティ演算器 111 は、式 (49) ~ 式 (56) もしくは式 (89) ~ 式 (96) により理論デューティ  $D_{11} \sim D_{18}$  を演算する。領域 2 理論デューティ演算器 112 は、式 (65) ~ 式 (72) もしくは式 (105) ~ 式 (112) により理論デューティ  $D_{21} \sim D_{28}$  を演算する。領域 3 理論デューティ演算器 113 は、式 (77) ~ (80) もしくは式 (117) ~ 式 (120) により理論デューティ  $D_{31} \sim D_{34}$  を演算する。

[0266] 各理論デューティは、交流電圧検出部 10 の検出値である交流電源 1 の電

圧  $v_{ac}$  もしくは交流電源 1 の理想電圧値  $v_{ac}^*$ 、直流コンデンサ電圧検出部 12 の検出値である直流コンデンサ 3 の電圧  $V_{c2}$  もしくは直流コンデンサ 3 の直流コンデンサ電圧指令値  $v_{c2}^*$ 、直流コンデンサ電圧検出部 14 の検出値である直流コンデンサ 9 の電圧  $V_{c3}$  もしくは直流コンデンサ 9 の直流コンデンサ電圧指令値  $v_{c3}^*$ 、直流電圧検出部 13 の検出値である平滑コンデンサ 4 の電圧  $V_{c1}$  もしくは平滑コンデンサ 4 の直流電圧指令値  $V_{c1}^*$  をもとに算出する。図 85 は、各電圧検出部の検出値をもとに演算する場合を記載している。

なお、直流コンデンサ 3 の電圧  $V_{c2}$  および直流コンデンサ 9 の電圧  $V_{c3}$  は、理想的には同一電圧となるため、それらの平均電圧  $V_{sub} = (V_{c2} + V_{c3}) / 2$  を用いてもよい。

[0267] フィードバックデューティ演算器 120 は、図 86 に示した構成となる。平滑コンデンサ 4 の直流電圧検出値  $V_{c1}$  と指令値  $V_{c1}^*$  との偏差を減算器で演算した後、PI 制御器により PI 制御し、リミッタを設けて交流電源 1 の電流振幅指令値  $\sqrt{2} i_{ac}^*$  を演算する。

一方、交流電源 1 の交流電圧検出値  $v_{ac}$  から、PLL (Phase Locked Loop) により  $v_{ac}$  と位相の同期した位相  $\theta$  を演算する。その後、位相  $\theta$  を正弦波とし、交流電源 1 の電流振幅指令値  $\sqrt{2} i_{ac}^*$  と掛け合わせ交流電源 1 の交流電流指令値  $i_{ac}^*$  を演算する。

[0268] その後、交流電流指令値  $i_{ac}^*$  と交流電流検出値  $i_{ac}$  との偏差を PI 制御器により PI 制御し、直流コンデンサ電圧の平均値  $V_{sub}$  で割った後、リミッタを設けることでフィードバックデューティ DFB を得る。

[0269] 加減算器 130 は、理論デューティ演算器 110 の演算結果にフィードバックデューティ DFB を加算・減算する。DFB が増加すると交流電源 1 の電流  $i_{ac}$  を増加させる方向に制御するため、D11、D13、D15、D17、D21、D23、D25、D27、D31、D33 に対して DFB を加算器 131、133、135 により足し込み、D12、D14、D16、D18、D22、D24、D26、D28、D32、D34 に対して DFB

を減算器132、134、136で減算する。これらの演算結果はゲート信号演算器140に入力される。

[0270] ゲート信号演算器140の構成図を図87に示す。ゲート信号演算器140は、領域1ゲート信号演算器141、領域2ゲート信号演算器142、および領域3ゲート信号演算器143から構成され、入力されたデューティから各スイッチング周期のゲート信号を演算する。

[0271] 領域1ゲート信号演算器141は、8つのコンパレータとキャリア信号  $carrarea1$  から構成され、入力信号である  $D11+DFB$ 、 $D12-DFB$ 、 $D13+DFB$ 、 $D14-DFB$ 、 $D15+DFB$ 、 $D16-DFB$ 、 $D17+DFB$ 、 $D18-DFB$  とキャリア信号  $carrarea1$  を各コンパレータで比較し、第1の期間の信号G11、第2の期間の信号G12、第3の期間の信号G13、および第4の期間の信号G14、第5の期間の信号G15、第6の期間の信号G16、第7の期間の信号G17、第8の期間の信号G18を生成する。

[0272] 領域2ゲート信号演算器142は、8つのコンパレータとキャリア信号  $carrarea2$  から構成され、入力信号である  $D21+DFB$ 、 $D22-DFB$ 、 $D23+DFB$ 、 $D24-DFB$ 、 $D25+DFB$ 、 $D26-DFB$ 、 $D27+DFB$ 、 $D28-DFB$  とキャリア信号  $carrarea2$  を各コンパレータで比較し、第1の期間の信号G21、第2の期間の信号G22、第3の期間の信号G23、および第4の期間の信号G24、第5の期間の信号G25、第6の期間の信号G26、第7の期間の信号G27、第8の期間の信号G28を生成する。

[0273] 領域3ゲート信号演算器143は、4つのコンパレータとキャリア信号  $carrarea3$  から構成され、入力信号である  $D31+DFB$ 、 $D32-DFB$ 、 $D33+DFB$ 、 $D34-DFB$  とキャリア信号  $carrarea3$  を各コンパレータで比較し、第1の期間の信号G31、第2の期間の信号G32、第3の期間の信号G33、第4の期間の信号G34を生成する。

それぞれの信号はゲート信号選択器160に入力され、各スイッチ素子の

ゲート信号に分配される。

[0274] 絶対値演算器 170 は、交流電源 1 の電圧検出値  $v_{ac}$  の絶対値  $|v_{ac}|$  を演算し動作領域判定器 150 に出力する。

動作領域判定器 150 は、交流電源 1 の交流電圧検出値  $v_{ac}$  の絶対値  $|v_{ac}|$  と、直流コンデンサ 3 の直流コンデンサ電圧検出値  $V_{c2}$  もしくは直流コンデンサ 9 の直流コンデンサ電圧検出値  $V_{c3}$  と、平滑コンデンサ 4 の直流電圧検出値  $V_{c1}$  の大小関係を比較し、上記の領域 1~3 を判定し、領域信号  $sigarea$  を演算する。

直流コンデンサ 3 の直流コンデンサ電圧検出値  $V_{c2}$  もしくは直流コンデンサ 9 の電圧  $V_{c3}$  のかわりに、直流コンデンサ電圧指令値  $V_{c2*}$ 、 $V_{c3*}$  を用いても構わないし、直流コンデンサ平均電圧  $V_{sub}$  を用いても構わない。

[0275] ゲート信号選択器 160 は、動作領域判定器 150 の出力である領域信号  $sigarea$  を用いて、ゲート信号演算器 140 の出力を各スイッチ素子に割り当てる。

[0276] 図 85 に示した制御部 100 では、領域 1 および領域 2 は、スイッチング周期  $T_{sw}$  を 4 つの期間に分割し、領域 3 は、スイッチング周期  $T_{sw}$  を 2 つの期間に分割して制御を行う。

例として、正の半波領域 1 におけるゲートパターン図を図 88 に示す。正の半波領域 3 におけるゲートパターン図を図 89 に示す。

[0277] 領域 1 および領域 2 では、スイッチング周期  $T_{sw}$  およびその  $1/2$  周期を一定とし、その間のオン時間割合を制御する。即ち、図 85 において、時刻 0、 $t_{12}$ 、 $T_{sw}$ 、 $t_{15}$ 、 $2T_{sw}$  を固定し、制御部 100 により  $t_{11}$ 、 $t_{13}$ 、 $t_{14}$ 、 $t_{16}$  (制御軸) を制御する。

[0278] 領域 3 では、スイッチング周期  $T_{sw}$  を一定とし、その間のオン時間割合を制御する。基準となるスイッチング周期が一定となり、PWM (Pulse Width Modulation) 制御を用いることができる。スイッチング周期  $T_{sw}$  を一定とし、その間のオン時間割合を制御する。即ち、

図89において、時刻0、 $T_{sw}$ 、 $2T_{sw}$ を固定し、 $t_{31}$ および $t_{32}$ （制御軸）を制御する。

[0279] 以上のように、この発明の実施の形態2の電力変換装置における制御部100は、単相インバータ300および単相インバータ400の1スイッチング周期 $2T_{sw}$ を単相コンバータ200の1スイッチング周期 $T_{sw}$ の2倍とし、交流電源1の電流が前半で増加し後半で減少する一对の期間を2または4対有する偶数の期間に分割し、一对の期間において交流電源1の電流の前半での増加量と後半での減少量とが等しくなるよう一对の期間の時間幅に対する前半の時間幅に相当する理論デューティ1と一对の期間の時間幅に対する後半の時間幅に相当する理論デューティ2とを演算する理論デューティ演算器110、および理論デューティ1と理論デューティ2とに基づき単相インバータ300および単相インバータ400のスイッチ素子と単相コンバータ200のスイッチ素子とをスイッチング駆動するゲート信号を演算するゲート信号演算器140を備えることで、単相インバータ300および単相インバータ400の1スイッチング周期 $2T_{sw}$ 内で直流コンデンサ3および単相インバータ400の充電および放電の動作を行い、かつ、その充電量と放電量とが等しくなるようにしたので、直流コンデンサ3および直流コンデンサ9は、交流電源1の長大な周期と関係なく、単相インバータ300、単相インバータ400の短い1スイッチング周期内で充放電の動作を完了するので、充放電量そのものが低減し、リップル電圧を抑制するため直流コンデンサ3および直流コンデンサ9に要求される容量を大幅に低減することが出来、装置の小型化が実現する。

[0280] また、制御部100は、直流電圧指令値と直流電圧検出値との偏差に基づき交流電流指令値を生成する電圧制御器、および交流電流指令値と交流電流検出値との偏差に基づきフィードバックデューティを演算するフィードバックデューティ演算器120を備え、ゲート信号演算器140により、このフィードバックデューティを理論デューティ1に加算し理論デューティ2から減算して求めたデューティに基づきゲート信号を演算するようにしたので、

平滑コンデンサ4の電圧を所望の直流電圧指令値に保つ定電圧制御が可能となる。

[0281] また、制御部100は、単相インバータ300および単相インバータ400の1スイッチング周期内の期間の分割数を、交流電源1の電圧 $v_{ac}$ と平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ と直流コンデンサ3の電圧 $V_{c2}$ と直流コンデンサ9の電圧 $V_{c3}$ の大小関係によって決まる領域1、2、3に応じて設定するようにしたので、各スイッチ素子をこれら電圧関係に適応した適切なゲートパターンによりスイッチング制御することが可能となる。

[0282] また、制御部100は、単相インバータ300と単相インバータ400と単相コンバータ200のスイッチングタイミングを互いにずらすように各スイッチ素子を制御するようにしたので、リアクトル2aおよび2bの印加電圧周波数を単相インバータ300、単相インバータ400や単相コンバータ200のスイッチング周波数よりも高周波化することが可能となる。

この結果、リアクトル2a、2bの電圧時間積である $VT$ 積を一般的な構成比で低減することが可能となり、必要なインダクタンス値を原理的に低減することができる。一般的に、リアクトル2a、2bにおいては、コアサイズの小型化や巻数の低減によりインダクタンス値を低減することとなるので、結果として、リアクトル2a、2bの小型化が実現する。

[0283] なお、実施の形態2に示した電力変換装置においては、単相コンバータ200の上アームをダイオード6a、6cで構成したが、下アーム同様にスイッチ素子で構成してもかまわない。これにより、実施の形態2に示したダイオード6a、6cの導通期間において、スイッチ素子をオン状態とすることでいわゆる同期整流動作を行うこともできる。

同様に、単相インバータ300、単相インバータ400のスイッチ素子5a~5d、8a~8dおよび単相コンバータ200のスイッチ素子6b、6dにおいて、並列に接続されたダイオードが導通している際に、スイッチ素子をオンすることで同期整流動作を行うことができる。

MOSFETを用いた場合の同期整流動作では、並列ダイオードの電圧降

下よりもスイッチ素子のオン抵抗による電圧降下が小さい場合はスイッチ素子に電流が流れ、導通損失を低減することが可能となる。また、単相インバータ200の上アームをスイッチ素子で構成することにより、平滑コンデンサ4から交流電源1への電力供給が可能となる。

[0284] また、領域1、領域2、領域3において、各領域のスイッチング周期 $T_{sw}$ を一定の値としてもかまわないし、それぞれ個別の値としてもかまわない。例えば、領域1および領域2のスイッチング周期を一定とし、領域3のスイッチング周期を領域1、領域2の半分に設定してもよい。これにより、全ての領域においてリアクトル2a、2bの印加電圧周波数が一定となる。一定の印加電圧周波数とすることで、ノイズ対策や安定した制御の構築が容易となる。また、いずれかのスイッチ素子のオン時間を固定し、スイッチング周波数を可変するPFM (Pulse Frequency Modulation) 制御を用いて駆動してもかまわない。

[0285] また、交流電源1のPN両側線にリアクトル2a、2bを有した構成としたが、P側線もしくはN側線のみに接続してもかまわない。また、単相インバータ300、単相インバータ400と単相インバータ200との間に接続してもかまわない。

[0286] 更に、先の図35に示したように、整流回路であるダイオードブリッジを用いた構成としてもかまわない。

また、実施の形態2において、単相インバータを2台有した構成としたが、単相インバータを3台以上有した構成としてもよい。

[0287] また、平滑コンデンサ4と並列に直流電圧源もしくは平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ を制御するDC/DCコンバータ等が接続される場合、図86に示したフィードバックデューティ演算器120では、 $V_{c1}$ 一定制御を行わず、予め定めた交流電源1の電流振幅指令値 $\sqrt{2}I_{ac*}$ をもって電流制御のみを行っても構わない。

この場合、高力率運転の制御が可能となる。

[0288] 更に、交流電源を三相電源とすることも出来る。この場合は、単相インバ

ータは、各相に2台以上有する構成とする。

[0289] 実施の形態3.

以下、この発明の実施の形態3について説明する。

図90は、この発明の実施の形態3による電力変換装置の回路構成図である。図90に示すように、電力変換装置は、交流電源1の交流電圧、交流電力を直流電圧、直流電力に変換して平滑コンデンサ4に出力するための主回路と制御部100を有する。

但し、この図90に示す構成は、先の実施の形態2と全く同一であり、再度の説明は省略する。

また、図91および図92に基づき、各電圧の関係により決まる領域1、領域2および領域3に区分して制御する点も先の実施の形態2と同じであり説明は省略する。

[0290] 先の実施の形態2と異なる点は、制御動作であり、以下、図90の制御部100の動作について説明する。

なお、本構成では交流電源1の正の半波および負の半波で電流経路が異なるため、はじめに正の半波の領域1~3における駆動方式と電流経路を説明する。なお、リアクトル2aと2bの合計インダクタンスをLと定義する。

また、この実施の形態3では、単相インバータ300および単相インバータ400の1スイッチング周期 $T_{sw}$ は、単相コンバータ200の1スイッチング周期 $T_{sw}$ と同一に設定している。

[0291] 図93に交流電源1の正の半波かつ、領域1における、1スイッチング周期 $T_{sw}$ 期間中の動作模式図を示す。1スイッチング周期 $T_{sw}$ を6つの期間に分割して高周波PWMにて駆動を行う。

[0292]  $0 < t \leq t_{11}$ の第1の期間では、スイッチ素子5b、5c、8a、8dがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図94に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2a→スイッチ素子5b→直流コンデンサ3→スイッチ素子5c→ダイオード6a→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6d→スイッチ素子8d→直流コンデンサ

9→スイッチ素子8a→リアクトル2b→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3および直流コンデンサ9には放電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$ は減少する。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac11}$ は以下の式(121)で表わされ、正の値となる。

$$[0293] \quad \Delta i_{ac11} = ( ( |v_{ac}| + V_{c2} + V_{c3} - V_{c1} ) / L ) \cdot t_{11} \quad \cdot \cdot \quad (121)$$

[0294]  $t_{11} < t \leq t_{12}$ の第2の期間では、スイッチ素子6b、8aがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図95に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2a→スイッチ素子5a→直流コンデンサ3→スイッチ素子5d→スイッチ素子6b→スイッチ素子6d→スイッチ素子8c→スイッチ素子8a→リアクトル2b→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には充電方向に電流が流れ、電圧 $V_{c2}$ は増加し、直流コンデンサ9は電流が流れないため、電圧 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac12}$ は以下の式(122)で表わされ、負の値となる。

$$[0295] \quad \Delta i_{ac12} = ( ( |v_{ac}| - V_{c2} ) / L ) \cdot ( t_{12} - t_{11} ) \quad \cdot \cdot \quad (122)$$

[0296]  $t_{12} < t \leq t_{13}$ の第3の期間では、スイッチ素子5c、6b、8aがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図96に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2a→スイッチ素子5a→スイッチ素子5c→スイッチ素子6b→スイッチ素子6d→スイッチ素子8c→スイッチ素子8a→リアクトル2b→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3および直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac13}$ は以下の式(123)で表わされ、正の値となる。

$$[0297] \quad \Delta i_{ac13} = ( |v_{ac}| / L ) \cdot ( t_{13} - t_{12} ) \quad \cdot \cdot \quad (123)$$

[0298]  $t_{13} < t \leq t_{14}$ の第4の期間では、スイッチ素子5c、6bがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図9

7に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2a→スイッチ素子5a→スイッチ素子5c→スイッチ素子6b→スイッチ素子6d→スイッチ素子8c→直流コンデンサ9→スイッチ素子8b→リアクトル2b→交流電源1である。この間、直流コンデンサ9には充電方向に電流が流れ、電圧 $V_{c3}$ は増加し、直流コンデンサ3には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac14}$ は以下の式(124)で表わされ、負の値となる。

$$[0299] \Delta i_{ac14} = ( ( |v_{ac}| - V_{c3} ) / L ) \cdot ( t_{14} - t_{13} ) \cdot \cdot (124)$$

[0300]  $t_{14} < t \leq t_{15}$ の第5の期間では、スイッチ素子5c、6b、8aがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図98に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2a→スイッチ素子5a→スイッチ素子5c→スイッチ素子6b→スイッチ素子6d→スイッチ素子8c→スイッチ素子8a→リアクトル2b→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3および直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac15}$ は以下の式(125)で表わされ、正の値となる。

$$[0301] \Delta i_{ac15} = ( |v_{ac}| / L ) \cdot ( t_{15} - t_{14} ) \cdot \cdot (125)$$

[0302]  $t_{15} < t \leq T_{sw}$ の第6の期間では、スイッチ素子5c、8aがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図99に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2a→スイッチ素子5a→スイッチ素子5c→ダイオード6a→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6d→スイッチ素子8c→スイッチ素子8a→リアクトル2b→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3および直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac16}$ は以下の式(126)で表わされ、負の値となる。

$$[0303] \Delta i_{ac16} = ( ( |v_{ac}| - V_{c1} ) / L ) \cdot ( T_{sw} - t_{15} ) \cdot \cdot (126)$$

[0304] このとき、 $\Delta i_{ac11} = -\Delta i_{ac12}$  であるとして、0 から  $t_{12}$  までの期間に対する、0 から  $t_{11}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{11}$  は式 (127) で、 $t_{11}$  から  $t_{12}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{12}$  は式 (128) で表わされる。

$$D_{11} = (V_{c2} - |v_{ac}|) / (2V_{c2} + V_{c3} - V_{c1}) \quad \dots \quad (127)$$

$$D_{12} = 1 - D_{11} \quad \dots \text{式 (128)}$$

[0306] また、 $\Delta i_{ac13} = -\Delta i_{ac14}$  であるとして、 $t_{12}$  から  $t_{14}$  までの期間に対する、 $t_{12}$  から  $t_{13}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{13}$  は式 (129) で、 $t_{13}$  から  $t_{14}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{14}$  は式 (130) で表わされる。

$$D_{13} = (V_{c3} - |v_{ac}|) / V_{c3} \quad \dots \quad (129)$$

$$D_{14} = 1 - D_{13} \quad \dots \text{式 (130)}$$

[0308] また、 $\Delta i_{ac15} = -\Delta i_{ac16}$  であるとして、 $t_{14}$  から  $T_{sw}$  までの期間に対する、 $t_{14}$  から  $t_{15}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{15}$  は式 (131) で、 $t_{15}$  から  $T_{sw}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{16}$  は式 (132) で表わされる。

$$D_{15} = (V_{c1} - |v_{ac}|) / V_{c1} \quad \dots \quad (131)$$

$$D_{16} = 1 - D_{15} \quad \dots \text{式 (132)}$$

[0310] 図100に交流電源1の正の半波かつ、領域2における、1スイッチング周期  $T_{sw}$  期間中の動作模式図を示す。1スイッチング周期  $T_{sw}$  を6つの期間に分割して高周波PWMにて駆動を行う。

[0311]  $0 < t \leq t_{21}$  の第1の期間では、スイッチ素子  $5c$ 、 $6b$ 、 $8a$  がオン状態であり、交流電源1の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図101に示した経路で流れる。経路は交流電源1 →リアクトル  $2a$  →スイッチ素子  $5a$  →スイッチ素子  $5c$  →スイッチ素子  $6b$  →スイッチ素子  $6d$  →スイッチ素子  $8c$  →スイッチ素子  $8a$  →リアクトル  $2b$  →交流電源1である。この間、直流コンデンサ3及び直流コンデンサ9には電流が流れないため、

電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac21}$  は以下の式 (133) で表わされ、正の値となる。

$$[0312] \quad \Delta i_{ac21} = (|v_{ac}| / L) \cdot t_{21} \quad \cdot \cdot \quad (133)$$

[0313]  $t_{21} < t \leq t_{22}$  の第2の期間では、スイッチ素子 6b がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 102 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2a →スイッチ素子 5a →直流コンデンサ 3 →スイッチ素子 5d →スイッチ素子 6b →スイッチ素子 6d →スイッチ素子 8c →直流コンデンサ 9 →スイッチ素子 8b →リアクトル 2b →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 および直流コンデンサ 9 には充電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は増加する。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac22}$  は以下の式 (134) で表わされ、負の値となる。

$$[0314] \quad \Delta i_{ac22} = ((|v_{ac}| - V_{c2} - V_{c3}) / L) \cdot (t_{22} - t_{21}) \quad \cdot \cdot \quad (134)$$

[0315]  $t_{22} < t \leq t_{23}$  の第3の期間では、スイッチ素子 5b、5c、8a がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 103 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2a →スイッチ素子 5b →直流コンデンサ 3 →スイッチ素子 5c →ダイオード 6a →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6d →スイッチ素子 8c →スイッチ素子 8a →リアクトル 2b →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 には、放電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c2}$  は減少し、直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac23}$  は以下の式 (135) で表わされ、正の値となる。

$$[0316] \quad \Delta i_{ac23} = ((|v_{ac}| + V_{c2} - V_{c1}) / L) \cdot (t_{23} - t_{22}) \quad \cdot \cdot \quad (135)$$

[0317]  $t_{23} < t \leq t_{24}$  の第4の期間では、スイッチ素子 5c、8a がオン状

態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 104 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 a →スイッチ素子 5 a →スイッチ素子 5 c →ダイオード 6 a →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6 d →スイッチ素子 8 c →スイッチ素子 8 a →リアクトル 2 b →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 および直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac24}$  は以下の式 (136) で表わされ、負の値となる。

$$[0318] \quad \Delta i_{ac24} = ( (|v_{ac}| - V_{c1}) / L ) \cdot (t_{24} - t_{23}) \cdot \cdot \cdot (136)$$

[0319]  $t_{24} < t \leq t_{25}$  の第 5 の期間では、スイッチ素子 5 c、8 a、8 d がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 105 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 a →スイッチ素子 5 a →スイッチ素子 5 c →ダイオード 6 a →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6 d →スイッチ素子 8 d →直流コンデンサ 9 →スイッチ素子 8 a →リアクトル 2 b →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 9 には放電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c3}$  は減少し、直流コンデンサ 3 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac25}$  は以下の式 (137) で表わされ、正の値となる。

$$[0320] \quad \Delta i_{ac25} = ( (|v_{ac}| + V_{c3} - V_{c1}) / L ) \cdot (t_{25} - t_{24}) \cdot \cdot \cdot (137)$$

[0321]  $t_{25} < t \leq T_{sw}$  の第 6 の期間では、スイッチ素子 5 c、8 a がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 106 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 a →スイッチ素子 5 a →スイッチ素子 5 c →ダイオード 6 a →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6 d →スイッチ素子 8 c →スイッチ素子 8 a →リアクトル 2 b →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 および直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化

量 $\Delta i_{ac26}$ は以下の式(138)で表わされ、負の値となる。

$$[0322] \quad \Delta i_{ac26} = ( ( |v_{ac}| - V_{c1} ) / L ) \cdot ( T_{sw} - t_{25} ) \cdot \cdot \cdot \quad (138)$$

[0323] このとき、 $\Delta i_{ac21} = -\Delta i_{ac22}$ であるとして、0から $t_{22}$ までの期間に対する、0から $t_{21}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{21}$ は式(139)で、 $t_{21}$ から $t_{22}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{22}$ は式(140)で表わされる。

$$[0324] \quad D_{21} = ( V_{c2} + V_{c3} - |v_{ac}| ) / ( V_{c1} + V_{c2} ) \quad \cdot \cdot \cdot \quad (139)$$

$$D_{22} = 1 - D_{21} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (140)$$

[0325] また、 $\Delta i_{ac23} = -\Delta i_{ac24}$ であるとして、 $t_{22}$ から $t_{24}$ までの期間に対する、 $t_{22}$ から $t_{23}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{23}$ は式(141)で、 $t_{23}$ から $t_{24}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{24}$ は式(142)で表わされる。

$$[0326] \quad D_{23} = ( V_{c1} - |v_{ac}| ) / V_{c2} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (141)$$

$$D_{24} = 1 - D_{23} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (142)$$

[0327] また、 $\Delta i_{ac25} = -\Delta i_{ac26}$ であるとして、 $t_{24}$ から $T_{sw}$ までの期間に対する、 $t_{24}$ から $T_{sw}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{25}$ は式(143)で、 $t_{24}$ から $t_{25}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{26}$ は式(144)で表わされる。

$$[0328] \quad D_{25} = ( V_{c1} - |v_{ac}| ) / V_{c3} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (143)$$

$$D_{26} = 1 - D_{25} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (144)$$

[0329] 図107に交流電源1の正の半波かつ、領域3における、2スイッチング周期 $2T_{sw}$ 期間中の動作模式図を示す。1スイッチング周期 $T_{sw}$ を2つの期間に分割して高周波PWMにて駆動を行う。

[0330]  $0 < t \leq t_{31}$ の第1の期間では、スイッチ素子5b、5c、8aがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図108に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2a→スイッ

チ素子 5 b → 直流コンデンサ 3 → スイッチ素子 5 c → ダイオード 6 a → 平滑コンデンサ 4 → スイッチ素子 6 d → スイッチ素子 8 c → スイッチ素子 8 a → リアクトル 2 b → 交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 には放電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c2}$  は減少し、直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac31}$  は以下の式 (145) で表わされ、正の値となる。

$$[0331] \quad \Delta i_{ac31} = ( ( |v_{ac}| + V_{c2} - V_{c1} ) / L ) \cdot t_{31} \quad \cdot \cdot \quad (145)$$

[0332]  $t_{31} < t \leq T_{sw}$  の第 2 の期間では、スイッチ素子 8 a がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 109 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 → リアクトル 2 a → スイッチ素子 5 a → 直流コンデンサ 3 → スイッチ素子 5 d → ダイオード 6 a → 平滑コンデンサ 4 → スイッチ素子 6 d → スイッチ素子 8 c → スイッチ素子 8 a → リアクトル 2 b → 交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 には、充電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c2}$  は増加し、直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac32}$  は以下の式 (146) で表わされ、負の値となる。

$$[0333] \quad \Delta i_{ac32} = ( ( |v_{ac}| - V_{c2} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( T_{sw} - t_{31} ) \quad \cdot \cdot \quad (146)$$

[0334]  $T_{sw} < t \leq t_{32}$  の第 3 の期間では、スイッチ素子 5 c、8 a、8 d がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 110 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 → リアクトル 2 a → スイッチ素子 5 a → スイッチ素子 5 c → ダイオード 6 a → 平滑コンデンサ 4 → スイッチ素子 6 d → スイッチ素子 8 d → 直流コンデンサ 9 → スイッチ素子 8 a → リアクトル 2 b → 交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 9 には放電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c3}$  は減少し、直流コンデンサ 3 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i$

$a_{c33}$ は以下の式(147)で表わされ、正の値となる。

$$[0335] \Delta i_{ac33} = ( ( |v_{ac}| + V_{c3} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{32} - T_{sw} ) \quad \cdot \cdot (147)$$

[0336]  $t_{32} < t \leq 2T_{sw}$ の第4の期間では、スイッチ素子5cがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図111に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2a→スイッチ素子5a→スイッチ素子5c→ダイオード6a→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6d→スイッチ素子8c→直流コンデンサ9→スイッチ素子8b→リアクトル2b→交流電源1である。この間、直流コンデンサ9には、充電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c3}$ は増加し、直流コンデンサ3には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac34}$ は以下の式(148)で表わされ、負の値となる。

$$[0337] \Delta i_{ac34} = ( ( |v_{ac}| - V_{c3} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( 2T_{sw} - t_{32} ) \quad \cdot \cdot (148)$$

[0338] このとき、 $\Delta i_{ac31} = -\Delta i_{ac32}$ であるとして、0から $T_{sw}$ までの期間に対する、0から $t_{31}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{31}$ は式(149)で、 $t_{31}$ から $t_{32}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{32}$ は式(150)で表わされる。

$$[0339] D_{31} = ( V_{c1} + V_{c2} - |v_{ac}| ) / 2V_{c2} \quad \cdot \cdot (149)$$

$$D_{32} = 1 - D_{31} \quad \cdot \cdot (150)$$

[0340] また、 $\Delta i_{ac33} = -\Delta i_{ac34}$ であるとして、 $T_{sw}$ から $2T_{sw}$ までの期間に対する、 $T_{sw}$ から $t_{32}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{33}$ は式(151)で、 $t_{32}$ から $2T_{sw}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{34}$ は式(152)で表わされる。

$$[0341] D_{33} = ( V_{c1} + V_{c3} - |v_{ac}| ) / 2V_{c3} \quad \cdot \cdot (151)$$

$$D_{34} = 1 - D_{33} \quad \cdot \cdot (152)$$

[0342] 図112に交流電源1の負の半波かつ、領域1における、1スイッチング周期 $T_{sw}$ 期間中の動作模式図を示す。1スイッチング周期 $T_{sw}$ を6つの期間に分割して高周波PWMにて駆動を行う。

[0343]  $0 < t \leq t_{11}$ の第1の期間では、スイッチ素子5a、5d、8b、8cがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図113に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2b→スイッチ素子8b→直流コンデンサ9→スイッチ素子8c→ダイオード6c→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6b→スイッチ素子5d→直流コンデンサ3→スイッチ素子5a→リアクトル2a→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3及び直流コンデンサ9には放電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$ は減少する。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac11}$ は以下の式(153)で表わされ、正の値となる。

$$[0344] \Delta i_{ac11} = ( ( |v_{ac}| + V_{c2} + V_{c3} - V_{c1} ) / L ) \cdot t_{11} \quad \dots (153)$$

[0345]  $t_{11} < t \leq t_{12}$ の第2の期間では、スイッチ素子6d、8cがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図114に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2b→スイッチ素子8a→スイッチ素子8c→スイッチ素子6d→スイッチ素子6b→スイッチ素子5c→直流コンデンサ3→スイッチ素子5b→リアクトル2a→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には充電方向に電流が流れ、電圧 $V_{c2}$ は増加し、直流コンデンサ9は電流が流れないため、電圧 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac12}$ は以下の式(154)で表わされ、負の値となる。

$$[0346] \Delta i_{ac12} = ( ( |v_{ac}| - V_{c2} ) / L ) \cdot ( t_{12} - t_{11} ) \quad \dots (154)$$

[0347]  $t_{12} < t \leq t_{13}$ の第3の期間では、スイッチ素子5a、6d、8cがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図115に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2b→ス

スイッチ素子 8 a → スイッチ素子 8 c → スイッチ素子 6 d → スイッチ素子 6 b → スイッチ素子 5 c → スイッチ素子 5 a → リアクトル 2 a → 交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 および直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac13}$  は以下の式 (155) で表わされ、正の値となる。

$$[0348] \quad \Delta i_{ac13} = (|v_{ac}| / L) \cdot (t_{13} - t_{12}) \quad \dots (155)$$

[0349]  $t_{13} < t \leq t_{14}$  の第 4 の期間では、スイッチ素子 5 a、6 d がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 116 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 → リアクトル 2 b → スイッチ素子 8 a → 直流コンデンサ 9 → スイッチ素子 8 d → スイッチ素子 6 d → スイッチ素子 6 b → スイッチ素子 5 c → スイッチ素子 5 a → リアクトル 2 a → 交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 9 には充電方向に電流が流れ、電圧  $V_{c3}$  は増加し、直流コンデンサ 3 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac14}$  は以下の式 (156) で表わされ、負の値となる。

$$[0350] \quad \Delta i_{ac14} = ((|v_{ac}| - V_{c3}) / L) \cdot (t_{14} - t_{13}) \quad \dots (156)$$

[0351]  $t_{14} < t \leq t_{15}$  の第 5 の期間では、スイッチ素子 5 a、6 d、8 c がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 117 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 → リアクトル 2 b → スイッチ素子 8 a → スイッチ素子 8 c → スイッチ素子 6 d → スイッチ素子 6 b → スイッチ素子 5 c → スイッチ素子 5 a → リアクトル 2 b → 交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 および直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac15}$  は以下の式 (157) で表わされ、正の値となる。

$$[0352] \quad \Delta i_{ac15} = (|v_{ac}| / L) \cdot (t_{15} - t_{14}) \quad \dots (157)$$

[0353]  $t_{15} < t \leq T_{sw}$  の第 6 の期間では、スイッチ素子 5 a、8 c がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 1

18に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2b→スイッチ素子8a→スイッチ素子8c→ダイオード6c→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6b→スイッチ素子5c→スイッチ素子5a→リアクトル2a→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3および直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac16}$ は以下の式(158)で表わされ、負の値となる。

$$[0354] \Delta i_{ac16} = ( ( |v_{ac}| - V_{c1} ) / L ) \cdot ( T_{sw} - t_{15} ) \cdot \cdot \cdot (158)$$

[0355] このとき、 $\Delta i_{ac11} = -\Delta i_{ac12}$ であるとして、0から $t_{12}$ までの期間に対する、0から $t_{11}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{11}$ は式(159)で、 $t_{11}$ から $t_{12}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{12}$ は式(160)で表わされる。

$$[0356] D_{11} = ( V_{c2} - |v_{ac}| ) / ( 2V_{c2} + V_{c3} - V_{c1} ) \cdot \cdot \cdot (159)$$

$$D_{12} = 1 - D_{11} \cdot \cdot \cdot (160)$$

[0357] また、 $\Delta i_{ac13} = -\Delta i_{ac14}$ であるとして、 $t_{12}$ から $t_{14}$ までの期間に対する、 $t_{12}$ から $t_{13}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{13}$ は式(161)で、 $t_{13}$ から $t_{14}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{14}$ は式(162)で表わされる。

$$[0358] D_{13} = ( V_{c3} - |v_{ac}| ) / V_{c3} \cdot \cdot \cdot (161)$$

$$D_{14} = 1 - D_{13} \cdot \cdot \cdot (162)$$

[0359] また、 $\Delta i_{ac15} = -\Delta i_{ac16}$ であるとして、 $t_{14}$ から $T_{sw}$ までの期間に対する、 $t_{14}$ から $t_{15}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{15}$ は式(163)で、 $t_{15}$ から $T_{sw}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{16}$ は式(164)で表わされる。

$$[0360] D_{15} = ( V_{c1} - |v_{ac}| ) / V_{c1} \cdot \cdot \cdot (163)$$

$$D_{16} = 1 - D_{15} \cdot \cdot \cdot (164)$$

[0361] 図119に交流電源1の負の半波かつ、領域2における、1スイッチング

周期  $T_{sw}$  期間中の動作模式図を示す。1 スイッチング周期  $T_{sw}$  を 6 つの期間に分割して高周波 PWM にて駆動を行う。

[0362]  $0 < t \leq t_{21}$  の第 1 の期間では、スイッチ素子 5 a、6 d、8 c がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 120 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 b →スイッチ素子 8 a →スイッチ素子 8 c →スイッチ素子 6 d →スイッチ素子 6 b →スイッチ素子 5 c →スイッチ素子 5 a →リアクトル 2 a →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 および直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は一定電圧となる。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac21}$  は以下の式 (165) で表わされ、正の値となる。

$$[0363] \Delta i_{ac21} = (|v_{ac}| / L) \cdot t_{21} \quad \dots (165)$$

[0364]  $t_{21} < t \leq t_{22}$  の第 2 の期間では、スイッチ素子 6 d がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は減少する。このときの電流は図 121 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 b →スイッチ素子 8 a →直流コンデンサ 9 →スイッチ素子 8 d →スイッチ素子 6 d →スイッチ素子 6 b →スイッチ素子 5 c →直流コンデンサ 3 →スイッチ素子 5 b →リアクトル 2 a →交流電源 1 である。この間、直流コンデンサ 3 および直流コンデンサ 9 には充電方向に電流が流れるため、電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  は増加する。この間の電流変化量  $\Delta i_{ac22}$  は以下の式 (166) で表わされ、負の値となる。

$$[0365] \Delta i_{ac22} = ((|v_{ac}| - V_{c2} - V_{c3}) / L) \cdot (t_{22} - t_{21}) \quad \dots (166)$$

[0366]  $t_{22} < t \leq t_{23}$  の第 3 の期間では、スイッチ素子 5 a、5 d、8 c がオン状態であり、交流電源 1 の電流  $|i_{ac}|$  は増加する。このときの電流は図 122 に示した経路で流れる。経路は交流電源 1 →リアクトル 2 b →スイッチ素子 8 a →スイッチ素子 8 c →ダイオード 6 c →平滑コンデンサ 4 →スイッチ素子 6 b →スイッチ素子 5 d →直流コンデンサ 3 →スイッチ素子 5

a →リアクトル2 a →交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には、放電方向に電流が流れるため、電圧V<sub>c2</sub>は減少し、直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧V<sub>c3</sub>は一定電圧となる。この間の電流変化量Δi<sub>ac23</sub>は以下の式(167)で表わされ、正の値となる。

$$[0367] \Delta i_{ac23} = ( ( |v_{ac}| + V_{c2} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{23} - t_{22} ) \quad \cdot \cdot (167)$$

[0368] t<sub>23</sub> < t ≤ t<sub>24</sub>の第4の期間では、スイッチ素子5 a、8 cがオン状態であり、交流電源1の電流|i<sub>ac</sub>|は減少する。このときの電流は図123に示した経路で流れる。経路は交流電源1 →リアクトル2 b →スイッチ素子8 a →スイッチ素子8 c →ダイオード6 c →平滑コンデンサ4 →スイッチ素子6 b →スイッチ素子5 c →スイッチ素子5 a →リアクトル2 a →交流電源1である。この間、直流コンデンサ3および直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧V<sub>c2</sub>、V<sub>c3</sub>は一定電圧となる。この間の電流変化量Δi<sub>ac24</sub>は以下の式(168)で表わされ、負の値となる。

$$[0369] \Delta i_{ac24} = ( ( |v_{ac}| - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{24} - t_{23} ) \quad \cdot \cdot (168)$$

[0370] t<sub>24</sub> < t ≤ t<sub>25</sub>の第5の期間では、スイッチ素子5 a、8 b、8 cがオン状態であり、交流電源1の電流|i<sub>ac</sub>|は増加する。このときの電流は図124に示した経路で流れる。経路は交流電源1 →リアクトル2 b →スイッチ素子8 b →直流コンデンサ9 →スイッチ素子8 c →ダイオード6 c →平滑コンデンサ4 →スイッチ素子6 b →スイッチ素子5 c →スイッチ素子5 a →リアクトル2 a →交流電源1である。この間、直流コンデンサ9には放電方向に電流が流れるため、電圧V<sub>c3</sub>は減少し、直流コンデンサ3には電流が流れないため、電圧V<sub>c2</sub>は一定電圧となる。この間の電流変化量Δi<sub>ac25</sub>は以下の式(169)で表わされ、正の値となる。

$$[0371] \Delta i_{ac25} = ( ( |v_{ac}| + V_{c3} - V_{c1} ) / L ) \cdot ( t_{25} - t_{24} )$$

・ ・ (169)

[0372]  $t_{25} < t \leq T_{sw}$ の第6の期間では、スイッチ素子5a、8cがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図125に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2b→スイッチ素子8a→スイッチ素子8c→ダイオード6c→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6b→スイッチ素子5c→スイッチ素子5a→リアクトル2a→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3および直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac26}$ は以下の式(170)で表わされ、負の値となる。

$$[0373] \Delta i_{ac26} = ( (|v_{ac}| - V_{c1}) / L ) \cdot (T_{sw} - t_{25}) \cdot \cdot \cdot (170)$$

[0374] このとき、 $\Delta i_{ac21} = -\Delta i_{ac22}$ であるとして、0から $t_{22}$ までの期間に対する、0から $t_{21}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{21}$ は式(171)で、 $t_{21}$ から $t_{22}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{22}$ は式(172)で表わされる。

$$[0375] D_{21} = (V_{c2} + V_{c3} - |v_{ac}|) / (V_{c1} + V_{c2}) \cdot \cdot \cdot (171)$$

$$D_{22} = 1 - D_{21} \cdot \cdot \cdot (172)$$

[0376] また、 $\Delta i_{ac23} = -\Delta i_{ac24}$ であるとして、 $t_{22}$ から $t_{24}$ までの期間に対する、 $t_{22}$ から $t_{23}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{23}$ は式(173)で、 $t_{23}$ から $t_{24}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{24}$ は式(174)で表わされる。

$$[0377] D_{23} = (V_{c1} - |v_{ac}|) / V_{c2} \cdot \cdot \cdot (173)$$

$$D_{24} = 1 - D_{23} \cdot \cdot \cdot (174)$$

[0378] また、 $\Delta i_{ac25} = -\Delta i_{ac26}$ であるとして、 $t_{24}$ から $T_{sw}$ までの期間に対する、 $t_{24}$ から $T_{sw}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{25}$ は式(175)で、 $t_{24}$ から $t_{25}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{26}$ は式(176)で表わされる。

$$[0379] \quad D_{25} = (V_{c1} - |v_{ac}|) / V_{c3} \quad \cdot \cdot \quad (175)$$

$$D_{26} = 1 - D_{25} \quad \cdot \cdot \quad (176)$$

[0380] 図126に交流電源1の負の半波かつ、領域3における、2スイッチング周期 $2T_{sw}$ 期間中の動作模式図を示す。1スイッチング周期 $T_{sw}$ を2つの期間に分割して高周波PWMにて駆動を行う。

[0381]  $0 < t \leq t_{31}$ の第1の期間では、スイッチ素子5a、5d、8cがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図127に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2b→スイッチ素子8a→スイッチ素子8c→ダイオード6c→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6b→スイッチ素子5d→直流コンデンサ3→スイッチ素子5a→リアクトル2a→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には放電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c2}$ は減少し、直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac31}$ は以下の式(177)で表わされ、正の値となる。

$$[0382] \quad \Delta i_{ac31} = ((|v_{ac}| + V_{c2} - V_{c1}) / L) \cdot t_{31} \quad \cdot \cdot \quad (177)$$

[0383]  $t_{31} < t \leq T_{sw}$ の第2の期間では、スイッチ素子8cがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図128に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2b→スイッチ素子8a→スイッチ素子8c→ダイオード6c→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6b→スイッチ素子5c→直流コンデンサ3→スイッチ素子5b→リアクトル2a→交流電源1である。この間、直流コンデンサ3には、充電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c2}$ は増加し、直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧 $V_{c3}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac32}$ は以下の式(178)で表わされ、負の値となる。

$$[0384] \quad \Delta i_{ac32} = ((|v_{ac}| - V_{c2} - V_{c1}) / L) \cdot (T_{sw} - t_{31})$$

$$\cdot \cdot \quad (178)$$

[0385]  $T_{sw} < t \leq t_{32}$ の第3の期間では、スイッチ素子5 a、8 b、8 cがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は増加する。このときの電流は図129に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2 b→スイッチ素子8 b→直流コンデンサ9→スイッチ素子8 c→ダイオード6 c→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6 b→スイッチ素子5 c→スイッチ素子5 a→リアクトル2 a→交流電源1である。この間、直流コンデンサ9には放電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c3}$ は減少し、直流コンデンサ3には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac33}$ は以下の式(179)で表わされ、正の値となる。

$$[0386] \Delta i_{ac33} = ( (|v_{ac}| + V_{c3} - V_{c1}) / L ) \cdot (t_{32} - T_{sw}) \quad \cdot \cdot (179)$$

[0387]  $t_{32} < t \leq 2T_{sw}$ の第4の期間では、スイッチ素子5 aがオン状態であり、交流電源1の電流 $|i_{ac}|$ は減少する。このときの電流は図130に示した経路で流れる。経路は交流電源1→リアクトル2 b→スイッチ素子8 a→直流コンデンサ9→スイッチ素子8 d→ダイオード6 c→平滑コンデンサ4→スイッチ素子6 b→スイッチ素子5 c→スイッチ素子5 a→リアクトル2 a→交流電源1である。この間、直流コンデンサ9には、充電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c3}$ は増加し、直流コンデンサ3には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ は一定電圧となる。この間の電流変化量 $\Delta i_{ac34}$ は以下の式(180)で表わされ、負の値となる。

$$[0388] \Delta i_{ac34} = ( (|v_{ac}| - V_{c3} - V_{c1}) / L ) \cdot (2T_{sw} - t_{32}) \quad \cdot \cdot (180)$$

[0389] このとき、 $\Delta i_{ac31} = -\Delta i_{ac32}$ であるとして、0から $T_{sw}$ までの期間に対する、0から $t_{31}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{31}$ は式(181)で、 $t_{31}$ から $t_{32}$ までの期間の割合である理論デューティ $D_{32}$ は式(182)で表わされる。

$$[0390] D_{31} = (V_{c1} + V_{c2} - |v_{ac}|) / 2V_{c2} \quad \cdot \cdot (181)$$

$$D_{32} = 1 - D_{31} \quad \dots (182)$$

[0391] また、 $\Delta i_{ac33} = -\Delta i_{ac34}$  であるとして、 $T_{sw}$  から  $2T_{sw}$  までの期間に対する、 $T_{sw}$  から  $t_{32}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{33}$  は式 (183) で、 $t_{32}$  から  $2T_{sw}$  までの期間の割合である理論デューティ  $D_{34}$  は式 (184) で表わされる。

$$D_{33} = (V_{c1} + V_{c3} - |v_{ac}|) / 2V_{c3} \quad \dots (183)$$

$$D_{34} = 1 - D_{33} \quad \dots (184)$$

[0393] 以上より、領域 1 において、式 (127) ~ 式 (132) で表わされる正の半波の理論デューティ  $D_{11} \sim D_{16}$  と、式 (159) ~ 式 (164) で表わされる負の半波の理論デューティ  $D_{11} \sim D_{16}$  は同じ計算式となる。

同様に、領域 2 において、式 (139) ~ 式 (144) で表わされる正の半波の理論デューティ  $D_{21} \sim D_{26}$  と、式 (171) ~ (176) で表わされる負の半波の理論デューティ  $D_{21} \sim D_{26}$  は同じ計算式となる。

同様に、領域 3 において、式 (149) ~ 式 (152) で表わされる正の半波の理論デューティ  $D_{31} \sim D_{34}$  と、式 (181) ~ 式 (184) で表わされる負の半波の理論デューティ  $D_{31} \sim D_{34}$  は同じ計算式となる。

[0394] これら理論デューティに係る各関係式を満たすことにより、単相インバータ 300、400 の 1 スイッチング周期  $T_{sw}$  内の前述した一対の期間において、直流コンデンサ 3、9 は充電および放電の動作を行い、かつその充電量と放電量とが等しくなる。

[0395] ところで、交流電源 1 の周波数 50 ~ 60 Hz に対して、単相インバータ 300、400 のスイッチング周波数は、通例 10 kHz 以上であるので、以上のことから、直流コンデンサ 3、9 は、交流電源 1 の長大な周期と関係なく、単相インバータ 300、400 の短い 1 スイッチング周期内で充放電の動作を完了するので、充放電量そのものが低減し、リップル電圧を抑制するため直流コンデンサ 3、9 に要求される容量を大幅に低減することが出来る。

[0396] また、図 93、図 100 等から分かる通り、リアクトル 2a、2b の印加

電圧周波数は、単相インバータ300、400のスイッチング周波数（ $1/T_{sw}$ ）に対し、領域1、2では3倍になるので、単相インバータのスイッチング周波数を同じと仮定すると、先の実施の形態1の場合と比較して、リアクトル2a、2bを一層小型化することが可能となる。

[0397] また、単相コンバータ200のスイッチング周波数を単相インバータ300、400のスイッチング周波数と同一としているので、単相インバータのスイッチング周波数を同じとすると、先の実施の形態2の場合に比較し、単相コンバータ200に発生するスイッチング損失を低減することが出来る。

[0398] 次に、これら理論デューティの関係を現実に補償すべく、各スイッチ素子をスイッチング駆動するゲート信号の生成を担う制御部100の構成を図131に示す。但し、先の実施の形態2の場合と異なるのは、図93等で説明した通り、単相インバータ300、400の1スイッチング周期内を複数の期間に分割する際の分割数が、実施の形態2では最大8つであったのに対し、この実施の形態3では、最大6つとしている点のみである。

しかし、ここでは、念の為、実施の形態3の場合の制御部100の構成および動作について図131以下を参照して説明する。

[0399] 図131に示すように、制御部100は、理論デューティ演算器110、フィードバックデューティ演算器120、加減算器130、ゲート信号演算器140、動作領域判定器150、およびゲート信号選択器160から構成される。

[0400] 理論デューティ演算器110は、領域1理論デューティ演算器111、領域2理論デューティ演算器112、および領域3理論デューティ演算器113から構成され、領域1～3の理論式を用いて理論デューティを演算する。

[0401] 領域1理論デューティ演算器111は、式(127)～式(132)もしくは式(159)～式(164)により理論デューティ $D_{11}$ ～ $D_{16}$ を演算する。領域2理論デューティ演算器112は、式(139)～式(144)もしくは式(171)～式(176)により理論デューティ $D_{21}$ ～ $D_{26}$ を演算する。領域3理論デューティ演算器113は、式(149)～(1

52) もしくは式(181)～式(184)により理論デューティ $D_{31}$ ～ $D_{34}$ を演算する。

[0402] 各理論デューティは、交流電圧検出部10の検出値である交流電源1の電圧 $v_{ac}$ もしくは交流電源1の理想電圧値 $v_{ac}^*$ 、直流コンデンサ電圧検出部12の検出値である直流コンデンサ3の電圧 $V_{c2}$ もしくは直流コンデンサ3の直流コンデンサ電圧指令値 $v_{c2}^*$ 、直流コンデンサ電圧検出部14の検出値である直流コンデンサ9の電圧 $V_{c3}$ もしくは直流コンデンサ9の直流コンデンサ電圧指令値 $v_{c3}^*$ 、直流電圧検出部13の検出値である平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ もしくは平滑コンデンサ4の直流電圧指令値 $V_{c1}^*$ をもとに算出する。図131は、各電圧検出部の検出値をもとに演算する場合を記載している。

なお、直流コンデンサ3の電圧 $V_{c2}$ および直流コンデンサ9の電圧 $V_{c3}$ は、理想的には同一電圧となるため、それらの平均電圧 $V_{sub} = (V_{c2} + V_{c3}) / 2$ を用いてもよい。

[0403] フィードバックデューティ演算器120は、図132に示した構成となる。平滑コンデンサ4の直流電圧検出値 $V_{c1}$ と直流電圧指令値 $V_{c1}^*$ との偏差を減算器で演算した後、PI制御器によりPI制御し、リミッタを設けて交流電源1の電流振幅指令値 $\sqrt{2} i_{ac}^*$ を演算する。

一方、交流電源1の交流電圧検出値 $v_{ac}$ から、PLL(Phase Locked Loop)により $v_{ac}$ と位相の同期した位相 $\theta$ を演算する。その後、位相 $\theta$ を正弦波とし、交流電源1の電流振幅指令値 $\sqrt{2} i_{ac}^*$ と掛け合わせ交流電源1の交流電流指令値 $i_{ac}^*$ を演算する。

[0404] その後、交流電流指令値 $i_{ac}^*$ と交流電流検出値 $i_{ac}$ との偏差をPI制御器によりPI制御し、直流コンデンサ電圧の平均値 $V_{sub}$ で割った後、リミッタを設けることでフィードバックデューティDFBを得る。

[0405] 加減算器130は、理論デューティ演算器110の演算結果にフィードバックデューティDFBを加算・減算する。DFBが増加すると交流電源1の電流 $i_{ac}$ を増加させる方向に制御するため、D11、D13、D15、D

21、D23、D25、D31、D33に対してDFBを加算器131、133、135により足し込み、D12、D14、D16、D22、D24、D26、D32、D34に対してDFBを減算器132、134、136で減算する。これらの演算結果はゲート信号演算器140に入力される。

[0406] ゲート信号演算器140の構成図を図133に示す。ゲート信号演算器140は、領域1ゲート信号演算器141、領域2ゲート信号演算器142、および領域3ゲート信号演算器143から構成され、入力されたデューティから各スイッチング周期のゲート信号を演算する。

[0407] 領域1ゲート信号演算器141は、6つのコンパレータとキャリア信号 $cararea1$ から構成され、入力信号である $D11+DFB$ 、 $D12-DFB$ 、 $D13+DFB$ 、 $D14-DFB$ 、 $D15+DFB$ 、 $D16-DFB$ とキャリア信号 $cararea1$ を各コンパレータで比較し、第1の期間の信号G11、第2の期間の信号G12、第3の期間の信号G13、および第4の期間の信号G14、第5の期間の信号G15、第6の期間の信号G16を生成する。

[0408] 領域2ゲート信号演算器142は、6つのコンパレータとキャリア信号 $cararea2$ から構成され、入力信号である $D21+DFB$ 、 $D22-DFB$ 、 $D23+DFB$ 、 $D24-DFB$ 、 $D25+DFB$ 、 $D26-DFB$ とキャリア信号 $cararea2$ を各コンパレータで比較し、第1の期間の信号G21、第2の期間の信号G22、第3の期間の信号G23、および第4の期間の信号G24、第5の期間の信号G25、第6の期間の信号G26を生成する。

[0409] 領域3ゲート信号演算器143は、4つのコンパレータとキャリア信号 $cararea3$ から構成され、入力信号である $D31+DFB$ 、 $D32-DFB$ 、 $D33+DFB$ 、 $D34-DFB$ とキャリア信号 $cararea3$ を各コンパレータで比較し、第1の期間の信号G31、第2の期間の信号G32、第3の期間の信号G33、第4の期間の信号G34を生成する。

それぞれの信号はゲート信号選択器160に入力され、各スイッチ素子の

ゲート信号に分配される。

[0410] 絶対値演算器 170 は、交流電源 1 の電圧検出値  $v_{ac}$  の絶対値  $|v_{ac}|$  を演算し動作領域判定器 150 に出力する。

動作領域判定器 150 は、交流電源 1 の交流電圧検出値  $v_{ac}$  の絶対値  $|v_{ac}|$  と、直流コンデンサ 3 の直流コンデンサ電圧検出値  $V_{c2}$  もしくは直流コンデンサ 9 の直流コンデンサ電圧検出値  $V_{c3}$  と、平滑コンデンサ 4 の直流電圧検出値  $V_{c1}$  の大小関係を比較し、上記の領域 1~3 を判定し、領域信号  $sigarea$  を演算する。

直流コンデンサ 3 の直流コンデンサ電圧検出値  $V_{c2}$  もしくは直流コンデンサ 9 の電圧  $V_{c3}$  のかわりに、直流コンデンサ電圧指令値  $V_{c2*}$ 、 $V_{c3*}$  を用いても構わないし、直流コンデンサ平均電圧  $V_{sub}$  を用いても構わない。

[0411] ゲート信号選択器 160 は、動作領域判定器 150 の出力である領域信号  $sigarea$  を用いて、ゲート信号演算器 140 の出力を各スイッチ素子に割り当てる。

[0412] 図 131 に示した制御部 100 では、領域 1 および領域 2 は、スイッチング周期  $T_{sw}$  を 6 つの期間に分割し、領域 3 は、スイッチング周期  $T_{sw}$  を 2 つの期間に分割して制御を行う。

例として、正の半波領域 1 におけるゲートパターン図を図 134 に示す。正の半波領域 3 におけるゲートパターン図を図 135 に示す。

[0413] 領域 1 および領域 2 では、スイッチング周期  $T_{sw}$  およびその  $1/3$  周期を一定とし、その間のオン時間割合を制御する。即ち、図 134 において、時刻 0、 $t_{12}$ 、 $t_{14}$ 、 $T_{sw}$  を固定し、制御部 100 により  $t_{11}$ 、 $t_{13}$ 、 $t_{15}$  (制御軸) を制御する。

[0414] 領域 3 では、スイッチング周期  $T_{sw}$  を一定とし、その間のオン時間割合を制御する。基準となるスイッチング周期が一定となり、PWM (Pulse Width Modulation) 制御を用いることができる。スイッチング周期  $T_{sw}$  を一定とし、その間のオン時間割合を制御する。即ち、

図135において、時刻0、 $T_{sw}$ 、 $2T_{sw}$ を固定し、 $t_{31}$ および $t_{32}$ （制御軸）を制御する。

[0415] 以上のように、この発明の実施の形態3の電力変換装置における制御部100は、単相インバータ300および単相インバータ400の1スイッチング周期 $T_{sw}$ を単相コンバータ200の1スイッチング周期と同じとし、交流電源1の電流が前半で増加し後半で減少する一对の期間を1または3対有する偶数の期間に分割し、一对の期間において交流電源1の電流の前半での増加量と後半での減少量とが等しくなるよう一对の期間の時間幅に対する前半の時間幅に相当する理論デューティ1と一对の期間の時間幅に対する後半の時間幅に相当する理論デューティ2とを演算する理論デューティ演算器110、および理論デューティ1と理論デューティ2とに基づき単相インバータ300および単相インバータ400のスイッチ素子と単相コンバータ200のスイッチ素子とをスイッチング駆動するゲート信号を演算するゲート信号演算器140を備えることで、単相インバータ300および単相インバータ400の1スイッチング周期 $T_{sw}$ 内で直流コンデンサ3および単相インバータ400の充電および放電の動作を行い、かつ、その充電量と放電量とが等しくなるようにしたので、直流コンデンサ3および直流コンデンサ9は、交流電源1の長大な周期と関係なく、単相インバータ300、単相インバータ400の短い1スイッチング周期内で充放電の動作を完了するので、充放電量そのものが低減し、リップル電圧を抑制するため直流コンデンサ3および直流コンデンサ9に要求される容量を大幅に低減することが出来、装置の小型化が実現する。

[0416] また、制御部100は、直流電圧指令値と直流電圧検出値との偏差に基づき交流電流指令値を生成する電圧制御器、および交流電流指令値と交流電流検出値との偏差に基づきフィードバックデューティを演算するフィードバックデューティ演算器120を備え、ゲート信号演算器140により、このフィードバックデューティを理論デューティ1に加算し理論デューティ2から減算して求めたデューティに基づきゲート信号を演算するようにしたので、

平滑コンデンサ4の電圧を所望の直流電圧指令値に保つ定電圧制御が可能となる。

[0417] また、制御部100は、単相インバータ300および単相インバータ400の1スイッチング周期内の期間の分割数を、交流電源1の電圧 $v_{ac}$ と平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ と直流コンデンサ3の電圧 $V_{c2}$ と直流コンデンサ9の電圧 $V_{c3}$ の大小関係によって決まる領域1、2、3に応じて設定するようにしたので、各スイッチ素子をこれら電圧関係に適応した適切なゲートパターンによりスイッチング制御することが可能となる。

[0418] また、制御部100は、単相インバータ300と単相インバータ400と単相コンバータ200のスイッチングタイミングを互いにずらすように各スイッチ素子を制御するようにしたので、リアクトル2aおよび2bの印加電圧周波数を単相インバータ300、単相インバータ400や単相コンバータ200のスイッチング周波数よりも高周波化することが可能となる。

この結果、リアクトル2a、2bの電圧時間積である $VT$ 積を一般的な構成比で低減することが可能となり、必要なインダクタンス値を原理的に低減することができる。一般的に、リアクトル2a、2bにおいては、コアサイズの小型化や巻数の低減によりインダクタンス値を低減することとなるので、結果として、リアクトル2a、2bの小型化が実現する。

[0419] なお、実施の形態3に示した電力変換装置においては、単相コンバータ200の上アームをダイオード6a、6cで構成したが、下アーム同様にスイッチ素子で構成してもかまわない。これにより、実施の形態3に示したダイオード6a、6cの導通期間において、スイッチ素子をオン状態とすることでいわゆる同期整流動作を行うこともできる。

同様に、単相インバータ300、単相インバータ400のスイッチ素子5a~5d、8a~8dおよび単相コンバータ200のスイッチ素子6b、6dにおいて、並列に接続されたダイオードが導通している際に、スイッチ素子をオンすることで同期整流動作を行うことができる。

MOSFETを用いた場合の同期整流動作では、並列ダイオードの電圧降

下よりもスイッチ素子のオン抵抗による電圧降下が小さい場合はスイッチ素子に電流が流れ、導通損失を低減することが可能となる。また、単相インバータ200の上アームをスイッチ素子で構成することにより、平滑コンデンサ4から交流電源1への電力供給が可能となる。

[0420] また、領域1、領域2、領域3において、各領域のスイッチング周期 $T_{sw}$ を一定の値としてもかまわないし、それぞれ個別の値としてもかまわない。例えば、領域1および領域2のスイッチング周期を一定とし、領域3のスイッチング周期を領域1、領域2の半分に設定してもよい。これにより、全ての領域においてリアクトル2a、2bの印加電圧周波数が一定となる。一定の印加電圧周波数とすることで、ノイズ対策や安定した制御の構築が容易となる。また、いずれかのスイッチ素子のオン時間を固定し、スイッチング周波数を可変するPFM (Pulse Frequency Modulation) 制御を用いて駆動してもかまわない。

[0421] また、交流電源1のPN両側線にリアクトル2a、2bを有した構成としたが、P側線もしくはN側線のみ接続してもかまわない。また、単相インバータ300、単相インバータ400と単相インバータ200との間に接続してもかまわない。

[0422] 更に、先の図35に示したように、整流回路であるダイオードブリッジを用いた構成としてもかまわない。

また、実施の形態3において、単相インバータを2台有した構成としたが、単相インバータを3台以上有した構成としてもよい。

[0423] また、平滑コンデンサ4と並列に直流電圧源もしくは平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ を制御するDC/DCコンバータ等が接続される場合、図132に示したフィードバックデューティ演算器120では、 $V_{c1}$ 一定制御を行わず、予め定めた交流電源1の電流振幅指令値 $\sqrt{2}I_{ac*}$ をもって電流制御のみを行っても構わない。

この場合、高力率運転の制御が可能となる。

[0424] 更に、交流電源を三相電源とすることも出来る。この場合は、単相インバ

ータは、各相に2台以上有する構成とする。

[0425] 実施の形態4.

先の実施の形態1～3では、単相インバータ300や単相インバータ400の直流コンデンサ3、9における充電量と放電量とが等しいとする条件が成立するものとして、直流コンデンサ電圧 $V_{c2}$ や $V_{c3}$ の電圧調整手段を持たない制御システムを説明したが、本実施の形態4では、この直流コンデンサ電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ の電圧調整手段を備えた制御システムについて説明する。

[0426] 本実施の形態4で想定する条件とは、回路損失や単相インバータ300と単相インバータ400のスイッチング $duty$ への外乱等により、直流コンデンサ3、9の充電量と放電量とが若干量でも異なる場合が該当する。

[0427] 図136は、この発明の実施の形態4による電力変換装置の回路構成図である。図136に示すように、電力変換装置は、交流電源1の交流電圧、交流電力を直流電圧、直流電力に変換して平滑コンデンサ4に出力するための主回路と制御部100を有する。

なお、この図136に示す構成は、先の実施の形態2と全く同一であり、再度の説明は省略する。

[0428] 但し、上述したように、ここでは、直流コンデンサ電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ との電圧調整手段を備えた制御システムを扱う関係で、以下および本願請求項では、単相インバータ300を第一インバータ、単相インバータ400を第二インバータ、直流コンデンサ3を第一直流コンデンサ、直流コンデンサ9を第二直流コンデンサ9と適宜呼称するものとする。

[0429] 図137および図138に基づき、各電圧の関係により決まる領域1、領域2および領域3に区分して制御する点は先の実施の形態2と同じであり説明は省略する。

なお、先の実施の形態1でも触れた通り、領域1、2を領域A、領域3を領域Bとも適宜呼称する。

[0430] また、本構成での基本的な動作は、先の実施の形態2と同様であり、交流

電源 1 の正の半波の領域 1 ~ 3 における駆動方式と電流経路、また交流電源 1 の負の半波の領域 1 ~ 3 における駆動方式と電流経路は実施の形態 2 と同様であるため個々の説明を省略する。

[0431] 先の実施の形態 2 と異なる点は、直流コンデンサの充放電量を調整する動作であり、その動作原理を、交流電源 1 の正の半波の領域 1 ~ 3 と交流電源 1 の負の半波の領域 1 ~ 3 の 6 つの領域に分けて説明する。

[0432] 図 139 は、交流電源 1 の正の半波、かつ領域 1 における、インバータの 1 スイッチング周期  $2T_{sw}$  (コンバータの 2 スイッチング周期に相当する) 期間中の動作状態を示す動作モード図である。但し、これら動作波形は、先の実施の形態 2 の図 39 で説明した内容と同一であり、それ自体の再度の説明は省略する。

[0433] ここでは、先の実施の形態 1 の図 33 で説明した、制御軸を取り上げる。即ち、制御軸は、交流電源 1 の電流に関し、その電流増加期間と電流減少期間との境界を決めるタイミングに相当し、図 139 では、先の実施の形態 2 と同様、インバータ 300、400 の 1 スイッチング周期  $2T_{sw}$  を 4 対 8 つの期間に分割することで、第一制御軸  $t_{11}$ 、第二制御軸  $t_{13}$ 、第三制御軸  $t_{14}$  および第四制御軸  $t_{16}$  の 4 つの制御軸を設定している。

[0434] そして、先の実施の形態 2 では、平滑コンデンサ 4 の電圧  $V_{c1}$  を一定に保つため、図 87 で示したように、第一制御軸  $t_{11}$  および第二制御軸  $t_{13}$  の両者を対象にフィードバックデューティ  $DFB$  を反映させ単相インバータ 300 へのゲート信号を作成し、同様に、第三制御軸  $t_{14}$  および第四制御軸  $t_{16}$  の両者を対象にフィードバックデューティ  $DFB$  を反映させ単相インバータ 400 へのゲート信号を作成していた。

[0435] この実施の形態 4 では、後述するように、フィードバックデューティ  $DFB$  を反映させる制御軸によって、直流コンデンサ 3、9 の電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  を増減させる傾向が異なることに着目し、取り得る複数の制御軸の中から、このフィードバックデューティ  $DFB$  を反映させる制御軸を適切に選択することにより、直流電圧  $V_{c1}$  を一定に保つと共に、直流コンデンサ 3、9

の電圧 $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$ も一定に保つことが出来る制御方式を提供するものである。

以下、具体的な制御方式について詳細に説明する。

[0436] 図139において、先ず、単相インバータ300の第一直流コンデンサ3の電圧 $V_{c2}$ の制御原理を説明する。期間 $0 \sim T_{sw}$ において、第一直流コンデンサ3は、期間 $t_{11} \sim t_{12}$ において放電するため電圧 $V_{c2}$ は減少し、期間 $t_{13} \sim T_{sw}$ において充電されるため電圧 $V_{c2}$ は増加する。

電圧 $V_{c2}$ の増減はこの $0 \sim T_{sw}$ における合計量で考える。なお、制御軸は $t_{11}$ （第一制御軸）と $t_{13}$ （第二制御軸）であり、本実施の形態4ではこの $t_{11}$ と $t_{13}$ のどちらかを選択して増減を調整する。

[0437] (1)  $t_{11}$ を選択して増加させる場合、 $i_{ac}$ は増加して、 $V_{c2}$ は増加する。

ここで、 $t_{11}$ を増加させる場合とは、直流電圧 $V_{c1}$ を一定にするため、フィードバックデューティ演算器120の動作で交流電流 $i_{ac}$ を増加させるようフィードバックデューティDFBが+値で出力される場合に相当する。

従って、この(1)の現象は、この+値のDFBを第一制御軸 $t_{11}$ に反映させることで $t_{11}$ を増加させると、交流電流 $i_{ac}$ が増加すると共に電圧 $V_{c2}$ は増加することを示している。

[0438] (2)  $t_{11}$ を選択して減少させる場合、 $i_{ac}$ は減少して、 $V_{c2}$ は減少する。

同様の考え方で、 $t_{11}$ を減少させる場合とは、直流電圧 $V_{c1}$ を一定にするため、フィードバックデューティ演算器120の動作で交流電流 $i_{ac}$ を減少させるようフィードバックデューティDFBが一値で出力される場合に相当する。

従って、この(2)の現象は、この一値のDFBを第一制御軸 $t_{11}$ に反映させることで $t_{11}$ を減少させると、交流電流 $i_{ac}$ が減少すると共に電圧 $V_{c2}$ は減少することを示している。

[0439] 以上は、DFBを第一制御軸 $t_{11}$ に反映させた場合であるが、DFBを第一制御軸 $t_{11}$ ではなくもう一つの第二制御軸 $t_{13}$ に反映させると、以下の(3)(4)に示すように、交流電流 $i_{ac}$ と電圧 $V_{c2}$ との増減傾向が異なったものとなる。

(3)  $t_{13}$ を選択して増加させる場合、 $i_{ac}$ は増加して、 $V_{c2}$ は減少する。

(4)  $t_{13}$ を選択して減少させる場合、 $i_{ac}$ は減少して、 $V_{c2}$ は増加する。

[0440] ここで、交流電流 $i_{ac}$ の増減の指令、即ち、交流電流増減指令は、上述の通り、フィードバックデューティDFBが相当する。DFBが+値の場合は交流電流 $i_{ac}$ を増加させ、DFBが-値の場合は交流電流 $i_{ac}$ を減少させるよう動作する。

また、電圧 $V_{c2}$ の増減の指令、即ち、第一直流コンデンサ電圧増減指令は、後段の図167および図169に示すように、第一直流コンデンサ電圧検出値 $V_{c2}$ と第一直流コンデンサ電圧指令値 $V_{c2}^*$ との偏差 $\Delta V_{c2}$ が相当する。偏差 $\Delta V_{c2}$ が+値の場合は第一直流コンデンサ電圧 $V_{c2}$ を減少させ、偏差 $\Delta V_{c2}$ が-値の場合は第一直流コンデンサ電圧 $V_{c2}$ を増加させるよう動作する。

[0441] 従って、交流電流 $i_{ac}$ に係る交流電流増減指令と第一直流コンデンサ電圧 $V_{c2}$ に係る第一直流コンデンサ電圧増減指令に応じて、上記4つの動作パターンに従って第一制御軸 $t_{11}$ と第二制御軸 $t_{13}$ のいずれかの制御軸を選択して増減することで、第一直流コンデンサ電圧 $V_{c2}$ を一定に制御することができる。

[0442] 以上、第一直流コンデンサ電圧 $V_{c2}$ に関して詳述したと同様の動作原理で、以下、第二直流コンデンサ電圧 $V_{c3}$ を一定に制御する場合の動作を簡単に説明する。

[0443] 図139において、期間 $T_{sw} \sim 2T_{sw}$ において、第二直流コンデンサ9は期間 $t_{14} \sim t_{15}$ において放電するため電圧 $V_{c3}$ は減少し、期間 $t$

16～2Tswにおいて充電されるため電圧Vc3は増加する。電圧Vc3の増減はこのTsw～2Tswにおける合計量で考える。なお、制御軸はt14（第三制御軸）とt16（第四制御軸）であり、このt14とt16のどちらかを選択して増減を調整する。

- [0444] t14を選択して増加させる場合、iacは増加して、Vc3は増加する。  
t14を選択して減少させる場合、iacは減少して、Vc3は減少する。  
t16を選択して増加させる場合、iacは増加して、Vc3は減少する。  
t16を選択して減少させる場合、iacは減少して、Vc3は増加する。
- [0445] 従って、交流電流iacに係る交流電流増減指令と第二直流コンデンサ電圧Vc3に係る第二直流コンデンサ電圧増減指令に応じて、上記4つの動作パターンに従って第三制御軸t14と第四制御軸t16のいずれかの制御軸を選択して増減することで、第二直流コンデンサ電圧Vc3を一定に制御することができる。
- [0446] 次に、図140は、交流電源1の正の半波、かつ領域2における、インバータの1スイッチング周期2Tsw（コンバータの2スイッチング周期）期間中の動作状態を示す動作モード図である。但し、これら動作波形は、先の実施の形態2の図48で説明した内容と同一であり、それ自体の再度の説明は省略する。
- [0447] 図140では、先の実施の形態2と同様、インバータ300、400の1スイッチング周期2Tswを4対8つの期間に分割することで、第一制御軸t21、第二制御軸t23、第三制御軸t24および第四制御軸t26の4つの制御軸を設定している。
- [0448] そして、先の実施の形態2では、平滑コンデンサ4の電圧Vc1を一定に保つため、図87で示したように、第一制御軸t21および第二制御軸t23の両者を対象にフィードバックデューティDFBを反映させ単相インバータ300へのゲート信号を作成し、同様に、第三制御軸t24および第四制御軸t26の両者を対象にフィードバックデューティDFBを反映させ単相インバータ400へのゲート信号を作成していた。

[0449] この実施の形態4では、後述するように、フィードバックデューティDFBを反映させる制御軸によって、直流コンデンサ3、9の電圧 $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$ を増減させる傾向が異なることに着目し、取り得る複数の制御軸の中から、このフィードバックデューティDFBを反映させる制御軸を適切に選択することにより、直流電圧 $V_{c1}$ を一定に保つと共に、直流コンデンサ3、9の電圧 $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$ も一定に保つことが出来る制御方式を提供するものである。

以下、具体的な制御方式について詳細に説明する。

[0450] 図140において、まず、単相インバータ300の第一直流コンデンサ3の電圧 $V_{c2}$ の制御原理を説明する。期間 $0 \sim T_{sw}$ において、第一直流コンデンサ3は、期間 $0 \sim t_{21}$ において充電されるため電圧 $V_{c2}$ は増加し、期間 $t_{22} \sim t_{23}$ において放電するため $V_{c2}$ は減少する。

電圧 $V_{c2}$ の増減はこの $0 \sim T_{sw}$ における合計量で考える。なお、制御軸は $t_{21}$ （第一制御軸）と $t_{23}$ （第二制御軸）であり、本実施の形態4ではこの $t_{21}$ と $t_{23}$ のどちらかを選択して増減を調整する。

[0451]  $t_{21}$ を選択して増加させる場合、 $i_{ac}$ は増加して、 $V_{c2}$ は増加する。  
。  
 $t_{21}$ を選択して減少させる場合、 $i_{ac}$ は減少して、 $V_{c2}$ は減少する。  
。  
 $t_{23}$ を選択して増加させる場合、 $i_{ac}$ は増加して、 $V_{c2}$ は減少する。  
。  
 $t_{23}$ を選択して減少させる場合、 $i_{ac}$ は減少して、 $V_{c2}$ は増加する。  
。

[0452] 従って、先の領域1の場合と同様、交流電流 $i_{ac}$ に係る交流電流増減指令と第一直流コンデンサ電圧 $V_{c2}$ に係る第一直流コンデンサ電圧増減指令に応じて、上記4つの動作パターンに従って第一制御軸 $t_{21}$ と第二制御軸 $t_{23}$ のいずれかの制御軸を選択して増減することで、第一直流コンデンサ電圧 $V_{c2}$ を一定に制御することができる。

[0453] 次に、第二直流コンデンサ電圧  $V_{c3}$  を一定に制御する場合の動作を簡単に説明する。

図140において、期間  $T_{sw} \sim 2T_{sw}$  において、第二直流コンデンサ9は期間  $T_{sw} \sim t_{24}$  において充電されるため電圧  $V_{c3}$  は増加し、期間  $t_{25} \sim t_{26}$  において放電するため電圧  $V_{c3}$  は減少する。電圧  $V_{c3}$  の増減はこの  $T_{sw} \sim 2T_{sw}$  における合計量で考える。なお、制御軸は  $t_{24}$  (第三制御軸) と  $t_{26}$  (第四制御軸) であり、この  $t_{24}$  と  $t_{26}$  のどちらかを選択して増減を調整する。

- [0454]  $t_{24}$  を選択して増加させる場合、 $i_{ac}$  は増加して、 $V_{c3}$  は増加する。
- - $t_{24}$  を選択して減少させる場合、 $i_{ac}$  は減少して、 $V_{c3}$  は減少する。
  - 
  - $t_{26}$  を選択して増加させる場合、 $i_{ac}$  は増加して、 $V_{c3}$  は減少する。
  - 
  - $t_{26}$  を選択して減少させる場合、 $i_{ac}$  は減少して、 $V_{c3}$  は増加する。
  -

[0455] 従って、交流電流  $i_{ac}$  に係る交流電流増減指令と第二直流コンデンサ電圧  $V_{c3}$  に係る第二直流コンデンサ電圧増減指令に応じて、上記4つの動作パターンに従って第三制御軸  $t_{24}$  と第四制御軸  $t_{26}$  のいずれかの制御軸を選択して増減することで、第二直流コンデンサ電圧  $V_{c3}$  を一定に制御することができる。

[0456] 次に、図141は、交流電源1の正の半波、かつ領域3における、インバータの1スイッチング周期  $2T_{sw}$  (コンバータの2スイッチング周期) 期間中の動作状態を示す動作モード図である。但し、これら動作波形は、先の実施の形態2の図57で説明した内容と同一であり、それ自体の再度の説明は省略する。

[0457] 図141において、単相インバータ300の第一直流コンデンサ3の電圧  $V_{c2}$  と単相インバータ400の第二直流コンデンサ9の電圧  $V_{c3}$  の制御

原理を説明する。

領域3（領域B）では、図141に示すように、1スイッチング周期を分割する期間の数が少なく、先の領域2、3（領域A）の場合のように、2つの制御軸を設定して、交流電流  $i_{ac}$  の増減と電圧  $V_{c2}$  の増減に応じて4つの動作パターンのいずれかに応じて制御軸を選択することで電圧  $V_{c2}$  を一定に保つ制御ができない。

[0458] そこで、以下で詳述するように、この領域3では領域1と領域2の場合と異なり、電圧  $V_{c2}$  と  $V_{c3}$  とを同時に制御する。

期間  $0 \sim t_{31}$  において、単相インバータ300の第一直流コンデンサ3は放電するため電圧  $V_{c2}$  は減少し、 $t_{31} \sim T_{sw}$  において単相インバータ300の第一直流コンデンサ3は充電されるため電圧  $V_{c2}$  は増加する。次に、単相インバータ400の第二直流コンデンサ9は期間  $T_{sw} \sim t_{32}$  において放電するため電圧  $V_{c3}$  は減少し、期間  $t_{32} \sim 2T_{sw}$  において充電されるため電圧  $V_{c3}$  は増加する。電圧  $V_{c2}$  と  $V_{c3}$  との増減はこの  $0 \sim 2T_{sw}$  における合計量で考える。

[0459] この領域3における、第一直流コンデンサ電圧  $V_{c2}$  および第二直流コンデンサ電圧  $V_{c3}$  の電圧調整方式の概要は以下の通りである。

即ち、直流電圧  $V_{c1}$  一定を確保するため、フィードバックデューティDFBを制御軸  $t_{31}$  および  $t_{32}$  に反映させるとともに、その上で決まる4つの期間  $0 \sim t_{31}$ 、 $t_{31} \sim T_{sw}$ 、 $T_{sw} \sim t_{32}$  および  $t_{32} \sim 2T_{sw}$  における各スイッチ素子のオンオフ状態で決まる動作モードを適宜予め設定された異なるモードに切り替えることで、DFBに相当する交流電流  $i_{ac}$  の増減特性を変化させることなく、従って、直流電圧  $V_{c1}$  を一定に保つと共に、第一直流コンデンサ電圧  $V_{c2}$  および第二直流コンデンサ電圧  $V_{c3}$  を一定に保つよう制御するものである。

[0460] 換言すると、領域3では、交流電流  $i_{ac}$  の増減指令と、第一直流コンデンサ電圧  $V_{c2}$  の増減指令と、第二直流コンデンサ電圧  $V_{c3}$  の増減指令に応じて、図141における時刻0、時刻  $t_{31}$ 、時刻  $T_{sw}$ 、時刻  $t_{32}$  に

て単相インバータ300を構成するスイッチ素子5a~5d、単相インバータ400を構成するスイッチ素子8a~8dを新たにスイッチングさせて、新たな電流経路の動作モードを作り出して単相インバータ300と単相インバータ400との直流コンデンサの充放電量をアンバランスさせることで、電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ とを一定に制御するものである。

[0461] 以下、具体的な制御内容について詳述する。

図142は、電圧 $V_{c2}$ の増減指令と、電圧 $V_{c3}$ の増減指令に応じた動作モードの切り替え要領を示している。

表左欄に示すように、それぞれの増減指令を、増加、減少、増減なしの3種類として、合計8ケースを扱っている。

[0462] 表上欄に、図141に示された各スイッチ素子のオンオフ状態で決まる動作モードを各期間ごとに示している。即ち、

図141における期間 $0 \sim t_{31}$ は、モード7に該当し電流経路は先の図58の通りである。

図141における期間 $t_{31} \sim T_{sw}$ は、モード2に該当し電流経路は先の図59の通りである。

図141における期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ は、モード8に該当し電流経路は先の図60の通りである。

図141における期間 $t_{32} \sim 2T_{sw}$ は、モード1に該当し電流経路は先の図61の通りである。

[0463] 次に、電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ の増減指令のケース毎に、モードを切り替える要領について説明する。

期間 $0 \sim 2T_{sw}$ にて、電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ とをともに増加させる場合、図141の時刻0にてスイッチ素子5bをOFFに維持して、期間 $0 \sim t_{31}$ の動作モードをモード7からモード9に切り替える。また、時刻 $T_{sw}$ にてスイッチ素子8dをOFFに維持して、期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ の動作モードをモード8からモード9に切り替える。

[0464] モード9における電流経路を図143に示す。経路は交流電源1→リアク

トル 2 a → ダイオード 5 a → スイッチ素子 5 c → ダイオード 6 a → 平滑コンデンサ 4 → ダイオード 6 d → ダイオード 8 c → スイッチ素子 8 a → リアクトル 2 b → 交流電源 1 である。交流電源 1 の電圧は平滑コンデンサ 4 の電圧  $V_{c1}$  よりも高いので、交流電源 1 の電流  $i_{ac}$  は増加し、元のモード 7 の場合と変わらない。この間、第一直流コンデンサ 3 と第二直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  と電圧  $V_{c3}$  は一定電圧となる。

[0465] 動作モードを切り替えた場合の交流電源 1 の正の半波、かつ領域 3 における、インバータの 1 スイッチング周期  $2T_{sw}$  (コンバータの 2 スイッチング周期) 期間中の動作状態を示す動作模式図を図 144 に示す。期間  $0 \sim t_{31}$  で電圧  $V_{c2}$  が増減なしに切り替わることで、期間  $0 \sim 2T_{sw}$  で電圧  $V_{c2}$  は増加する。同様に、期間  $T_{sw} \sim t_{32}$  で電圧  $V_{c3}$  が増減なしに切り替わることで、期間  $0 \sim 2T_{sw}$  で電圧  $V_{c3}$  は増加する。即ち、交流電流  $i_{ac}$  の増減特性を変化させることなく、電圧  $V_{c2}$  と  $V_{c3}$  とを増加させることができる。

[0466] 次に、期間  $0 \sim 2T_{sw}$  にて、電圧  $V_{c2}$  を増加、 $V_{c3}$  を減少させる場合、図 141 において時刻 0 にてスイッチ素子 5 b を OFF に維持して、スイッチ素子 8 d を期間  $0 \sim t_{31}$  にて ON にすることで、期間  $0 \sim t_{31}$  の動作モードをモード 7 からモード 8 に切り替える。

[0467] モード 8 における電流経路は実施の形態 2 にて図 60 で説明した通りに、経路は交流電源 1 → リアクトル 2 a → ダイオード 5 a → スイッチ素子 5 c → ダイオード 6 a → 平滑コンデンサ 4 → ダイオード 6 d → スイッチ素子 8 d → 第二直流コンデンサ 9 → スイッチ素子 8 a → リアクトル 2 b → 交流電源 1 である。交流電源 1 の電圧と直流コンデンサ 9 の電圧  $V_{c3}$  の合計電圧は平滑コンデンサ 4 の電圧  $V_{c1}$  よりも高いので、交流電源 1 の交流電流  $i_{ac}$  は増加し、元のモード 7 の場合と変わらない。この間、第一直流コンデンサ 3 には電流が流れないため電圧  $V_{c2}$  は一定であるが、第二直流コンデンサ 9 には放電方向に電流が流れて、電圧  $V_{c3}$  は減少する。

[0468] 動作モードを切り替えた場合の交流電源 1 の正の半波、かつ領域 3 にお

る、インバータの1スイッチング周期 $2T_{sw}$ （コンバータの2スイッチング周期）期間中の動作状態を示す動作模式図を図145に示す。

期間 $0 \sim t_{31}$ で電圧 $V_{c2}$ が増減なし、電圧 $V_{c3}$ が減少に切り替わることで、期間 $0 \sim 2T_{sw}$ で電圧 $V_{c2}$ は増加し、 $V_{c3}$ は減少する。即ち、交流電流 $i_{ac}$ の増減特性を変化させることなく、電圧 $V_{c2}$ を増加、電圧 $V_{c3}$ を減少させることができる。

[0469] 次に、期間 $0 \sim 2T_{sw}$ にて、電圧 $V_{c2}$ を減少、電圧 $V_{c3}$ を増加させる場合、図141においてスイッチ素子5bを時刻 $T_{sw} \sim t_{32}$ にてONを維持し、スイッチ素子8dを時刻 $T_{sw}$ にてOFFを維持して、期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ の動作モードをモード8からモード7に切り替える。

[0470] モード7における電流経路は実施の形態2にて図58で説明した通りに、経路は交流電源1→リアクトル2a→スイッチ素子5b→第一直流コンデンサ3→スイッチ素子5c→ダイオード6a→平滑コンデンサ4→ダイオード6d→ダイオード8c→スイッチ素子8a→リアクトル2b→交流電源1である。交流電源1の電圧と第一直流コンデンサ3の電圧 $V_{c2}$ の合計電圧は平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ よりも高いので、交流電源1の交流電流 $i_{ac}$ は増加する。この間、第一直流コンデンサ3には放電方向に電流が流れて、電圧 $V_{c2}$ は減少する。一方、第二直流コンデンサ9には電流が流れないため電圧 $V_{c3}$ は一定となる。

[0471] 動作モードを切り替えた場合の交流電源1の正の半波、かつ領域3における、インバータの1スイッチング周期 $2T_{sw}$ （コンバータの2スイッチング周期）期間中の動作状態を示す動作模式図を図146に示す。

期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ で電圧 $V_{c2}$ が減少し、電圧 $V_{c3}$ が増減なしに切り替わることで、期間 $0 \sim 2T_{sw}$ で電圧 $V_{c2}$ は減少し、電圧 $V_{c3}$ は増加となる。即ち、交流電流 $i_{ac}$ の増減特性を変化させることなく、電圧 $V_{c2}$ を減少、電圧 $V_{c3}$ を増加させることができる。

[0472] 期間 $0 \sim 2T_{sw}$ にて、電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ とをともに減少させる場合、図141において期間 $0 \sim t_{31}$ にてスイッチ素子8dをONとして、期間

0～t<sub>31</sub>の動作モードをモード7からモード6に切り替える。また、期間T<sub>sw</sub>～t<sub>32</sub>にてスイッチ素子5bをONとして、期間T<sub>sw</sub>～t<sub>32</sub>の動作モードをモード8からモード6に切り替える。

[0473] モード6における電流経路を図147に示す。経路は交流電源1→リアクトル2a→スイッチ素子5b→第一直流コンデンサ3→スイッチ素子5c→ダイオード6a→平滑コンデンサ4→ダイオード6d→スイッチ素子8d→第二直流コンデンサ9→スイッチ素子8a→リアクトル2b→交流電源1である。交流電源1の電圧と電圧V<sub>c2</sub>とV<sub>c3</sub>との合計電圧は平滑コンデンサ4の電圧V<sub>c1</sub>よりも高いので、交流電源1の交流電流i<sub>ac</sub>は増加する。この間、第一直流コンデンサ3と第二直流コンデンサ9には放電方向に電流が流れるため、電圧V<sub>c2</sub>と電圧V<sub>c3</sub>は減少する。

[0474] 動作モードを切り替えた場合の交流電源1の正の半波、かつ領域3における、インバータの1スイッチング周期2T<sub>sw</sub>（コンバータの2スイッチング周期）期間中の動作状態を示す動作模式図を図148に示す。期間0～t<sub>31</sub>で電圧V<sub>c2</sub>とV<sub>c3</sub>とがともに減少となり、期間T<sub>sw</sub>～t<sub>32</sub>でも電圧V<sub>c2</sub>とV<sub>c3</sub>とがともに減少となることで、期間0～2T<sub>sw</sub>で電圧V<sub>c2</sub>とV<sub>c3</sub>とはともに減少する。即ち、i<sub>ac</sub>交流電流の増減特性を変化させることなく、電圧V<sub>c2</sub>とV<sub>c3</sub>とを減少させることができる。

[0475] 期間0～2T<sub>sw</sub>にて、電圧V<sub>c2</sub>のみ増加させる場合、図141において期間0～t<sub>31</sub>にてスイッチ素子8dをONを維持して、期間0～t<sub>31</sub>の動作モードをモード7からモード9に切り替える。

[0476] モード9における電流経路は図143で説明した通りに、経路は交流電源1→リアクトル2a→ダイオード5a→スイッチ素子5c→ダイオード6a→平滑コンデンサ4→ダイオード6d→ダイオード8c→スイッチ素子8a→リアクトル2b→交流電源1である。交流電源1の電圧は平滑コンデンサ4の電圧V<sub>c1</sub>よりも高いので、交流電源1の交流電流i<sub>ac</sub>は増加する。この間、第一直流コンデンサ3と第二直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧V<sub>c2</sub>と電圧V<sub>c3</sub>は変化しない。

[0477] 動作モードを切り替えた場合の交流電源 1 の正の半波、かつ領域 3 における、インバータの 1 スイッチング周期  $2 T_{sw}$  (コンバータの 2 スイッチング周期) 期間中の動作状態を示す動作模式図を図 149 に示す。

期間  $0 \sim t_{31}$  で電圧  $V_{c2}$  と  $V_{c3}$  とが一定となることで、期間  $0 \sim 2 T_{sw}$  で電圧  $V_{c2}$  は増加して電圧  $V_{c3}$  は一定となる。即ち、交流電流  $i_{ac}$  の増減特性を変化させることなく、電圧  $V_{c2}$  は増加、電圧  $V_{c3}$  は一定とすることができる。

[0478] 期間  $0 \sim 2 T_{sw}$  にて、電圧  $V_{c2}$  のみ減少させる場合、図 141 において時刻  $t_{31}$  にてスイッチ素子 5c を OFF から ON に切り替えて、期間  $t_{31} \sim T_{sw}$  の動作モードをモード 2 からモード 9 に切り替える。

[0479] モード 9 における電流経路は図 143 で説明した通りに、経路は交流電源  $1 \rightarrow$ リアクトル  $2a \rightarrow$ ダイオード  $5a \rightarrow$ スイッチ素子  $5c \rightarrow$ ダイオード  $6a \rightarrow$ 平滑コンデンサ  $4 \rightarrow$ ダイオード  $6d \rightarrow$ ダイオード  $8c \rightarrow$ スイッチ素子  $8a \rightarrow$ リアクトル  $2b \rightarrow$ 交流電源 1 である。交流電源 1 の電圧は平滑コンデンサ 4 の電圧  $V_{c1}$  よりも高いので、交流電源 1 の交流電流  $i_{ac}$  は増加する。この間、第一直流コンデンサ 3 と第二直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  と電圧  $V_{c3}$  は変化しない。

[0480] 動作モードを切り替えた場合の交流電源 1 の正の半波、かつ領域 3 における、インバータの 1 スイッチング周期  $2 T_{sw}$  (コンバータの 2 スイッチング周期) 期間中の動作状態を示す動作模式図を図 150 に示す。

期間  $t_{31} \sim T_{sw}$  で電圧  $V_{c2}$  と  $V_{c3}$  とが一定となることで、期間  $0 \sim 2 T_{sw}$  で電圧  $V_{c2}$  は減少して、電圧  $V_{c3}$  は一定となる。即ち、交流電流  $i_{ac}$  の増減特性を変化させることなく、電圧  $V_{c2}$  は減少、電圧  $V_{c3}$  は一定とすることができる。

[0481] 期間  $0 \sim 2 T_{sw}$  にて、電圧  $V_{c3}$  のみ増加させる場合、図 141 において時刻  $T_{sw}$  にてスイッチ素子  $8d$  を OFF に維持して、期間  $T_{sw} \sim t_{32}$  の動作モードをモード 8 からモード 9 に切り替える。

[0482] モード 9 における電流経路は図 143 で説明した通りに、経路は交流電源

1 →リアクトル2 a →ダイオード5 a →スイッチ素子5 c →ダイオード6 a →平滑コンデンサ4 →ダイオード6 d →ダイオード8 c →スイッチ素子8 a →リアクトル2 b →交流電源1である。交流電源1の電圧は平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ よりも高いので、交流電源1の交流電流 $i_{ac}$ は増加する。この間、第一直流コンデンサ3と第二直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ と電圧 $V_{c3}$ は変化しない。

[0483] 動作モードを切り替えた場合の交流電源1の正の半波、かつ領域3における、インバータの1スイッチング周期 $2T_{sw}$ （コンバータの2スイッチング周期）期間中の動作状態を示す動作模式図を図151に示す。

期間 $t_{31} \sim T_{sw}$ で電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ とが一定となることで、期間 $0 \sim 2T_{sw}$ で電圧 $V_{c2}$ は一定で、電圧 $V_{c3}$ は増加する。即ち、交流電流 $i_{ac}$ の増減特性を変化させることなく、電圧 $V_{c2}$ は一定で、電圧 $V_{c3}$ は増加させることができる。

[0484] 期間 $0 \sim 2T_{sw}$ にて、電圧 $V_{c3}$ のみ減少させる場合、図141において時刻 $t_{32}$ にてスイッチ素子8 aをONに切り替えて、期間 $t_{32} \sim 2T_{sw}$ の動作モードをモード1からモード9に切り替える。

[0485] モード9における電流経路は図143で説明した通りに、経路は交流電源1 →リアクトル2 a →ダイオード5 a →スイッチ素子5 c →ダイオード6 a →平滑コンデンサ4 →ダイオード6 d →ダイオード8 c →スイッチ素子8 a →リアクトル2 b →交流電源1である。交流電源1の電圧は平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ よりも高いので、交流電源1の交流電流 $i_{ac}$ は増加する。この間、第一直流コンデンサ3と第二直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ と電圧 $V_{c3}$ は変化しない。

[0486] 動作モードを切り替えた場合の交流電源1の正の半波、かつ領域3における、インバータの1スイッチング周期 $2T_{sw}$ （コンバータの2スイッチング周期）期間中の動作状態を示す動作模式図を図152に示す。

期間 $t_{31} \sim T_{sw}$ で電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ とが一定となることで、期間 $0 \sim 2T_{sw}$ 期間で電圧 $V_{c2}$ は一定で、電圧 $V_{c3}$ は減少する。即ち、交流

電流  $i_{ac}$  の増減特性を変化させることなく、電圧  $V_{c2}$  は一定で、電圧  $V_{c3}$  は減少させることができる。

[0487] 図153は、交流電源1の負の半波、かつ領域1における、インバータの1スイッチング周期  $2T_{sw}$ （コンバータの2スイッチング周期）期間中の動作状態を示す動作モード図である。但し、これら動作波形は、先の実施の形態2の図62で説明した内容と同一であり、それ自体の再度の説明は省略する。

[0488] 図153において、まず、単相インバータ300の第一直流コンデンサ3の電圧  $V_{c2}$  の制御原理を説明する。期間  $0 \sim T_{sw}$  において、第一直流コンデンサ3は、期間  $t_{11} \sim t_{12}$  において放電するため電圧  $V_{c2}$  は減少し、期間  $t_{13} \sim T_{sw}$  において充電されるため電圧  $V_{c2}$  は増加する。

電圧  $V_{c2}$  の増減はこの  $0 \sim T_{sw}$  における合計量で考える。なお、制御軸は  $t_{11}$ （第一制御軸）と  $t_{13}$ （第二制御軸）であり、本実施の形態4ではこの  $t_{11}$  と  $t_{13}$  のどちらかを選択して増減を調整する。

[0489]  $t_{11}$  を選択して増加させる場合、 $i_{ac}$  は増加して、 $V_{c2}$  は増加する。  
 $t_{11}$  を選択して減少させる場合、 $i_{ac}$  は減少して、 $V_{c2}$  は減少する。  
 $t_{13}$  を選択して増加させる場合、 $i_{ac}$  は増加して、 $V_{c2}$  は減少する。  
 $t_{13}$  を選択して減少させる場合、 $i_{ac}$  は減少して、 $V_{c2}$  は増加する。

[0490] 従って、交流電流  $i_{ac}$  に係る交流電流増減指令と第一直流コンデンサ電圧  $V_{c2}$  に係る第一直流コンデンサ電圧増減指令に応じて、上記4つの動作パターンに従って第一制御軸  $t_{11}$  と第二制御軸  $t_{13}$  の制御軸を選択して増減することで、第一直流コンデンサ電圧  $V_{c2}$  を一定に制御することができる。

[0491] なお、本制御で選択する制御軸とその制御軸の増減特性は、交流電源1の正の半波かつ領域1の場合と同様であるが、選択するスイッチ素子が異なる。

$t_{11}$  を調整する場合：

(1) 交流電源1の正の半波かつ領域1の場合は、図139よりスイッチ素

子5 bとスイッチ素子6 bのON時間を調整する。

(2) 交流電源1の負の半波かつ領域1の場合は、図153よりスイッチ素子5 dとスイッチ素子6 dのON時間を調整する。

t 1 3を調整する場合：

(1) 交流電源1の正の半波かつ領域1の場合は、図139よりスイッチ素子5 cのON時間を調整する。

(2) 交流電源1の負の半波かつ領域1の場合は、図153よりスイッチ素子5 aのON時間を調整する。

[0492] 同様に、単相インバータ400の第二直流コンデンサ電圧 $V_{c3}$ の制御原理を図153を用いて説明する。期間 $T_{sw} \sim 2T_{sw}$ において、第二直流コンデンサ9は、期間 $t_{14} \sim t_{15}$ において放電するため電圧 $V_{c3}$ は減少し、期間 $t_{16} \sim 2T_{sw}$ において充電されるため電圧 $V_{c3}$ は増加する。電圧 $V_{c3}$ の増減はこの $T_{sw} \sim 2T_{sw}$ における合計量で考える。なお、制御軸は $t_{14}$ （第三制御軸）と $t_{16}$ （第四制御軸）であり、この $t_{14}$ と $t_{16}$ のどちらかを選択して増減を調整する。

[0493]  $t_{14}$ を選択して増加させる場合、 $i_{ac}$ は増加して、 $V_{c3}$ は増加する。  
 $t_{14}$ を選択して減少させる場合、 $i_{ac}$ は減少して、 $V_{c3}$ は減少する。  
 $t_{16}$ を選択して増加させる場合、 $i_{ac}$ は増加して、 $V_{c3}$ は減少する。  
 $t_{16}$ を選択して減少させる場合、 $i_{ac}$ は減少して、 $V_{c3}$ は増加する。

[0494] 従って、交流電流 $i_{ac}$ に係る交流電流増減指令と第二直流コンデンサ電圧 $V_{c3}$ に係る第二直流コンデンサ電圧増減指令に応じて、上記4つの動作パターンに従って第三制御軸 $t_{14}$ と第四制御軸 $t_{16}$ のいずれかの制御軸を選択して増減することで、第二直流コンデンサ電圧 $V_{c3}$ を一定に制御することができる。

[0495] なお、本制御で選択する制御軸とその制御軸の増減特性は、交流電源1の正の半波かつ領域1の場合と同様であるが、選択するスイッチ素子が異なる。

t 1 4を調整する場合：

(1) 交流電源 1 の正の半波かつ領域 1 の場合は図 1 3 9 よりスイッチ素子 8 d とスイッチ素子 6 b の ON 時間を調整する。

(2) 交流電源 1 の負の半波かつ領域 1 の場合は図 1 5 3 よりスイッチ素子 8 b とスイッチ素子 6 d の ON 時間を調整する。

t 1 6 を調整する場合：

(1) 交流電源 1 の正の半波かつ領域 1 の場合は図 1 3 9 よりスイッチ素子 8 a の ON 時間を調整する。

(2) 交流電源 1 の負の半波かつ領域 1 の場合は図 1 5 3 よりスイッチ素子 8 c の ON 時間を調整する。

[0496] 次に、図 1 5 4 は、交流電源 1 の負の半波、かつ領域 2 における、インバータの 1 スイッチング周期  $2 T_{sw}$  (コンバータの 2 スイッチング周期) 期間中の動作状態を示す動作モード図である。但し、これら動作波形は、先の実施の形態 2 の図 7 1 で説明した内容と同一であり、それ自体の再度の説明は省略する。

[0497] 図 1 5 4 において、まず、単相インバータ 3 0 0 の第一直流コンデンサ 3 の電圧  $V_{c2}$  の制御原理を説明する。期間  $0 \sim T_{sw}$  において、単相インバータ 3 0 0 の第一直流コンデンサ 3 は、期間  $0 \sim t_{21}$  において充電されるため電圧  $V_{c2}$  は増加し、期間  $t_{22} \sim t_{23}$  において放電するため電圧  $V_{c2}$  は減少する。電圧  $V_{c2}$  の増減はこの  $0 \sim T_{sw}$  における合計量で考える。なお、制御軸は  $t_{21}$  (第一制御軸) と  $t_{23}$  (第二制御軸) であり、本実施の形態 4 ではこの  $t_{21}$  と  $t_{23}$  のどちらかを選択して増減を調整する。

[0498]  $t_{21}$  を選択して増加させる場合、 $i_{ac}$  は増加して、 $V_{c2}$  は増加する。

$t_{21}$  を選択して減少させる場合、 $i_{ac}$  は減少して、 $V_{c2}$  は減少する。

$t_{23}$  を選択して増加させる場合、 $i_{ac}$  は増加して、 $V_{c2}$  は減少する。

$t_{23}$  を選択して減少させる場合、 $i_{ac}$  は減少して、 $V_{c2}$  は増加する。

[0499] 従って、先の領域 1 の場合と同様、交流電流  $i_{ac}$  に係る交流電流増減指令と第一直流コンデンサ電圧  $V_{c2}$  に係る第一直流コンデンサ電圧増減指令

に応じて、上記4つの動作パターンに従って第一制御軸  $t_{21}$  と第二制御軸  $t_{23}$  のいずれかの制御軸を選択して増減することで、第一直流コンデンサ電圧  $V_{c2}$  を一定に制御することができる。

[0500] なお、本制御で選択する制御軸とその制御軸の増減特性は、交流電源1の正の半波かつ領域2の場合と同様であるが、選択するスイッチ素子が異なる。

$t_{21}$  を調整する場合：

(1) 交流電源1の正の半波かつ領域2の場合は図140よりスイッチ素子5cとスイッチ素子6bのON時間を調整する。

(2) 交流電源1の負の半波かつ領域2の場合は図154よりスイッチ素子5aとスイッチ素子6dのON時間を調整する。

$t_{23}$  を選択する場合：

(1) 交流電源1の正の半波かつ領域2の場合は図140よりスイッチ素子5bのON時間を調整する。

(2) 交流電源1の負の半波かつ領域2の場合は図154よりスイッチ素子5dのON時間を調整する。

[0501] 同様に、単相インバータ400の第二直流コンデンサの電圧  $V_{c3}$  の制御原理を図154を用いて説明する。期間  $T_{sw} \sim 2T_{sw}$  において、第二直流コンデンサ9は、期間  $T_{sw} \sim t_{24}$  において充電されるため電圧  $V_{c3}$  は増加し、期間  $t_{25} \sim t_{26}$  において放電するため電圧  $V_{c3}$  は減少する。電圧  $V_{c3}$  の増減はこの  $T_{sw} \sim 2T_{sw}$  における合計量で考える。なお、制御軸は  $t_{24}$  (第三制御軸) と  $t_{26}$  (第四制御軸) であり、この  $t_{24}$  と  $t_{26}$  のどちらかを選択して増減を調整する。

[0502]  $t_{24}$  を選択して増加させる場合、 $i_{ac}$  は増加して、 $V_{c3}$  は増加する。

$t_{24}$  を選択して減少させる場合、 $i_{ac}$  は減少して、 $V_{c3}$  は減少する。

$t_{26}$  を選択して増加させる場合、 $i_{ac}$  は増加して、 $V_{c3}$  は減少する。

$t_{26}$  を選択して減少させる場合、 $i_{ac}$  は減少して、 $V_{c3}$  は増加する。

[0503] 従って、交流電流  $i_{ac}$  に係る交流電流増減指令と第二直流コンデンサ電

圧 $V_{c3}$ に係る第二直流コンデンサ電圧増減指令に応じて、上記4つの動作パターンに従って第三制御軸 $t_{24}$ と第四制御軸 $t_{26}$ のいずれかの制御軸を選択して増減することで、第二直流コンデンサ電圧 $V_{c3}$ を一定に制御することができる。

[0504] なお、本制御で選択する制御軸とその制御軸の増減特性は、交流電源1の正の半波かつ領域2の場合と同様であるが、選択するスイッチ素子が異なる。

$t_{24}$ を調整する場合：

(1) 交流電源1の正の半波かつ領域2の場合は図140よりスイッチ素子8aとスイッチ素子6bのON時間を調整する。

(2) 交流電源1の負の半波かつ領域2の場合は図154よりスイッチ素子8cとスイッチ素子6dのON時間を調整する。

$t_{26}$ を選択する場合：

(1) 交流電源1の正の半波かつ領域2の場合は図140よりスイッチ素子8dのON時間を調整する。

(2) 交流電源1の負の半波かつ領域2の場合は図154よりスイッチ素子8bのON時間を調整する。

[0505] 次に、図155は、交流電源1の負の半波、かつ領域3における、インバータの1スイッチング周期 $2T_{sw}$ （コンバータの2スイッチング周期）期間中の動作状態を示す動作モード図である。但し、これら動作波形は、先の実施の形態2の図80で説明した内容と同一であり、それ自体の再度の説明は省略する。

[0506] 図155において、単相インバータ300の第一直流コンデンサ3の電圧 $V_{c2}$ と単相インバータ400の第二直流コンデンサ9の電圧 $V_{c3}$ の制御原理を説明する。交流電源1の正の半波と同様に、電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ とを同時に制御する。

期間 $0 \sim t_{31}$ において、単相インバータ300の第一直流コンデンサ3は放電するため電圧 $V_{c2}$ は減少し、期間 $t_{31} \sim T_{sw}$ において単相イン

バータ300の第一直流コンデンサ3は充電されるため電圧 $V_{c2}$ は増加する。次に、期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ において、単相インバータ400の第二直流コンデンサ9は放電するため電圧 $V_{c3}$ は減少し、期間 $t_{32} \sim 2T_{sw}$ において単相インバータ400の第二直流コンデンサ9は充電されるため電圧 $V_{c3}$ は増加する。電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ の増減はこの $0 \sim 2T_{sw}$ における合計量で考える。

[0507] 領域3では、先の正の半波の領域3での動作で説明した通り、交流電流 $i_{ac}$ の増減指令と、第一直流コンデンサ電圧 $V_{c2}$ の増減指令と、第二直流コンデンサ電圧 $V_{c3}$ の増減指令に応じて、図155における時刻0、時刻 $t_{31}$ 、時刻 $T_{sw}$ 、時刻 $t_{32}$ にて単相インバータ300を構成するスイッチ素子5a~5d、単相インバータ400を構成するスイッチ素子8a~8dを新たにスイッチングさせて、新たな電流経路の動作モードを作り出して単相インバータ300と単相インバータ400との直流コンデンサの充放電量をアンバランスさせることで、電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ とを一定に制御するものである。

[0508] 図156は、電圧 $V_{c2}$ の増減指令と、電圧 $V_{c3}$ の増減指令に応じた動作モードの切り替え要領を示している。

表左欄に示すように、それぞれの増減指令を、増加、減少、増減なしの3種類として、合計8ケースを扱っている。

[0509] 表上欄に、図155に示された各スイッチ素子のオンオフ状態で決まる動作モードを各期間ごとに示している。即ち、

図155における期間 $0 \sim t_{31}$ は、モード7に該当し電流経路は図81の通りである。

図155における期間 $t_{31} \sim T_{sw}$ は、モード2に該当し電流経路は図82の通りである。

図155における期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ は、モード8に該当し電流経路は図83の通りである。

図155における期間 $t_{32} \sim 2T_{sw}$ は、モード1に該当し電流経路は

図84の通りである。

[0510] 次に、電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ の増減指令のケース毎に、モードを切り替える要領について説明する。

期間 $0 \sim 2T_{sw}$ にて、電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ とをともに増加させる場合、図155の時刻0にてスイッチ素子5dをONからOFFに切り替えて、期間 $0 \sim t_{31}$ の動作モードをモード7からモード9に切り替える。また、時刻 $T_{sw}$ にてスイッチ素子8bをONからOFFに切り替えて、期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ の動作モードをモード8からモード9に切り替える。

[0511] モード9における電流経路を図157に示す。経路は交流電源1→リアクトル2b→ダイオード8a→スイッチ素子8c→ダイオード6c→平滑コンデンサ4→ダイオード6b→ダイオード5c→スイッチ素子5a→リアクトル2a→交流電源1である。交流電源1の電圧は平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ よりも高いので、交流電源1の電流 $i_{ac}$ は増加する。この間、第一直流コンデンサ3と第二直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧 $V_{c2}$ と電圧 $V_{c3}$ は一定電圧となる。

[0512] 動作モードを切り替えた場合の交流電源1の負の半波、かつ領域3における、インバータの1スイッチング周期 $2T_{sw}$ （コンバータの2スイッチング周期）期間中の動作状態を示す動作模式図を図158に示す。期間 $0 \sim t_{31}$ で電圧 $V_{c2}$ が増減なしに切り替わることで、期間 $0 \sim 2T_{sw}$ で電圧 $V_{c2}$ は増加する。同様に期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ で電圧 $V_{c3}$ が増減なしに切り替わることで、期間 $0 \sim 2T_{sw}$ で電圧 $V_{c3}$ は増加する。即ち、交流電流 $i_{ac}$ の増減特性を変化させることなく、電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ とを増加させることができる。

[0513] 次に、期間 $0 \sim 2T_{sw}$ にて、電圧 $V_{c2}$ を増加、 $V_{c3}$ を減少させる場合、図155において時刻0にてスイッチ素子5dをONからOFFとし、期間 $0 \sim t_{31}$ にてスイッチ素子8bをONにすることで、期間 $0 \sim t_{31}$ の動作モードをモード7からモード8に切り替える。

[0514] モード8における電流経路は実施の形態2にて図83で説明した通りに、

経路は交流電源 1 →リアクトル 2 b →スイッチ素子 8 b →直流コンデンサ 9 →スイッチ素子 8 c →ダイオード 6 c →平滑コンデンサ 4 →ダイオード 6 b →ダイオード 5 c →スイッチ素子 5 a →リアクトル 2 a →交流電源 1 である。交流電源 1 の電圧と第二直流コンデンサ 9 の電圧  $V_{c3}$  の合計電圧は平滑コンデンサ 4 の電圧  $V_{c1}$  よりも高いので、交流電源 1 の交流電流  $i_{ac}$  は増加し、元のモード 7 の場合と変わらない。この間、第一直流コンデンサ 3 には電流が流れないため電圧  $V_{c2}$  は一定であるが、第二直流コンデンサ 9 には放電方向に電流が流れて、電圧  $V_{c3}$  は減少する。

[0515] 動作モードを切り替えた場合の交流電源 1 の負の半波、かつ領域 3 における、インバータの 1 スイッチング周期  $2T_{sw}$  (コンバータの 2 スイッチング周期) 期間中の動作状態を示す動作模式図を図 159 に示す。

期間  $0 \sim t_{31}$  で電圧  $V_{c2}$  が増減なし、電圧  $V_{c3}$  が減少に切り替わることで、期間  $0 \sim 2T_{sw}$  で電圧  $V_{c2}$  は増加し、電圧  $V_{c3}$  は減少する。即ち、交流電流  $i_{ac}$  の増減特性を変化させることなく、電圧  $V_{c2}$  を増加、電圧  $V_{c3}$  を減少させることができる。

[0516] 次に、期間  $0 \sim 2T_{sw}$  にて、電圧  $V_{c2}$  を減少、電圧  $V_{c3}$  を増加させる場合、図 155 において期間  $T_{sw} \sim t_{32}$  にてスイッチ素子 5 d を ON として、時刻  $T_{sw}$  にてスイッチ素子 8 b を ON から OFF に切り替えて、期間  $T_{sw} \sim t_{32}$  の動作モードをモード 8 からモード 7 に切り替える。

[0517] モード 7 における電流経路は実施の形態 2 にて図 81 で説明した通りに、経路は交流電源 1 →リアクトル 2 b →ダイオード 8 a →スイッチ素子 8 c →ダイオード 6 c →平滑コンデンサ 4 →ダイオード 6 b →スイッチ素子 5 d →直流コンデンサ 3 →スイッチ素子 5 a →リアクトル 2 a →交流電源 1 である。交流電源 1 の交流電圧と第一直流コンデンサ 3 の電圧  $V_{c2}$  の合計電圧は平滑コンデンサ 4 の電圧  $V_{c1}$  よりも高いので、交流電源 1 の交流電流  $i_{ac}$  は増加する。この間、第一直流コンデンサ 3 には放電方向に電流が流れて、電圧  $V_{c2}$  は減少する。一方、第二直流コンデンサ 9 には電流が流れないため電圧  $V_{c3}$  は一定となる。

[0518] 動作モードを切り替えた場合の交流電源1の負の半波、かつ領域3における、インバータの1スイッチング周期 $2T_{sw}$ （コンバータの2スイッチング周期）期間中の動作状態を示す動作模式図を図160に示す。

期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ で電圧 $V_{c2}$ が減少し、 $V_{c3}$ が増減なしに切り替わることで、 $0 \sim 2T_{sw}$ 期間で電圧 $V_{c2}$ は減少し、電圧 $V_{c3}$ は増加となる。即ち、交流電流 $i_{ac}$ の増減特性を変化させることなく、電圧 $V_{c2}$ を減少、電圧 $V_{c3}$ を増加させることができる。

[0519] 期間 $0 \sim 2T_{sw}$ にて、電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ とをともに減少させる場合、図155において期間 $0 \sim t_{31}$ にてスイッチ素子8bをONとして期間 $0 \sim t_{31}$ の動作モードをモード7からモード6に切り替える。また、期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ にてスイッチ素子5dをONとして期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ の動作モードをモード8からモード6に切り替える。

[0520] モード6における電流経路は図161に示す。経路は交流電源1→リアクトル2b→スイッチ素子8b→直流コンデンサ9→スイッチ素子8c→ダイオード6c→平滑コンデンサ4→ダイオード6b→スイッチ素子5d→直流コンデンサ3→スイッチ素子5a→リアクトル5b→交流電源1である。交流電源1の交流電圧と電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ との合計電圧は平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ よりも高いので、交流電源1の交流電流 $i_{ac}$ は増加する。この間、第一直流コンデンサ3と第二直流コンデンサ9には放電方向に電流が流れるため、電圧 $V_{c2}$ と電圧 $V_{c3}$ は減少する。

[0521] 動作モードを切り替えた場合の交流電源1の負の半波、かつ領域3における、インバータの1スイッチング周期 $2T_{sw}$ （コンバータの2スイッチング周期）期間中の動作状態を示す動作模式図を図162に示す。期間 $0 \sim t_{31}$ で電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ とがともに減少となり、期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ でも電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ とがともに減少となることで、期間 $0 \sim 2T_{sw}$ で電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ とはともに減少する。即ち、交流電流 $i_{ac}$ の増減特性を変化させることなく、電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ とを減少させることができる。

[0522] 期間 $0 \sim 2T_{sw}$ にて、電圧 $V_{c2}$ のみ増加させる場合、図155におい

て時刻0にてスイッチ素子5dをONからOFFに切り替えて、期間0～t<sub>31</sub>の動作モードをモード7からモード9に切り替える。

[0523] モード9における電流経路は図157に示した通りに、電流経路は交流電源1→リアクトル2b→ダイオード8a→スイッチ素子8c→ダイオード6c→平滑コンデンサ4→ダイオード6b→ダイオード5c→スイッチ素子5a→リアクトル2a→交流電源1である。交流電源1の電圧は平滑コンデンサ4の電圧V<sub>c1</sub>よりも高いので、交流電源1の交流電流i<sub>ac</sub>は増加する。この間、第一直流コンデンサ3と第二直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧V<sub>c2</sub>と電圧V<sub>c3</sub>は一定電圧となる。

[0524] 動作モードを切り替えた場合の交流電源1の負の半波、かつ領域3における、インバータの1スイッチング周期2T<sub>sw</sub>（コンバータの2スイッチング周期）期間中の動作状態を示す動作模式図を図163に示す。

期間0～t<sub>31</sub>で電圧V<sub>c2</sub>とV<sub>c3</sub>とが一定となることで、0～2T<sub>sw</sub>期間で電圧V<sub>c2</sub>は増加して電圧V<sub>c3</sub>は一定となる。即ち、交流電流i<sub>ac</sub>の増減特性を変化させることなく、電圧V<sub>c2</sub>は増加、電圧V<sub>c3</sub>は一定とすることができる。

[0525] 期間0～2T<sub>sw</sub>にて、電圧V<sub>c2</sub>のみ減少させる場合、図155において時刻t<sub>31</sub>にてスイッチ素子5aをOFFからONに切り替えて、期間t<sub>31</sub>～T<sub>sw</sub>の動作モードをモード2からモード9に切り替える。

[0526] モード9における電流経路は図157に示した通りに、電流経路は交流電源1→リアクトル2b→ダイオード8a→スイッチ素子8c→ダイオード6c→平滑コンデンサ4→ダイオード6b→ダイオード5c→スイッチ素子5a→リアクトル2a→交流電源1である。交流電源1の電圧は平滑コンデンサ4の電圧V<sub>c1</sub>よりも高いので、交流電源1の交流電流i<sub>ac</sub>は増加する。この間、第一直流コンデンサ3と第二直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧V<sub>c2</sub>と電圧V<sub>c3</sub>は一定電圧となる。

[0527] 動作モードを切り替えた場合の交流電源1の負の半波、かつ領域3における、インバータの1スイッチング周期2T<sub>sw</sub>（コンバータの2スイッチン

グ周期) 期間中の動作状態を示す動作模式図を図164に示す。

期間  $t_{31} \sim T_{sw}$  で電圧  $V_{c2}$  と  $V_{c3}$  とが一定となることで、期間  $0 \sim 2T_{sw}$  で電圧  $V_{c2}$  は減少して、電圧  $V_{c3}$  は一定となる。即ち、交流電流  $i_{ac}$  の増減特性を変化させることなく、電圧  $V_{c2}$  は減少、電圧  $V_{c3}$  は一定とすることができる。

[0528] 期間  $0 \sim 2T_{sw}$  にて、電圧  $V_{c3}$  のみ増加させる場合、図155において時刻  $T_{sw}$  にてスイッチ素子8bをONからOFFに切り替えて、期間  $T_{sw} \sim t_{32}$  の動作モードをモード8からモード9に切り替える。

[0529] モード9における電流経路は図157に示した通りに、電流経路は交流電源1 →リアクトル2b →ダイオード8a →スイッチ素子8c →ダイオード6c →平滑コンデンサ4 →ダイオード6b →ダイオード5c →スイッチ素子5a →リアクトル2a →交流電源1である。交流電源1の電圧は平滑コンデンサ4の電圧  $V_{c1}$  よりも高いので、交流電源1の電流  $i_{ac}$  は増加する。この間、第一直流コンデンサ3と第二直流コンデンサ9には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  と電圧  $V_{c3}$  は一定電圧となる。

[0530] 動作モードを切り替えた場合の交流電源1の負の半波、かつ領域3における、インバータの1スイッチング周期  $2T_{sw}$  (コンバータの2スイッチング周期) 期間中の動作状態を示す動作模式図を図165に示す。

期間  $T_{sw} \sim t_{32}$  で電圧  $V_{c2}$  と  $V_{c3}$  とが一定となることで、期間  $0 \sim 2T_{sw}$  で電圧  $V_{c2}$  は一定となり、電圧  $V_{c3}$  は増加する。即ち、交流電流  $i_{ac}$  の増減特性を変化させることなく、電圧  $V_{c2}$  は一定、電圧  $V_{c3}$  は増加させることができる。

[0531] 期間  $0 \sim 2T_{sw}$  にて、電圧  $V_{c3}$  のみ減少させる場合、図155において時刻  $t_{32}$  にてスイッチ素子8cをOFFからONに切り替えて、期間  $t_{32} \sim 2T_{sw}$  の動作モードをモード1からモード9に切り替える。

[0532] モード9における電流経路は図157に示した通りに、電流経路は交流電源1 →リアクトル2b →ダイオード8a →スイッチ素子8c →ダイオード6c →平滑コンデンサ4 →ダイオード6b →ダイオード5c →スイッチ素子5

a →リアクトル 2 a →交流電源 1 である。交流電源 1 の電圧は平滑コンデンサ 4 の電圧  $V_{c1}$  よりも高いので、交流電源 1 の交流電流  $i_{ac}$  は増加する。この間、第一直流コンデンサ 3 と第二直流コンデンサ 9 には電流が流れないため、電圧  $V_{c2}$  と電圧  $V_{c3}$  とは一定電圧となる。

[0533] 動作モードを切り替えた場合の交流電源 1 の負の半波、かつ領域 3 における、インバータの 1 スイッチング周期  $2T_{sw}$  (コンバータの 2 スイッチング周期) 期間中の動作状態を示す動作模式図を図 166 に示す。

期間  $t_{32} \sim T_{sw}$  で電圧  $V_{c2}$  と  $V_{c3}$  とが一定となることで、期間  $0 \sim 2T_{sw}$  で電圧  $V_{c2}$  は一定となり、電圧  $V_{c3}$  は減少する。即ち、交流電流  $i_{ac}$  の増減特性を変化させることなく、電圧  $V_{c2}$  は一定、電圧  $V_{c3}$  は減少とすることができる。

[0534] このように、交流電源 1 の正の半波における領域 1、領域 2、領域 3、並びに交流電源 1 の負の半波における領域 1、領域 2、領域 3 の合計 6 つの条件の内、

領域 1 および領域 2 (領域 A) に係る合計 4 つの条件のもとでは、取り得る複数の制御軸の中から、フィードバックデューティ DFB を反映させる制御軸を適切に選択することにより、直流電圧  $V_{c1}$  を一定に保つと共に、直流コンデンサ 3、9 の電圧  $V_{c2}$ 、 $V_{c3}$  も一定に保つ制御を行う。

[0535] また、領域 3 (領域 B) に係る合計 2 つの条件のもとでは、直流電圧  $V_{c1}$  一定を確保するため、フィードバックデューティ DFB を各制御軸に反映させるとともに、その上で決まる各期間における各スイッチ素子のオンオフ状態で決まる動作モードを適宜予め設定された異なるモードに切り替えることで、DFB に相当する交流電流  $i_{ac}$  の増減特性を変化させることなく、従って、直流電圧  $V_{c1}$  を一定に保つと共に、第一直流コンデンサ電圧  $V_{c2}$  および第二直流コンデンサ電圧  $V_{c3}$  を一定に保つ制御を行う。

[0536] 次に、以上の方法によりこれら各直流電圧  $V_{c1} \sim V_{c3}$  を一定に保つべく、各スイッチ素子をスイッチング駆動するゲート信号の生成を担う制御部 100 の構成を図 167 に示す。

図167に示すように、制御部100は、理論デューティ演算器110、フィードバックデューティ演算器120、加減算器130、領域1ゲート信号演算器141、領域2ゲート信号演算器142、領域3ゲート信号演算器143、動作領域判定器150、ゲート信号選択器160、直流コンデンサ電圧増減指令判定器180、領域1／領域2直流コンデンサ電圧制御器181、領域3直流コンデンサ電圧制御器182から構成される。

[0537] 理論デューティ演算器110は、領域1理論デューティ演算器111、領域2理論デューティ演算器112、および領域3理論デューティ演算器113から構成され、領域1～3の理論式を用いて理論デューティを演算する。

[0538] 各理論デューティは、交流電圧検出部10の検出値である交流電源1の電圧 $v_{ac}$ もしくは交流電源1の理想電圧値 $v_{ac}^*$ 、第一直流コンデンサ電圧検出部12の検出値である第一直流コンデンサ3の電圧 $V_{c2}$ もしくは第一直流コンデンサ3の電圧指令値 $v_{c2}^*$ 、第二直流コンデンサ電圧検出部14の検出値である第二直流コンデンサ9の電圧 $V_{c3}$ もしくは第二直流コンデンサ9の電圧指令値 $v_{c3}^*$ 、直流電圧検出部13の検出値である平滑コンデンサ4の電圧 $V_{c1}$ もしくは平滑コンデンサ4の電圧指令値 $V_{c1}^*$ をもとに算出する。図167は、各電圧検出部の検出値をもとに演算する場合を記載している。

なお、第一直流コンデンサ3の電圧 $V_{c2}$ および第二直流コンデンサ9の電圧 $V_{c3}$ は、理想的には同一電圧となるため、それらの平均電圧 $V_{sub} = (V_{c2} + V_{c3}) / 2$ を用いてもよい。

[0539] フィードバックデューティ演算器120は、図168に示した構成となり、実施の形態2の図86で説明した内容と同一であるので再度の説明は省略する。

[0540] 直流コンデンサ電圧増減指令判定器180は、図169に示した構成となり、コンパレータにより電圧 $V_{c2}$ と電圧指令値 $V_{c2}^*$ との偏差を演算して第一直流コンデンサ電圧増減指令 $\Delta V_{c2}$ として出力する。また、コンパレータにより電圧 $V_{c3}$ と電圧指令値 $V_{c3}^*$ との偏差を演算して第二直流

コンデンサ電圧増減指令 $\Delta V_{c3}$ として出力する。

[0541] 以下、便宜上、先ず、領域3での制御動作を説明する。

加減算器130は、領域3にのみ領域3理論デューティ演算器113の演算結果にフィードバックデューティDFBを加算・減算する。DFBが増加すると交流電源1の交流電流 $i_{ac}$ を増加させる方向に制御するため、D31、D33に対してDFBを加算器135により足し込み、D32、D34に対してDFBを減算器136で減算する。その出力は、領域3ゲート信号演算器143へ入力される。

[0542] 領域3ゲート信号演算器143は、図170にその内部構成を示すように、4つのコンパレータとキャリア信号 $cararea3$ から構成され、入力信号である $D31 + DFB$ 、 $D32 - DFB$ 、 $D33 + DFB$ 、 $D34 - DFB$ とキャリア信号 $cararea3$ を各コンパレータで比較し、第1の期間の信号 $g31$ 、第2の期間の信号 $g32$ 、第3の期間の信号 $g33$ 、第4の期間の信号 $g34$ を生成する。

[0543] 以上までの動作は、先の実施の形態2の場合と同様であるが、この実施の形態4では、後段の領域3直流コンデンサ電圧制御器182により、先に詳述した通り、第一直流コンデンサ電圧増減指令 $\Delta V_{c2}$ および第二直流コンデンサ電圧増減指令 $\Delta V_{c3}$ に基づき動作モードの切替を実行する。

[0544]  $\Delta V_{c2} < 0$ 、 $\Delta V_{c3} < 0$ 、従って、電圧 $V_{c2}$ と $V_{c3}$ とをともに増加させる場合では、スイッチ素子5bを時刻0でONからOFFにして期間 $0 \sim t_{31}$ の動作モードをモード7からモード9に切り替え、スイッチ素子8dを時刻 $T_{sw}$ でONからOFFにスイッチングさせて期間 $T_{sw} \sim t_{32}$ の動作モードをモード8からモード9に切り替える。

[0545] 同じ要領で、以下簡略に示すと、 $\Delta V_{c2} < 0$ 、 $\Delta V_{c3} > 0$ では、スイッチ素子5bを時刻0でONからOFFに、スイッチ素子8dを時刻0でOFFからONにスイッチングさせる。

$\Delta V_{c2} > 0$ 、 $\Delta V_{c3} < 0$ では、スイッチ素子5bを時刻 $T_{sw}$ でOFFからONに、スイッチ素子8dを時刻 $T_{sw}$ でONからOFFにスイッチ

ングさせる。

$\Delta V_{c2} > 0$ 、 $\Delta V_{c3} > 0$ では、スイッチ素子8dを時刻0でOFFからONに、スイッチ素子5bを時刻 $T_{sw}$ でOFFからONにスイッチングさせる。

[0546]  $\Delta V_{c2} < 0$ 、 $\Delta V_{c3} = 0$ では、スイッチ素子8dを時刻0でOFFからONにスイッチングさせる。

$\Delta V_{c2} > 0$ 、 $\Delta V_{c3} = 0$ では、スイッチ素子5cを時刻 $t_{31}$ でOFFからONにスイッチングさせる。

$\Delta V_{c2} = 0$ 、 $\Delta V_{c3} < 0$ では、スイッチ素子8dを時刻 $T_{sw}$ でONからOFFにスイッチングさせる。

$\Delta V_{c2} = 0$ 、 $\Delta V_{c3} > 0$ では、スイッチ素子8aを時刻 $t_{32}$ でOFFからONにスイッチングさせる。

[0547] 領域3直流コンデンサ電圧制御器182は、上述した切り替え動作を実行するよう予め設定された演算プログラムに基づき、入力された第一直流コンデンサ電圧増減指令 $\Delta V_{c2}$ および第二直流コンデンサ電圧増減指令 $\Delta V_{c3}$ に応じて動作モード切り替えを行いその結果に基づいて各期間の信号 $G_{31} \sim G_{34}$ を出力する。

[0548] 次に、領域1および領域2での制御動作を説明する。

領域1／領域2直流コンデンサ電圧制御器181は、領域1の理論デューティ $D_{11} \sim D_{18}$ 、領域2の理論デューティ $D_{21} \sim D_{28}$ 、およびフィードバックデューティDFB、第一直流コンデンサ電圧増減指令 $\Delta V_{c2}$ および第二直流コンデンサ電圧増減指令 $\Delta V_{c3}$ を入力し、電圧増減指令 $\Delta V_{c2}$ と $\Delta V_{c3}$ とに応じ、制御軸毎に、フィードバックデューティDFBの加算・減算の対象とするかしないかを区別する信号Mを出力し、後段の領域1ゲート信号演算器141と領域2ゲート信号演算器142に送出する。

[0549] 次に、領域1／領域2直流コンデンサ電圧制御器181の具体的な動作について図171を参照して説明する。

先ず、領域1で説明した先の図139において、第一制御軸 $t_{11}$ には理

論デューティ  $D_{11}$  および  $D_{12}$  が関わる。同様に、第二制御軸  $t_{13}$  には理論デューティ  $D_{13}$  および  $D_{14}$ 、第三制御軸  $t_{14}$  には理論デューティ  $D_{15}$  および  $D_{16}$ 、第四制御軸  $t_{16}$  には理論デューティ  $D_{17}$  および  $D_{18}$  がそれぞれ関わる。

[0550] 従って、例えば、フィードバックデューティ  $DFB$  を第一制御軸  $t_{11}$  には加算・減算し、第二制御軸  $t_{13}$  には加算・減算しないようにする場合は、第一制御軸に対しては、 $D_{11} + DFB$ 、 $D_{12} - DFB$ 、そして、第二制御軸に対しては、 $D_{13}$ 、 $D_{14}$  をそのまま出力すればよい。

図 171 の論理回路  $MUX$  は上述した論理で信号  $M$  を出力する。第一制御軸に対応する最上段および第二段の論理回路  $MUX$  を例にとりその動作を説明すると以下の通りである。

[0551] 交流電流  $i_{ac}$  の増減指令に相当するフィードバックデューティ  $DFB$  が +、即ち、交流電流  $i_{ac}$  を増加させ、第一直流コンデンサ電圧増減指令  $\Delta V_{c2}$  が -、即ち、電圧  $V_{c2}$  を増加させる場合は、既述した制御原理に基づき、最上段の論理回路  $MUX$  は、入力される  $D_{11} + DFB$  と  $D_{11}$  の信号の内、前者を選択して  $M_{11} = D_{11} + DFB$  を出力し、第二段の論理回路  $MUX$  は、入力される  $D_{12} - DFB$  と  $D_{12}$  の信号の内、前者を選択して  $M_{12} = D_{12} - DFB$  を出力する。

[0552] フィードバックデューティ  $DFB$  が -、即ち、交流電流  $i_{ac}$  を減少させ、第一直流コンデンサ電圧増減指令  $\Delta V_{c2}$  が +、即ち、電圧  $V_{c2}$  を減少させる場合も、既述した制御原理に基づき、最上段の論理回路  $MUX$  は、入力される  $D_{11} + DFB$  (但し、 $DFB$  は - 値) と  $D_{11}$  の信号の内、前者を選択して  $M_{11} = D_{11} + DFB$  を出力し、第二段の論理回路  $MUX$  は、入力される  $D_{12} - DFB$  と  $D_{12}$  の信号の内、前者を選択して  $M_{12} = D_{12} - DFB$  を出力する。

[0553] これら 2 つの場合、即ち、交流電流  $i_{ac}$  を増加させ電圧  $V_{c2}$  を増加させる場合および交流電流  $i_{ac}$  を減少させ電圧  $V_{c2}$  を減少させる場合、第二制御軸に対応する第三段および第四段の論理回路  $MUX$  は、既述した制御

原理に基づき、それぞれ $M13 = D13$ 、 $M14 = D14$ を選択して出力する。

以上により、これら2つの場合は、フィードバックデューティDFBを加算・減算する対象を、第二制御軸ではなく第一制御軸に設定することで、電圧 $Vc1$ と $Vc2$ とをともに一定にする制御が実現するわけである。

[0554] 以上の2つの場合とは異なり、交流電流 $i_{ac}$ を増加させ電圧 $Vc2$ を減少させる場合および交流電流 $i_{ac}$ を減少させ電圧 $Vc2$ を増加させる場合は、同じく既述した制御原理に基づき、最上段の論理回路MUXは、入力される $D11 + DFB$ と $D11$ の信号の内、後者を選択して $M11 = D11$ を出力し、第二段の論理回路MUXは、入力される $D12 - DFB$ と $D12$ の信号の内、後者を選択して $M12 = D12$ を出力するとともに、第三段および第四段の論理回路MUXは、それぞれ $M13 = D13 + DFB$ 、 $M14 = D14 - DFB$ を選択して出力する。

[0555] 以上により、交流電流 $i_{ac}$ と電圧 $Vc2$ の増減が互いに異なるこれら2つの場合は、フィードバックデューティDFBを加算・減算する対象を、第一制御軸ではなく第二制御軸に設定することで、先の場合と同様、電圧 $Vc1$ と $Vc2$ とをともに一定にする制御が実現するわけである。

[0556] 領域1／領域2直流コンデンサ電圧制御器181の動作におけるその他の場合、即ち、領域1での電圧 $Vc1$ と $Vc3$ とをともに一定にする動作、および領域2でのそれぞれ電圧 $Vc1$ と $Vc2$ 、電圧 $Vc1$ と $Vc3$ とをそれぞれ一定にする動作は、上述した領域1での電圧 $Vc1$ と $Vc2$ とを一定にする動作と全く同様の動作原理で処理するものであり、個々の説明は省略する。

[0557] 領域1ゲート信号演算器141は、8つのコンパレータとキャリア信号 $cararea1$ から構成され、入力信号である $M11$ 、 $M12$ 、 $M13$ 、 $M14$ 、 $M15$ 、 $M16$ 、 $M17$ 、 $M18$ とキャリア信号 $cararea1$ を各コンパレータで比較し、第1の期間の信号 $G11$ 、第2の期間の信号 $G12$ 、第3の期間の信号 $G13$ 、および第4の期間の信号 $G14$ 、第5の期間

の信号G15、第6の期間の信号G16、第7の期間の信号G17、第8の期間の信号G18を生成する。

[0558] 領域2ゲート信号演算器142は、8つのコンパレータとキャリア信号 $carrarea2$ から構成され、入力信号であるM21、M22、M23、M24、M25、M26、M27、M28とキャリア信号 $carrarea2$ を各コンパレータで比較し、第1の期間の信号G21、第2の期間の信号G22、第3の期間の信号G23、および第4の期間の信号G24、第5の期間の信号G25、第6の期間の信号G26、第7の期間の信号G27、第8の期間の信号G28を生成する。

[0559] 図167に戻り、動作領域判定器150は、交流電源1の電圧検出値 $vac$ と、第一直流コンデンサ3の電圧検出値 $Vc2$ もしくは第二直流コンデンサ9の電圧検出値 $Vc3$ と、平滑コンデンサ4の電圧検出値 $Vc1$ の大小関係を比較し、領域1～3を判定し、領域信号 $sigarea$ を演算する。

第一直流コンデンサ3の電圧検出値 $Vc2$ もしくは第二直流コンデンサ9の電圧 $Vc3$ のかわりに、各電圧指令値 $Vc2*$ 、 $Vc3*$ を用いても構わないし、直流コンデンサ平均電圧 $Vsub$ を用いても構わない。

[0560] ゲート信号選択器160は、動作領域判定器150の出力である領域信号 $sigarea$ を用いて、領域1ゲート信号演算器141、領域2ゲート信号演算器142および領域3直流コンデンサ電圧制御器182の出力を各スイッチ素子に割り当てる。

[0561] 以上のように、この発明の実施の形態4の電力変換装置における制御部100は、領域1および2（領域A）において、フィードバックデューティDFB、第一直流コンデンサ電圧増減指令 $\Delta Vc2$ および第二直流コンデンサ電圧増減指令 $\Delta Vc3$ に基づきフィードバックデューティDFBを反映させる制御軸を選択する領域1／領域2直流コンデンサ電圧制御器181および領域3（領域B）において、第一直流コンデンサ電圧増減指令 $\Delta Vc2$ および第二直流コンデンサ電圧増減指令 $\Delta Vc3$ に基づき交流電流増減特性を変えことなく動作モードを切り替える領域3直流コンデンサ電圧制御器18

2を備えたので、直流電圧 $V_{c1}$ を一定に保つと共に、第一直流コンデンサ電圧 $V_{c2}$ および第二直流コンデンサ電圧 $V_{c3}$ を一定に保つ制御を実現することができる。

[0562] なお、本発明は、その発明の範囲内において、各実施の形態を自由に組み合わせたり、各実施の形態を適宜、変形、省略することが可能である。

## 請求の範囲

- [請求項1] 交流電源と平滑コンデンサとの間にリアクトルとインバータとコンバータとを互いに直列に接続し、前記交流電源の交流電圧と前記平滑コンデンサの直流電圧との間で電力変換を行う電力変換装置において、
- 前記インバータは、インバータ交流端子と直流コンデンサとスイッチ素子とを備え該スイッチ素子のスイッチング動作により前記インバータ交流端子の間の電圧レベルを前記直流コンデンサの電圧の正負値または零電圧に切り替え、前記コンバータは、前記リアクトルと前記インバータとを介して前記交流電源に接続されたコンバータ交流端子と前記平滑コンデンサに接続されたコンバータ直流端子とスイッチ素子とを備え該スイッチ素子のスイッチング動作により前記コンバータ交流端子の間の電圧レベルを前記平滑コンデンサの電圧の正負値または零電圧に切り替え、更に、前記インバータのスイッチ素子と前記コンバータのスイッチ素子とのスイッチング動作を制御する制御部を備えたものであって、
- 前記制御部は、前記インバータの1スイッチング周期内で前記直流コンデンサの充電および放電の動作を行い、かつ、その充電量と放電量が等しくなるよう前記インバータのスイッチ素子と前記コンバータのスイッチ素子とを制御する電力変換装置。
- [請求項2] 前記制御部は、前記インバータの1スイッチング周期を、前記交流電源の電流が増加する電流増加期間と前記交流電源の電流が減少する電流減少期間とでなる一对の期間を1または複数有する偶数の期間に分割し、前記一对の期間において前記電流増加期間での電流の増加量と前記電流減少期間での電流の減少量が等しくなるよう前記一对の期間の時間幅に対する前記電流増加期間の時間幅に相当する理論デューティ1と前記一对の期間の時間幅に対する前記電流減少期間の時間幅に相当する理論デューティ2とを演算する理論デューティ演算器、および前記理論デューティ1と前記理論デューティ2とに基づき前記イ

ンバータのスイッチ素子と前記コンバータのスイッチ素子とをスイッチング駆動するゲート信号を演算するゲート信号演算器を備えた請求項1記載の電力変換装置。

[請求項3] 前記一对の期間の時間幅は、予め設定された固定値とした請求項2記載の電力変換装置。

[請求項4] 前記理論デューティ演算器は、予め設定された、前記交流電源の電圧値、前記直流コンデンサの電圧値、前記コンバータ直流端子の電圧値および前記リアクトルのインダクタンス値に基づき前記理論デューティ1と前記理論デューティ2とを演算する請求項2または請求項3に記載の電力変換装置。

[請求項5] 前記交流電源の電圧を検出して交流電圧検出値を出力する交流電圧検出部、前記直流コンデンサの電圧を検出して直流コンデンサ電圧検出値を出力する直流コンデンサ電圧検出部、および前記コンバータ直流端子の電圧を検出して直流電圧検出値を出力する直流電圧検出部を備え、

前記理論デューティ演算器は、前記交流電圧検出値、前記直流コンデンサ電圧検出値、前記直流電圧検出値および前記リアクトルのインダクタンス値に基づき前記理論デューティ1と前記理論デューティ2とを演算する請求項2または請求項3に記載の電力変換装置。

[請求項6] 前記交流電源の電流を検出して交流電流検出値を出力する交流電流検出部を備え、

前記制御部は、予め定めた交流電流指令値と前記交流電流検出値とに基づきフィードバックデューティを演算するフィードバックデューティ演算器を備え、

前記ゲート信号演算器は、前記フィードバックデューティを前記理論デューティ1に加算し前記理論デューティ2から減算して求めたデューティに基づき前記ゲート信号を演算する請求項2から請求項5のいずれか1項に記載の電力変換装置。

[請求項7] 前記コンバータ直流端子の電圧を検出して直流電圧検出値を出力する直流電圧検出部および前記交流電源の電流を検出して交流電流検出値を出力する交流電流検出部を備え、

前記制御部は、予め定めた直流電圧指令値と前記直流電圧検出値との偏差に基づき交流電流指令値を生成する電圧制御器、および前記交流電流指令値と前記交流電流検出値との偏差に基づきフィードバックデューティを演算するフィードバックデューティ演算器を備え、

前記ゲート信号演算器は、前記フィードバックデューティを前記理論デューティ1に加算し前記理論デューティ2から減算して求めたデューティに基づき前記ゲート信号を演算する請求項2から請求項5のいずれか1項に記載の電力変換装置。

[請求項8] 前記インバータのスイッチング周期と前記コンバータのスイッチング周期とを同一とし、

前記制御部は、前記交流電源の電圧と前記コンバータ直流端子の電圧と前記直流コンデンサの電圧との内前記コンバータ直流端子の電圧が最大となる領域Aでは、前記インバータおよび前記コンバータの1スイッチング周期をそれぞれ4つの期間に分割し、前記交流電源の電圧と前記コンバータ直流端子の電圧と前記直流コンデンサの電圧との内前記交流電源の電圧が最大となる領域Bでは、前記インバータおよび前記コンバータの1スイッチング周期をそれぞれ2つの期間に分割して前記インバータのスイッチ素子と前記コンバータのスイッチ素子とを制御する請求項2から請求項7のいずれか1項に記載の電力変換装置。

[請求項9] 前記インバータのスイッチング周期を前記コンバータのスイッチング周期の2倍とし、

前記制御部は、前記交流電源の電圧と前記コンバータ直流端子の電圧と前記直流コンデンサの電圧との内前記コンバータ直流端子の電圧が最大となる領域Aでは、前記インバータの1スイッチング周期を8

つの期間に前記コンバータの1スイッチング周期を4つの期間にそれぞれ分割し、前記交流電源の電圧と前記コンバータ直流端子の電圧と前記直流コンデンサの電圧との内前記交流電源の電圧が最大となる領域Bでは、前記インバータの1スイッチング周期を4つの期間に前記コンバータの1スイッチング周期を2つの期間にそれぞれ分割して前記インバータのスイッチ素子と前記コンバータのスイッチ素子とを制御する請求項2から請求項7のいずれか1項に記載の電力変換装置。

[請求項10] 前記インバータのスイッチング周期と前記コンバータのスイッチング周期とを同一とし、

前記制御部は、前記交流電源の電圧と前記コンバータ直流端子の電圧と前記直流コンデンサの電圧との内前記コンバータ直流端子の電圧が最大となる領域Aでは、前記インバータおよび前記コンバータの1スイッチング周期をそれぞれ6つの期間に分割し、前記交流電源の電圧と前記コンバータ直流端子の電圧と前記直流コンデンサの電圧との内前記交流電源の電圧が最大となる領域Bでは、前記インバータおよび前記コンバータの1スイッチング周期をそれぞれ2つの期間に分割して前記インバータのスイッチ素子と前記コンバータのスイッチ素子とを制御する請求項2から請求項7のいずれか1項に記載の電力変換装置。

[請求項11] 前記交流電源は単相電源であり、前記インバータは、前記直流コンデンサ、該直流コンデンサと互いに並列に接続された、前記スイッチ素子である第一スイッチ素子と第二スイッチ素子との直列体からなる第一レグおよび第三スイッチ素子と第四スイッチ素子との直列体からなる第二レグ、および前記第一スイッチ素子と前記第二スイッチ素子との接続点と前記第三スイッチ素子と前記第四スイッチ素子との接続点とからなる前記インバータ交流端子を備えた単相インバータであり、該単相インバータを1台または複数台備え、前記インバータ交流端子の一方を前記単相電源のいずれか一方または双方の端子に接続し前記

インバータ交流端子の他方を前記コンバータ交流端子のいずれか一方または双方に接続した請求項 1 から請求項 10 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

[請求項12] 前記コンバータは、前記コンバータ直流端子、該コンバータ直流端子と互いに並列に接続された、前記スイッチ素子である第五スイッチ素子と第一ダイオードとの直列体からなる第三レグおよび前記スイッチ素子である第六スイッチ素子と第二ダイオードとの直列体からなる第四レグ、および前記第五スイッチ素子と前記第一ダイオードとの接続点と前記第六スイッチ素子と前記第二ダイオードとの接続点とからなる前記コンバータ交流端子を備えた単相コンバータである請求項 11 記載の電力変換装置。

[請求項13] 前記第一ダイオードおよび前記第二ダイオードをそれぞれ前記スイッチ素子である代替スイッチ素子に置き替えた請求項 12 記載の電力変換装置。

[請求項14] 前記交流電源は単相電源であり、該単相電源と前記インバータとの間に挿入され前記単相電源の交流を直流に変換する整流回路を備え、前記コンバータは、前記コンバータ直流端子、該コンバータ直流端子と互いに並列に接続された、前記スイッチ素子である第五スイッチ素子と第一ダイオードとの直列体からなる第三レグ、および前記第五スイッチ素子の両端子からなる前記コンバータ交流端子を備えた単相コンバータである請求項 11 記載の電力変換装置。

[請求項15] 前記交流電源は三相電源であり、前記インバータは、前記直流コンデンサ、該直流コンデンサと互いに並列に接続された、前記スイッチ素子である第一スイッチ素子と第二スイッチ素子との直列体からなる第一レグおよび第三スイッチ素子と第四スイッチ素子との直列体からなる第二レグ、および前記第一スイッチ素子と前記第二スイッチ素子との接続点と前記第三スイッチ素子と前記第四スイッチ素子との接続点とからなる前記インバータ交流端子を備えた単相インバータを三相分

備え、各相の前記インバータ交流端子の一方が前記三相電源の各相端子に接続され、前記コンバータは、前記コンバータ直流端子、該コンバータ直流端子と互いに並列に接続された、前記スイッチ素子である第五スイッチ素子と第一ダイオードとの直列体からなる第三レグと前記スイッチ素子である第六スイッチ素子と第二ダイオードとの直列体からなる第四レグと前記スイッチ素子である第七スイッチ素子と第三ダイオードとの直列体からなる第五レグ、および前記第五スイッチ素子と前記第一ダイオードとの接続点と前記第六スイッチ素子と前記第二ダイオードとの接続点と前記第七スイッチ素子と前記第三ダイオードとの接続点とからなる前記コンバータ交流端子を備えた三相コンバータであって各相の前記コンバータ交流端子が各相の前記インバータ交流端子の他方に接続された請求項 1 から請求項 10 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

[請求項16] 前記第一ダイオード、前記第二ダイオードおよび前記第三ダイオードをそれぞれ前記スイッチ素子である代替スイッチ素子に置き替えた請求項 15 記載の電力変換装置。

[請求項17] 前記直流コンデンサの電圧を検出して直流コンデンサ電圧検出値を出力する直流コンデンサ電圧検出部を備え、

前記制御部は、前記インバータおよび前記コンバータの 1 スwitchング周期をそれぞれ複数対の期間に分割することで、前記各対の期間における前記電流増加期間と前記電流減少期間との境界を決める制御軸を前記複数設定し、前記フィードバックデューティが相当する交流電流増減指令および予め定めた直流コンデンサ電圧指令値と前記直流コンデンサ電圧検出値との偏差が相当する直流コンデンサ電圧増減指令に基づき前記フィードバックデューティを前記理論デューティ 1 に加算し前記理論デューティ 2 から減算する操作を前記複数の制御軸から選択した制御軸を対象に行うことにより前記直流電圧検出値を前記直流電圧指令値に保つとともに、前記直流コンデンサ電圧検出値を前

記直流コンデンサ電圧指令値に保つようにした請求項7記載の電力変換装置。

[請求項18] 前記直流コンデンサの電圧を検出して直流コンデンサ電圧検出値を出力する直流コンデンサ電圧検出部を備え、

前記制御部は、前記期間における前記各スイッチ素子のオンオフ状態で決まる動作モードに関し、予め複数のモードを設定しておき、予め定めた直流コンデンサ電圧指令値と前記直流コンデンサ電圧検出値との偏差が相当する直流コンデンサ電圧増減指令に基づき前記期間のいずれかを選択し当該期間における前記動作モードを、前記複数のモードから選択したモードに切り替えることにより前記直流電圧検出値を前記直流電圧指令値に保つとともに、前記直流コンデンサ電圧検出値を前記直流コンデンサ電圧指令値に保つようにした請求項7記載の電力変換装置。

[請求項19] 前記インバータは、前記インバータ交流端子のそれぞれ一方が前記交流電源の正極側に接続され他方が前記コンバータの前記コンバータ交流端子の一方に接続された第一インバータと、前記インバータ交流端子のそれぞれ一方が前記交流電源の負極側に接続され他方が前記コンバータの前記コンバータ交流端子の他方に接続された第二インバータとからなり、

前記両インバータのスイッチング周期を前記コンバータのスイッチング周期の2倍とし、

前記制御部は、前記交流電源の電圧と前記コンバータ直流端子の電圧と前記第一インバータの第一直流コンデンサの電圧と前記第二インバータの第二直流コンデンサの電圧との内前記コンバータ直流端子の電圧が最大となる領域Aでは、前記両インバータの1スイッチング周期を4対8つの期間に前記コンバータの1スイッチング周期を2対4つの期間にそれぞれ分割することで前記両インバータの1スイッチング周期当たり前記各対の期間における前記電流増加期間と前記電流減

少期間との境界を決める制御軸として第一制御軸、第二制御軸、第三制御軸、第四制御軸の4つの制御軸を設定し、前記交流電源の電圧と前記コンバータ直流端子の電圧と前記第一直流コンデンサの電圧と前記第二直流コンデンサの電圧との内前記交流電源の電圧が最大となる領域Bでは、前記両インバータの1スイッチング周期を4つの期間に前記コンバータの1スイッチング周期を2つの期間にそれぞれ分割し、前記両インバータのスイッチ素子と前記コンバータのスイッチ素子とを制御し、

前記第一直流コンデンサの電圧を検出して第一直流コンデンサ電圧検出値を出力する第一直流コンデンサ電圧検出部および前記第二直流コンデンサの電圧を検出して第二直流コンデンサ電圧検出値を出力する第二直流コンデンサ電圧検出部を備え、

前記制御部は、前記領域Aでは、前記フィードバックデューティが相当する交流電流増減指令および予め定めた第一直流コンデンサ電圧指令値と前記第一直流コンデンサ電圧検出値との偏差が相当する第一直流コンデンサ電圧増減指令に基づき前記フィードバックデューティを前記理論デューティ1に加算し前記理論デューティ2から減算する操作を前記第一制御軸と前記第二制御軸との2つの制御軸から選択した制御軸を対象に行い、前記交流電流増減指令および予め定めた第二直流コンデンサ電圧指令値と前記第二直流コンデンサ電圧検出値との偏差が相当する第二直流コンデンサ電圧増減指令に基づき前記フィードバックデューティを前記理論デューティ1に加算し前記理論デューティ2から減算する操作を前記第三制御軸と前記第四制御軸との2つの制御軸から選択した制御軸を対象に行うことにより、前記直流電圧検出値を前記直流電圧指令値に保つとともに、前記第一直流コンデンサ電圧検出値を前記第一直流コンデンサ電圧指令値に前記第二直流コンデンサ電圧検出値を前記第二直流コンデンサ電圧指令値にそれぞれ保つようにし、

前記領域Bでは、前記期間における前記各スイッチ素子のオンオフ状態で決まる動作モードに関し、予め複数のモードを設定しておき、前記第一直流コンデンサ電圧増減指令および前記第二直流コンデンサ電圧増減指令に基づき前記期間のいずれかを選択し当該期間における前記動作モードを、前記複数のモードから選択したモードに切り替えることにより前記直流電圧検出値を前記直流電圧指令値に保つとともに、前記第一直流コンデンサ電圧検出値を前記第一直流コンデンサ電圧指令値に前記第二直流コンデンサ電圧検出値を前記第二直流コンデンサ電圧指令値にそれぞれ保つようにした請求項7記載の電力変換装置。

图1

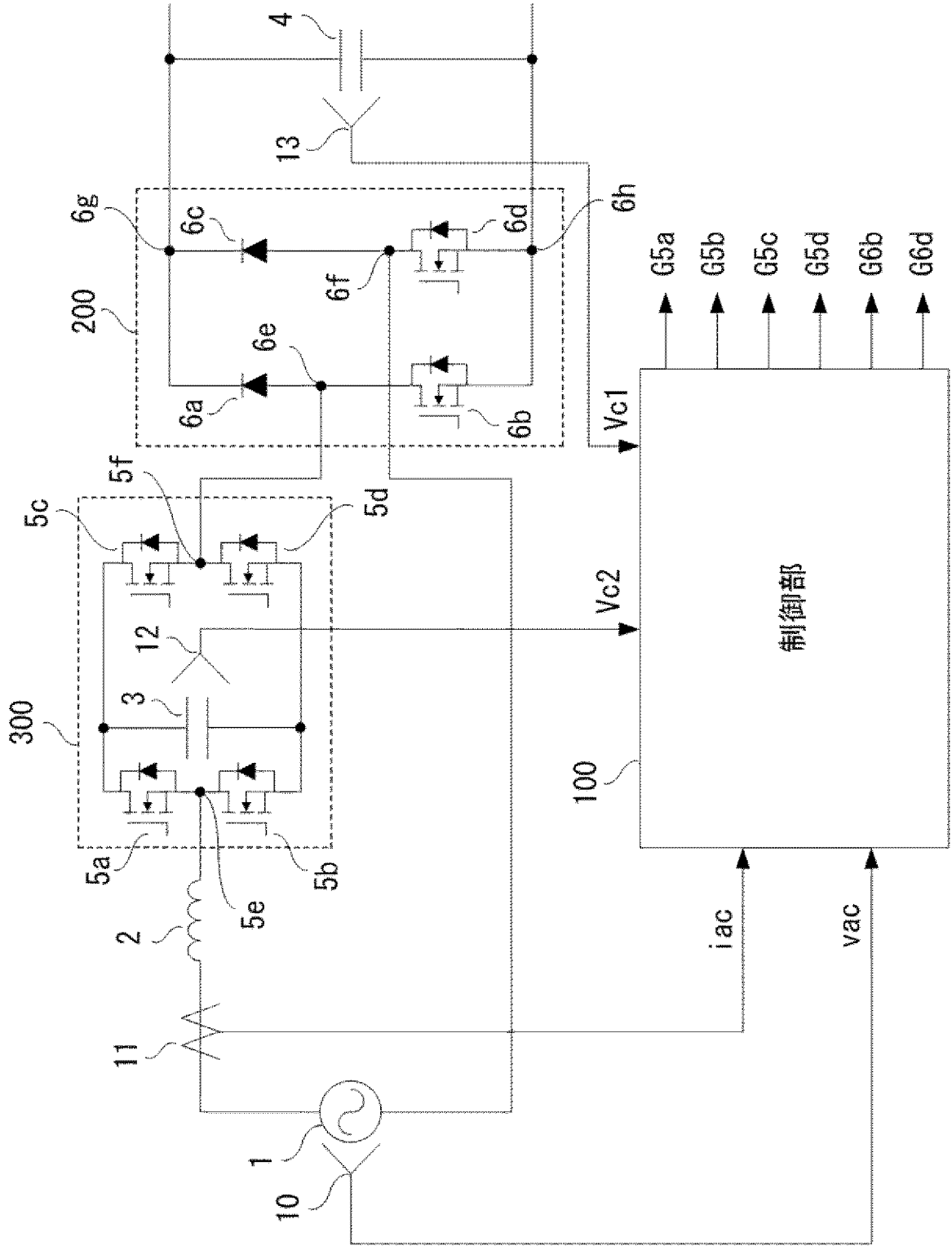
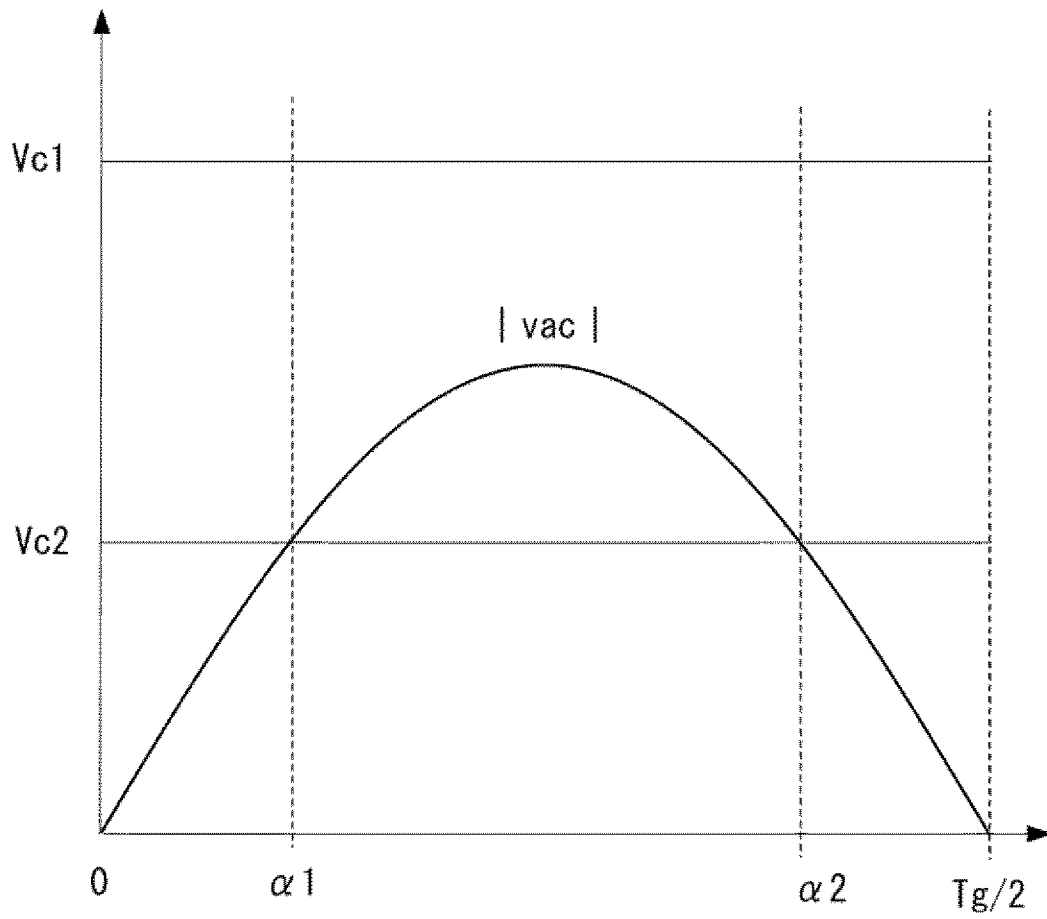


图1

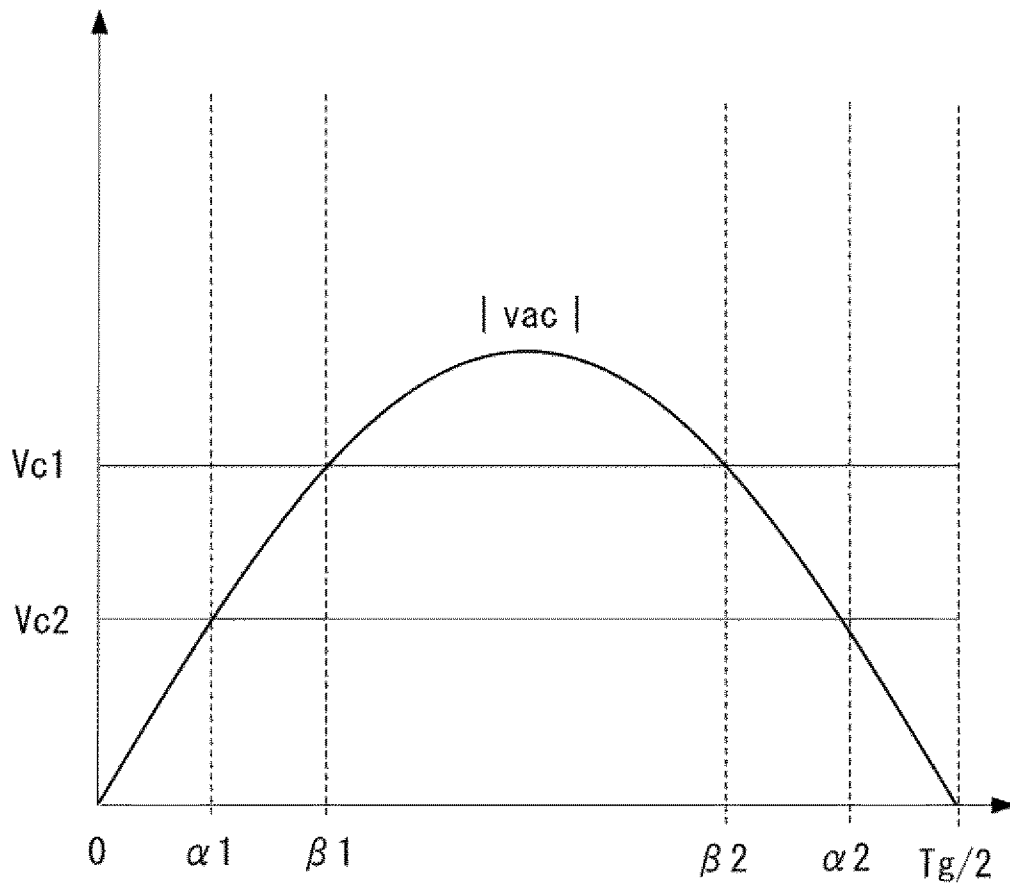
[図2]

図2



[図3]

図3



[図4]

図4

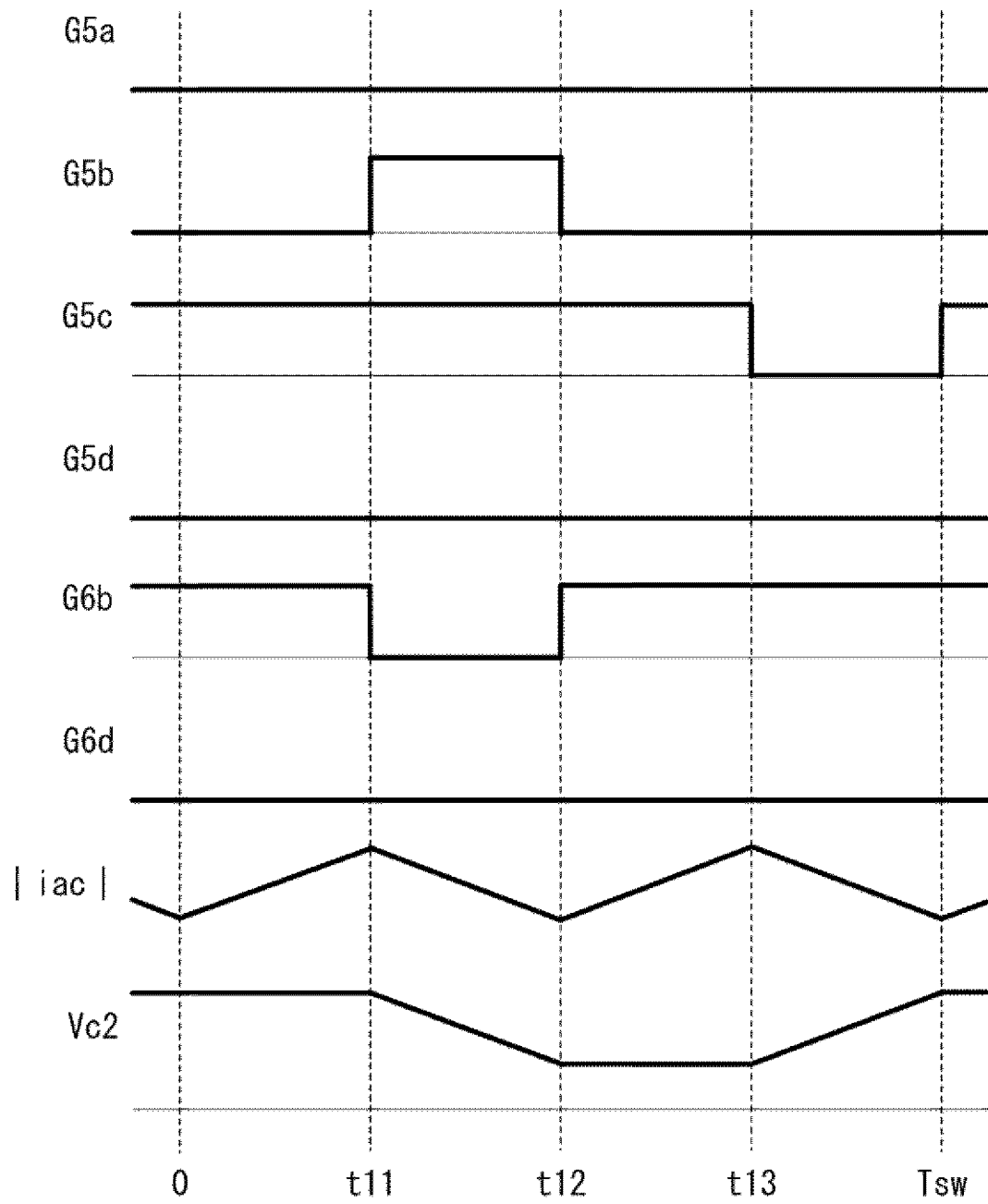


图5

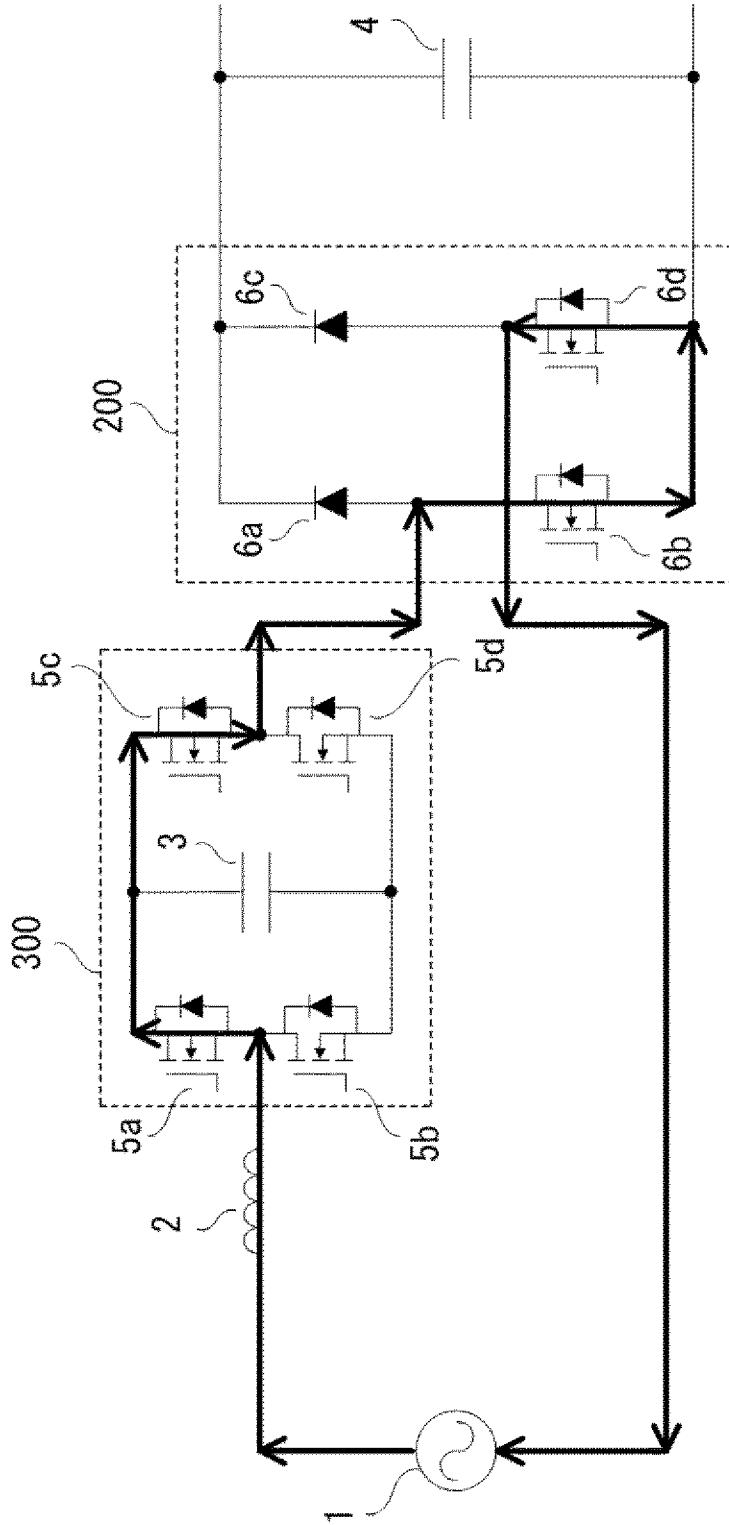
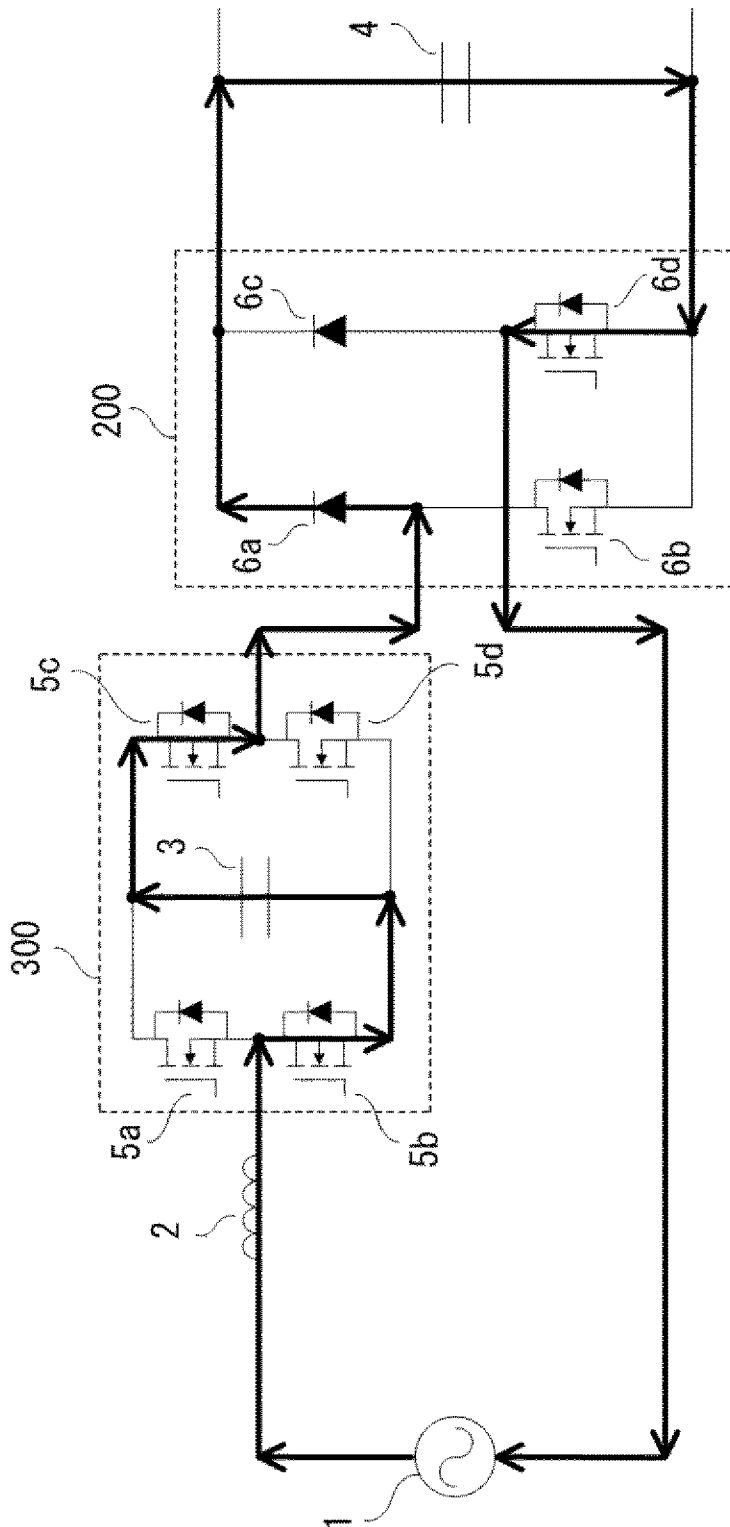


图5

[図6]



[図6]

图7

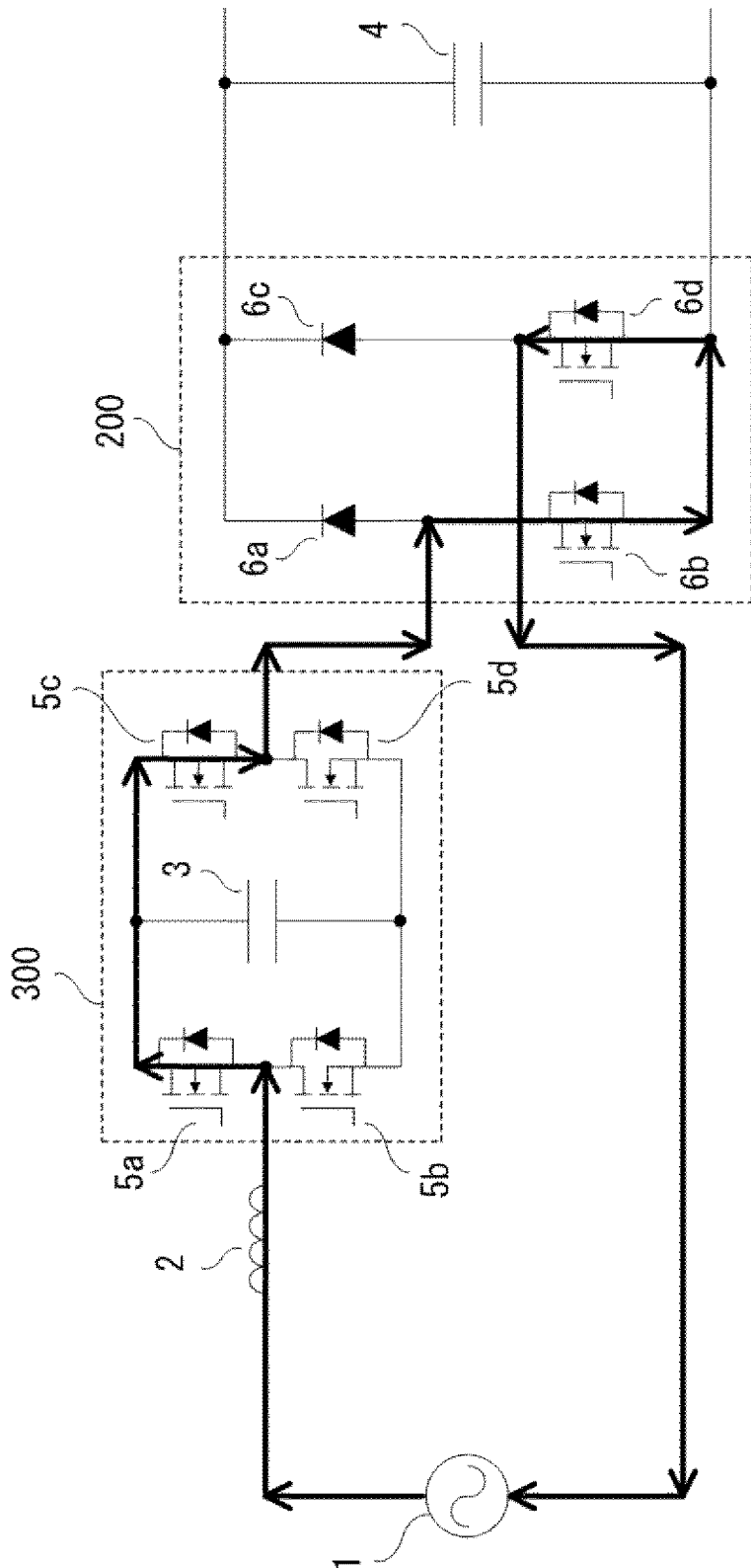


图7

[图8]

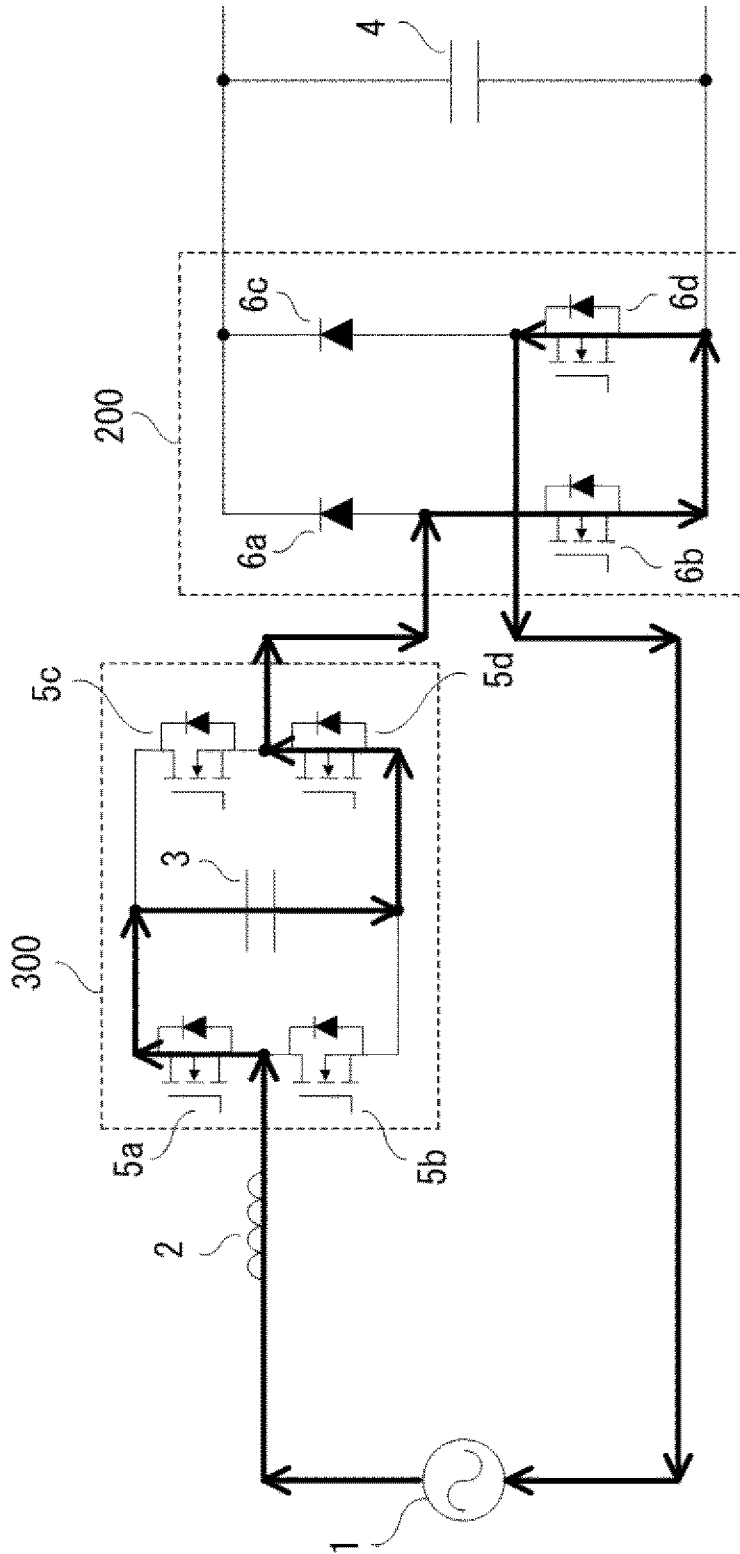
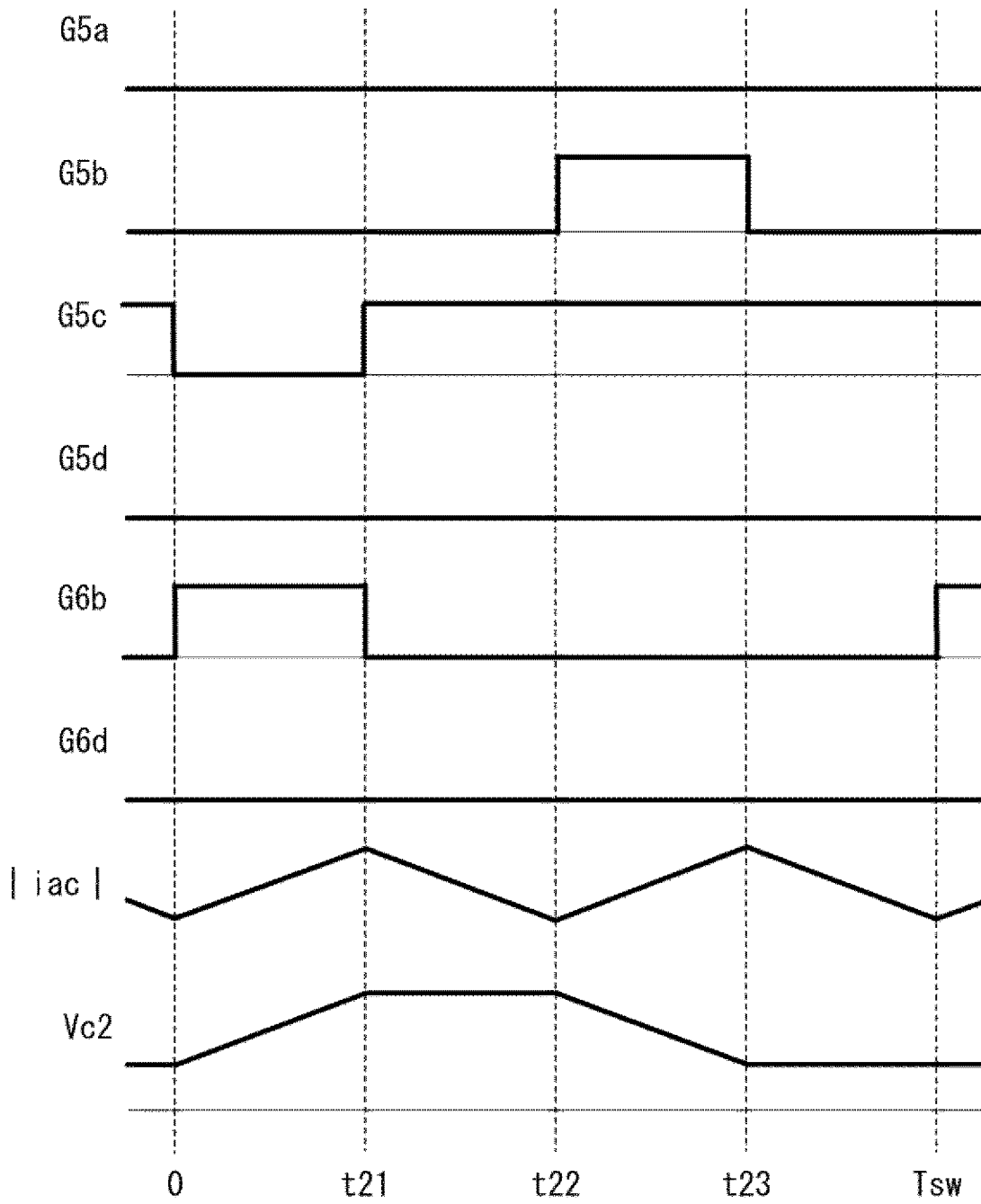


图8

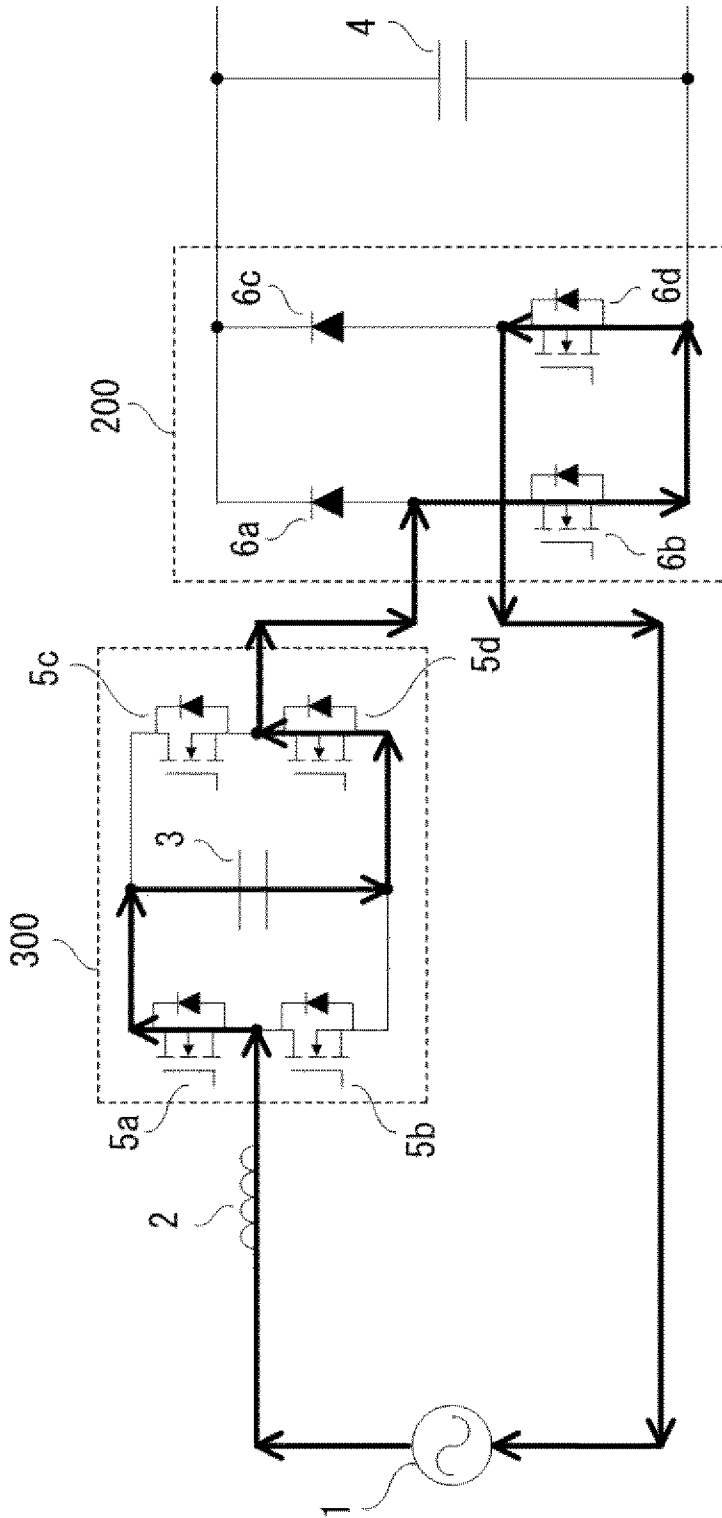
[図9]

図9



[図10]

図10



[図11]

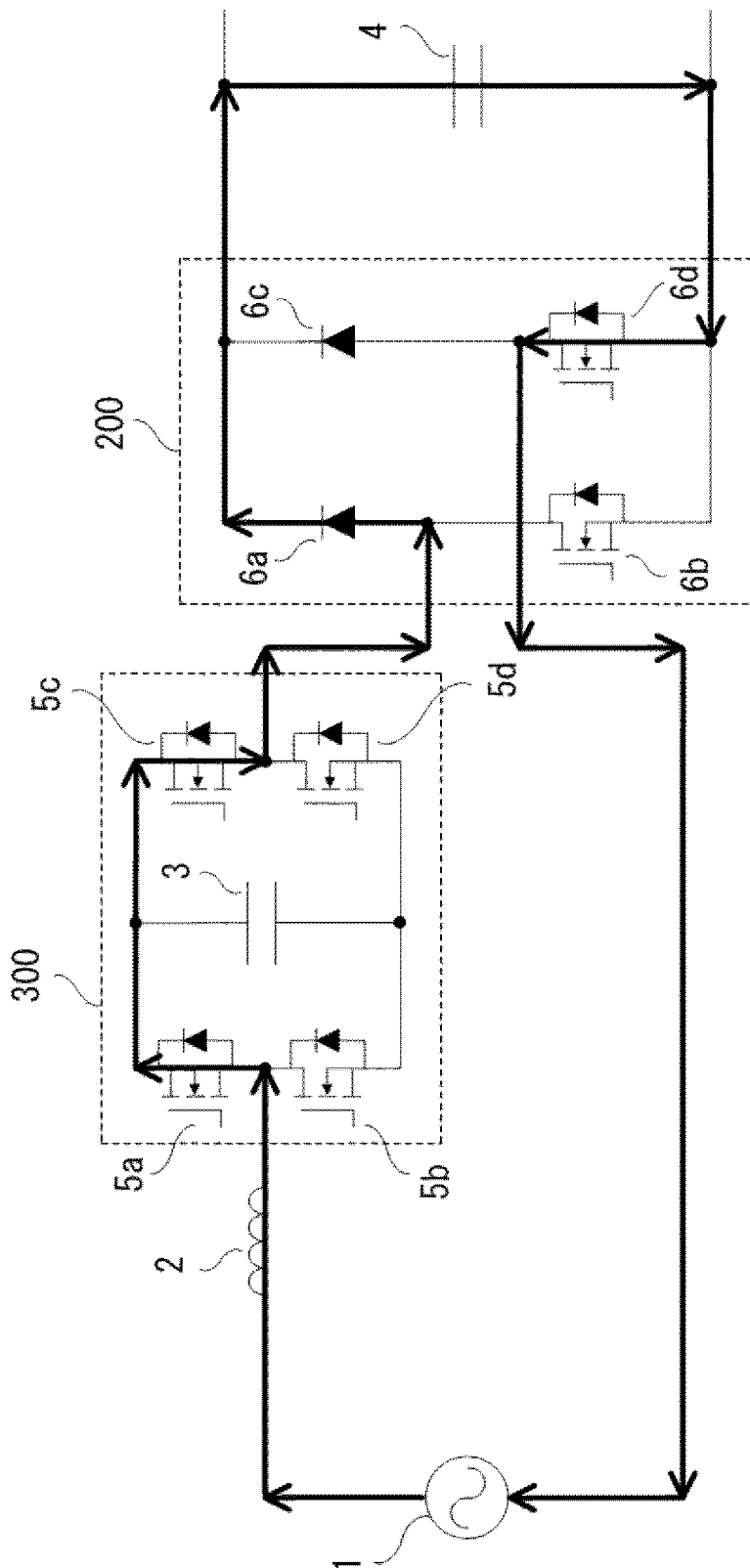


図11

[圖12]

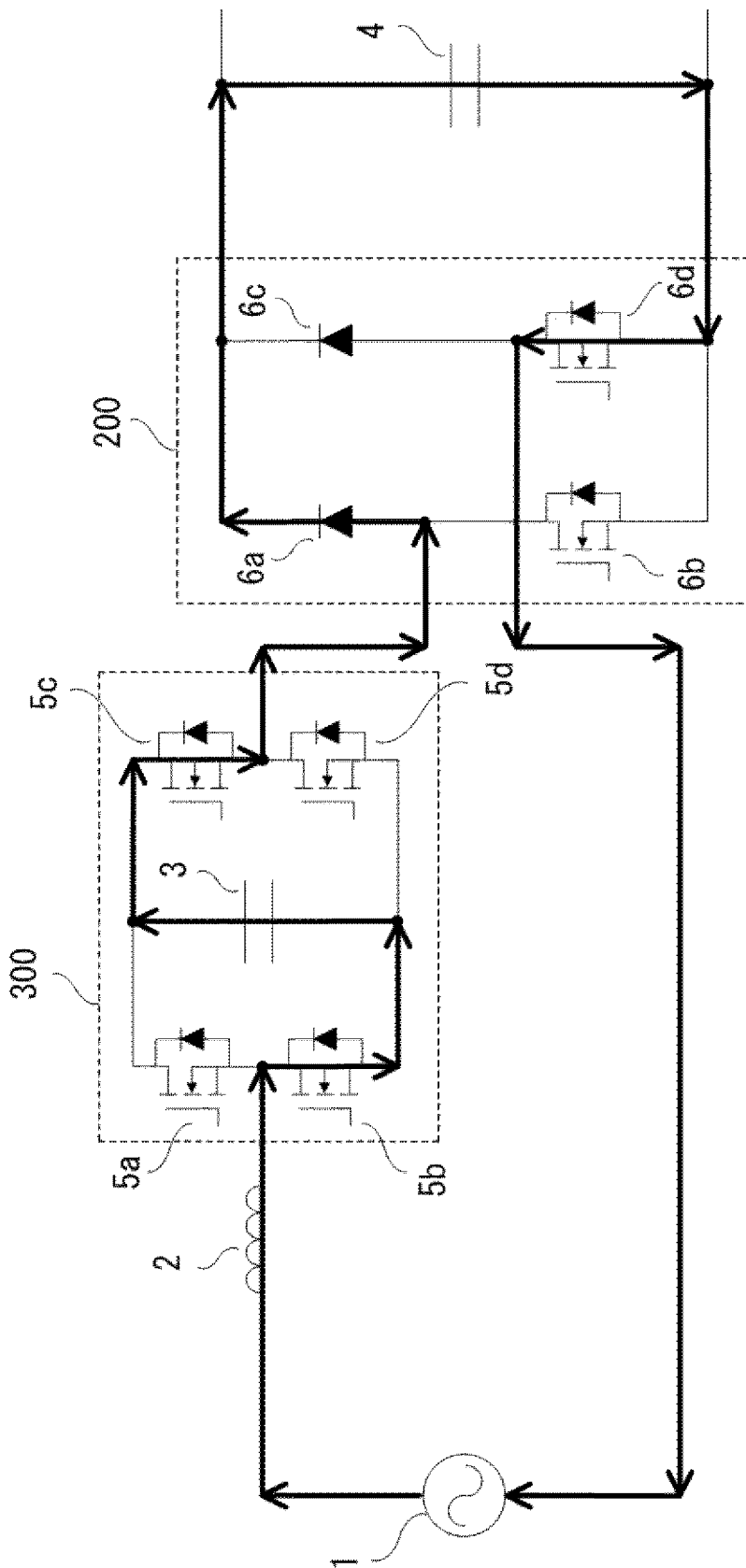


圖12

[图13]

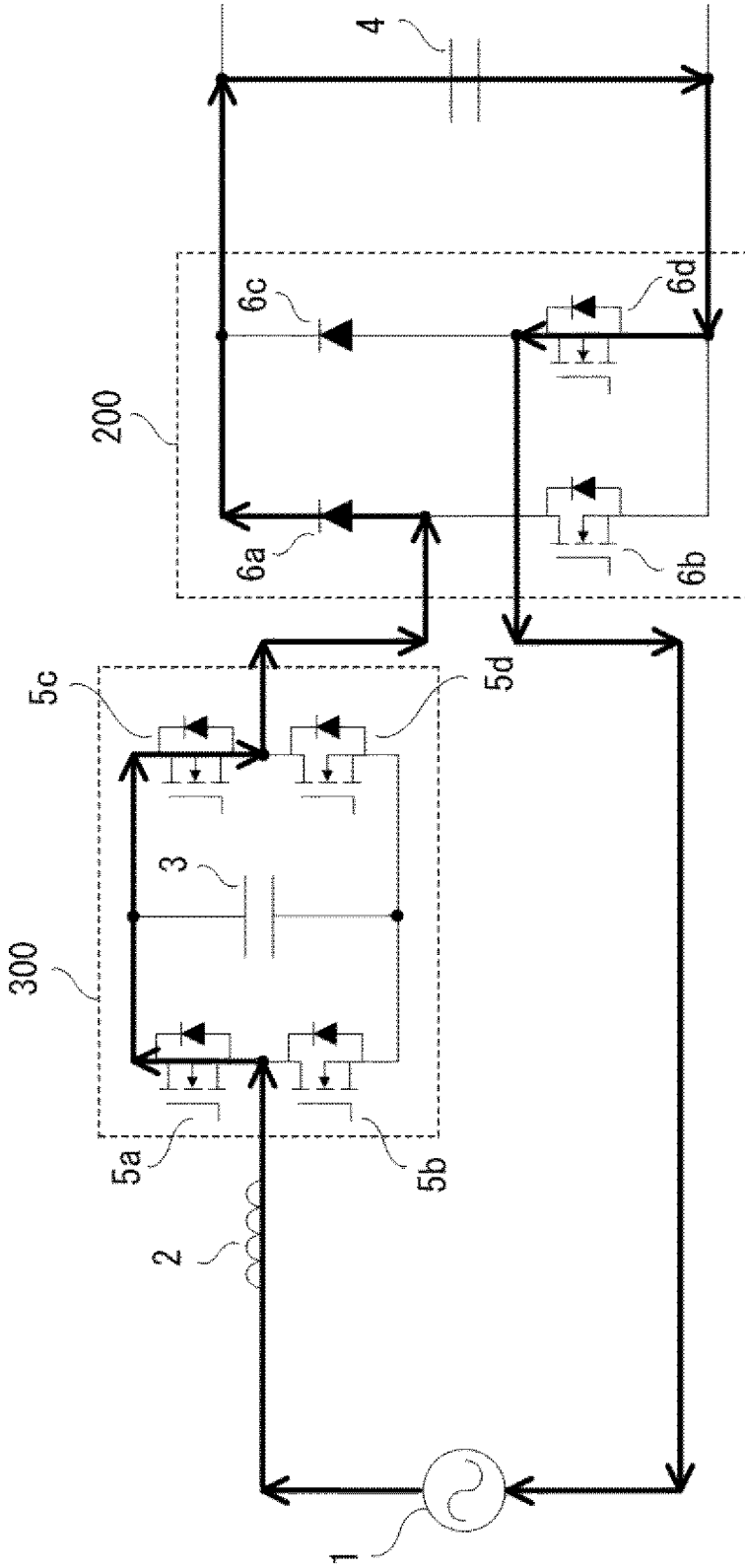
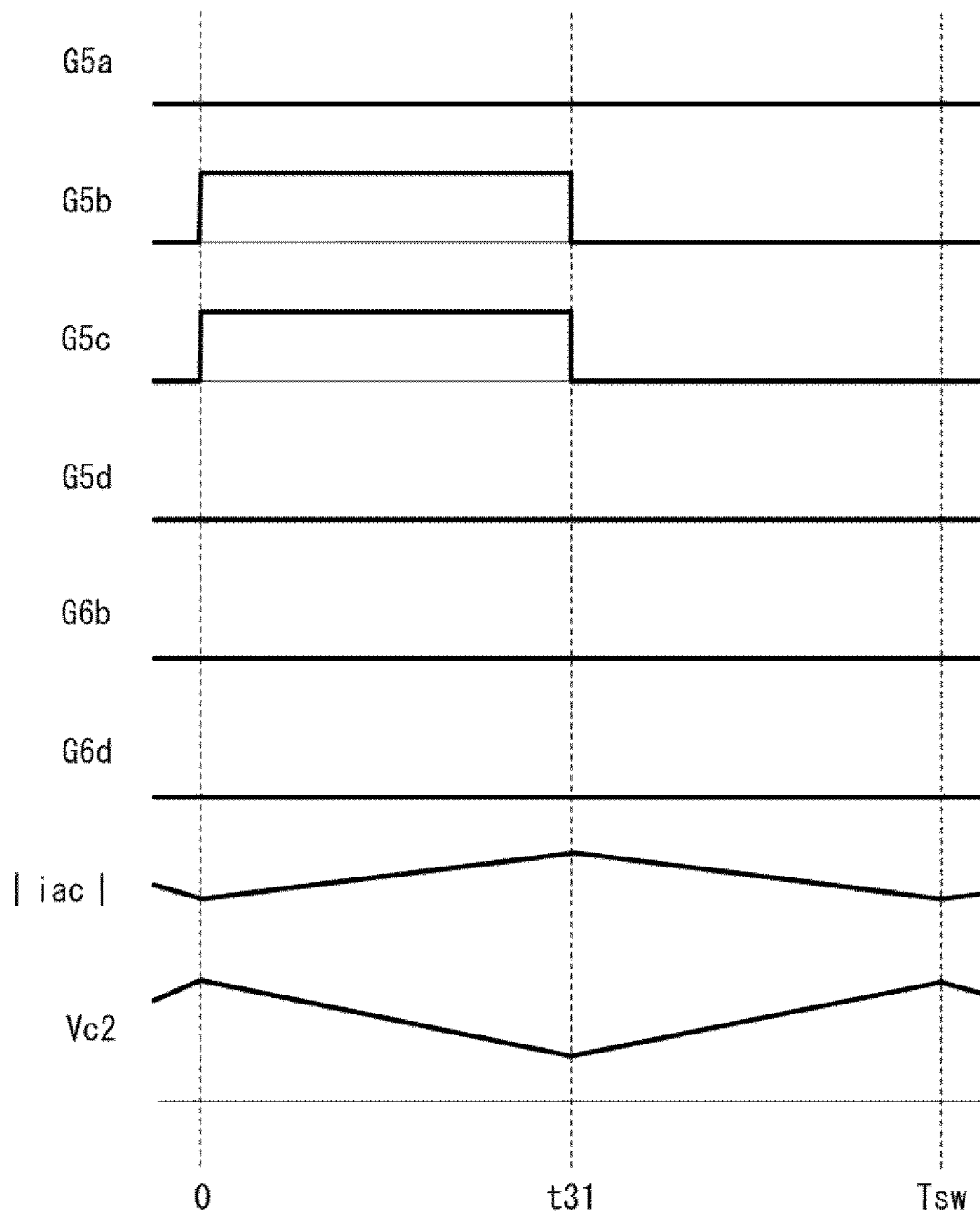


图13

[図14]

図14



[圖15]

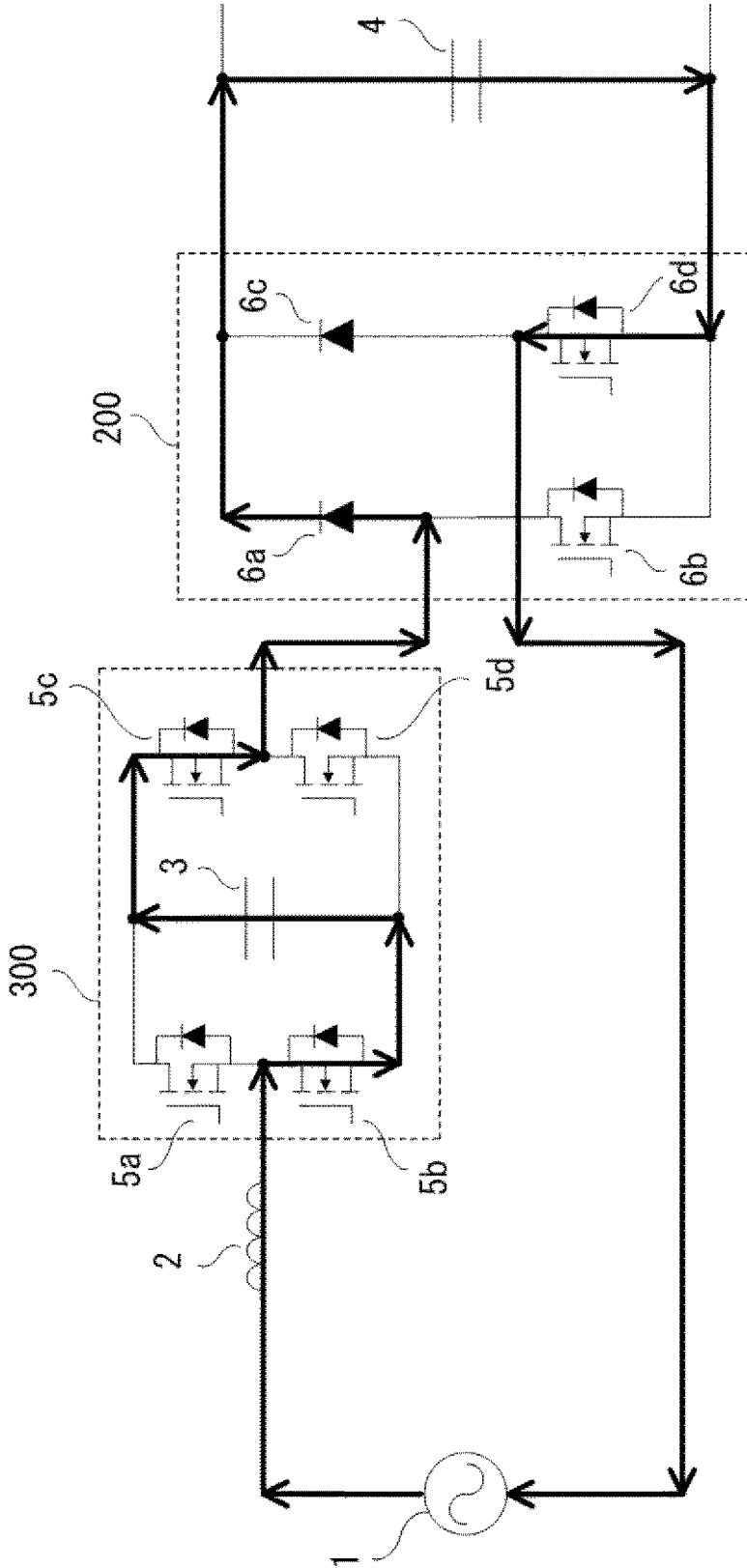


圖15

[圖16]

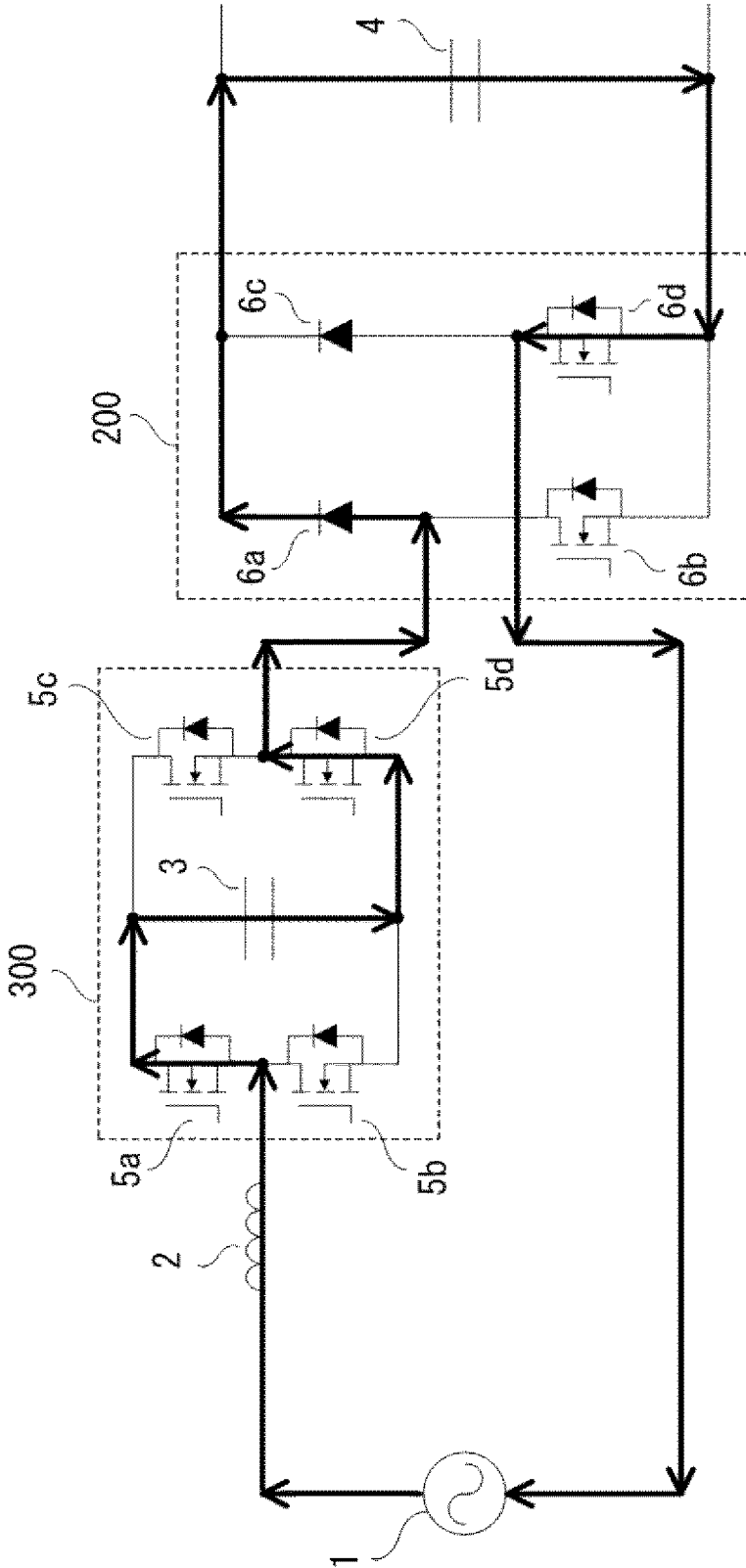
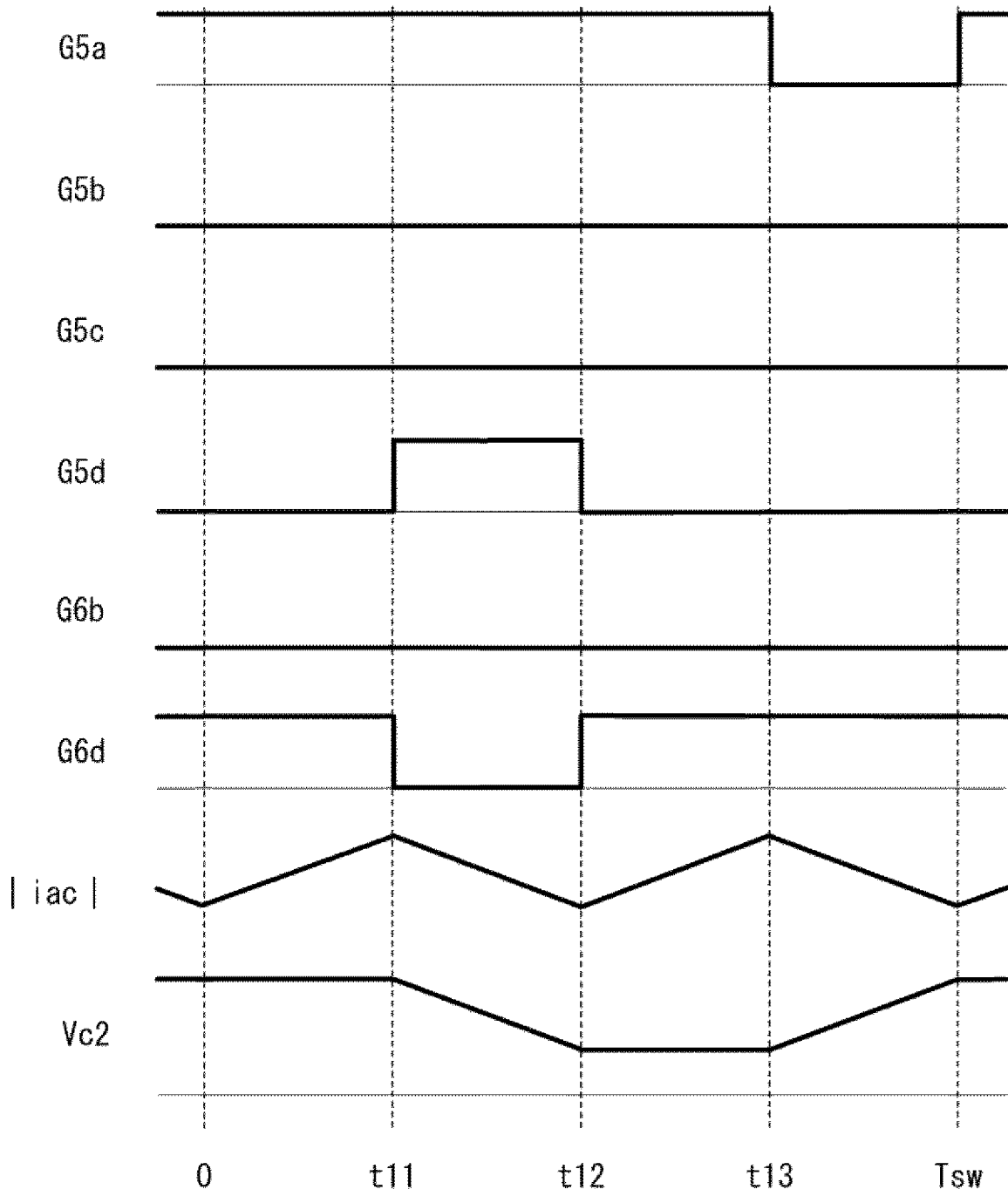


圖16

[図17]

図17



[圖18]

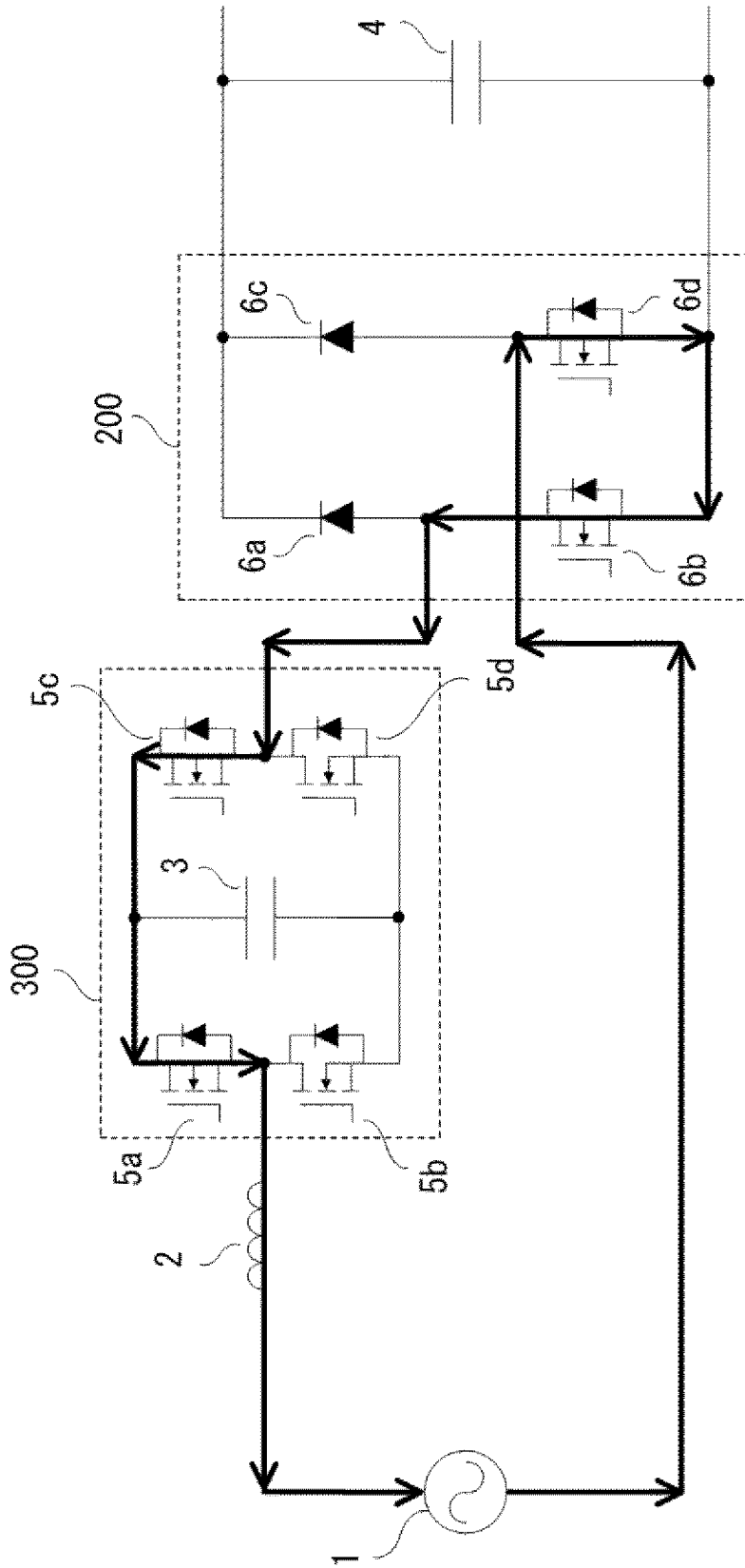


圖18

[圖19]

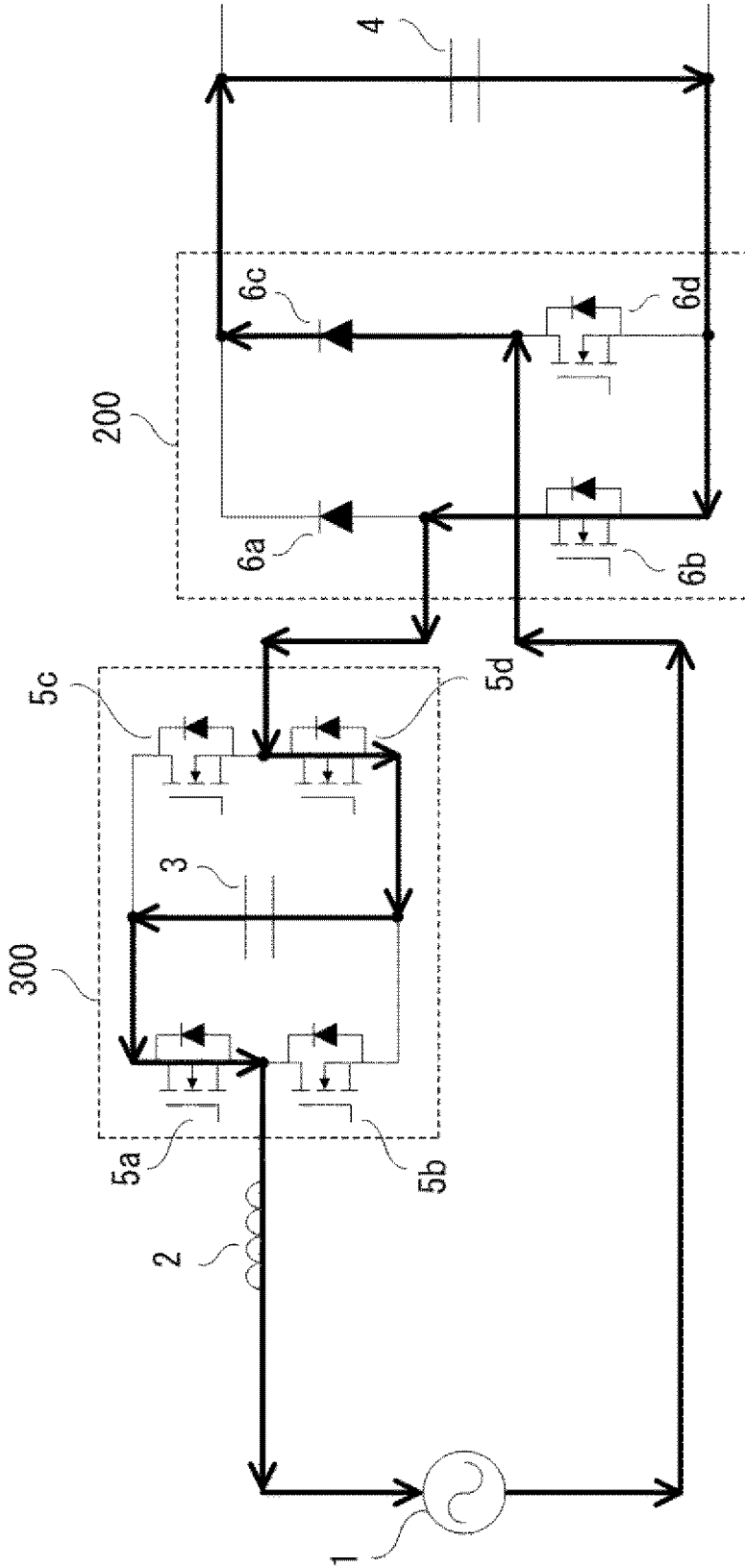


圖19

[图20]

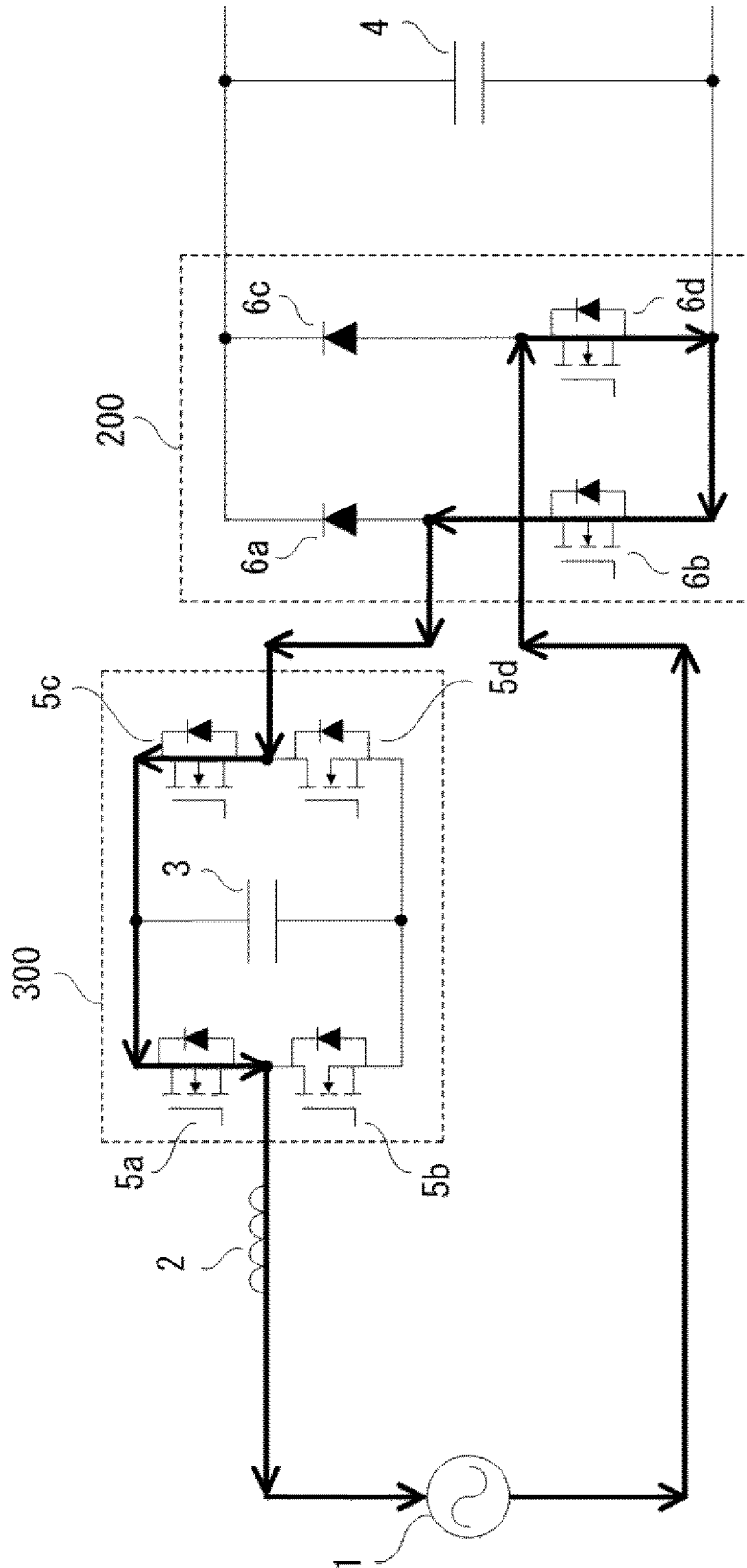


图20

[图21]

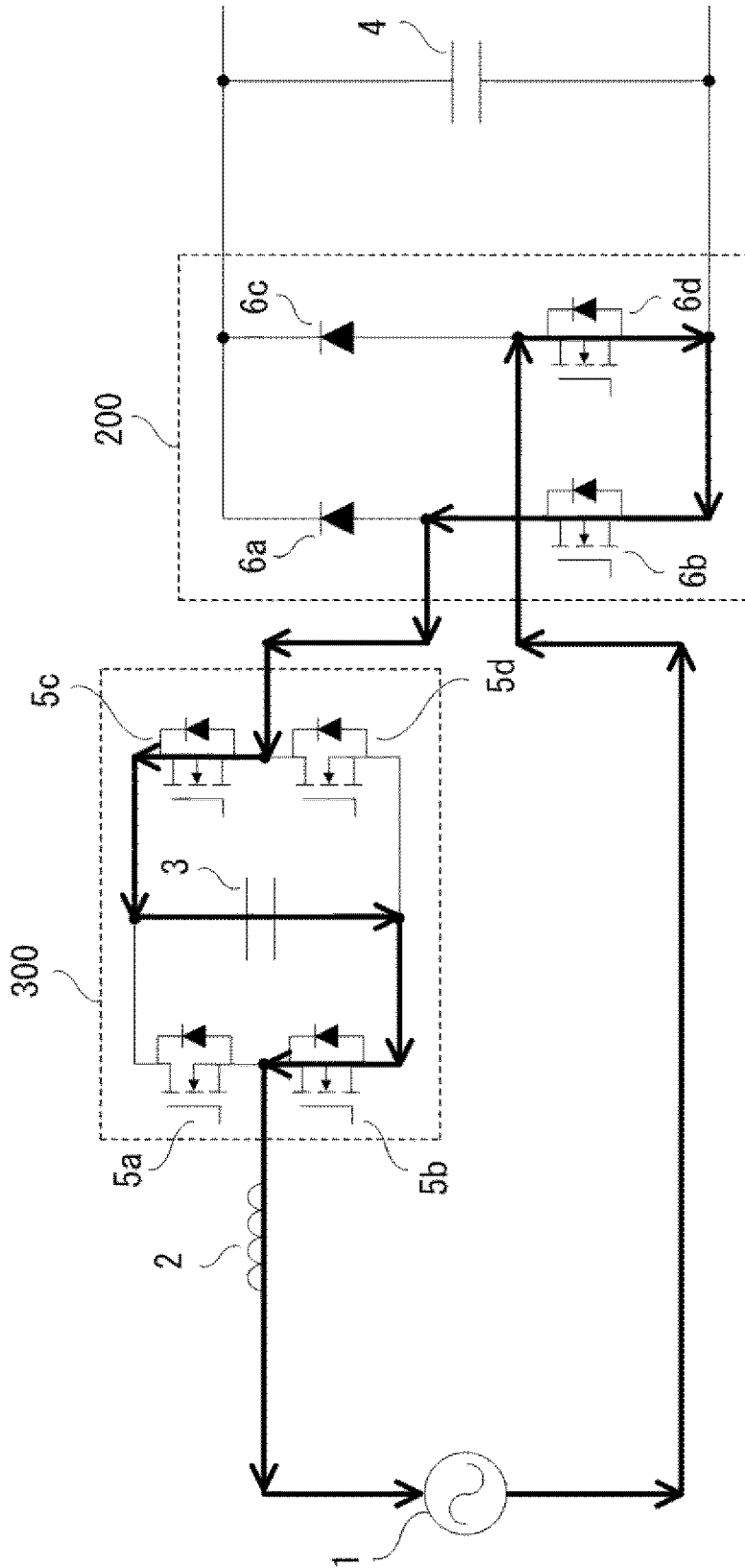
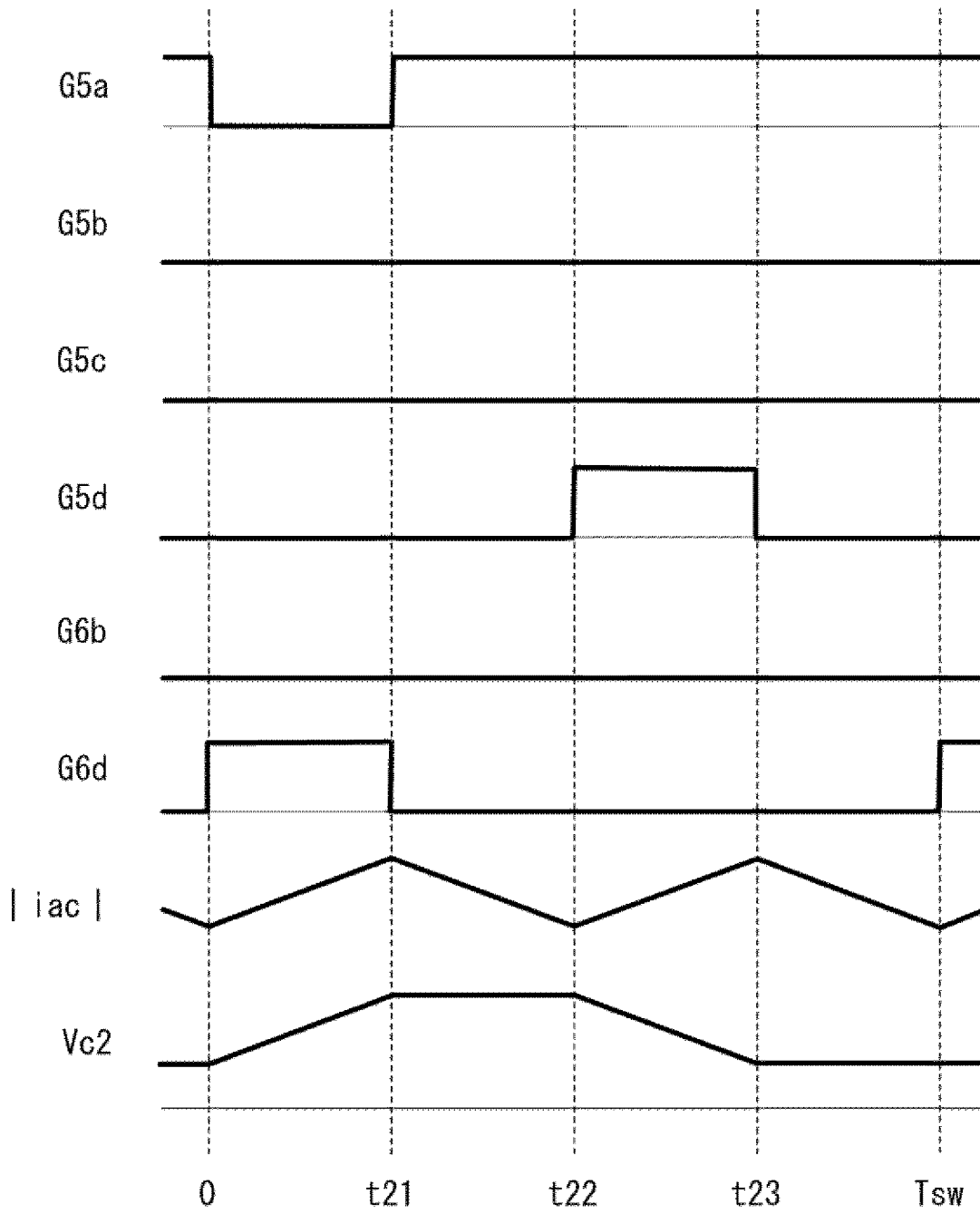


图21

[図22]

図22



[图23]

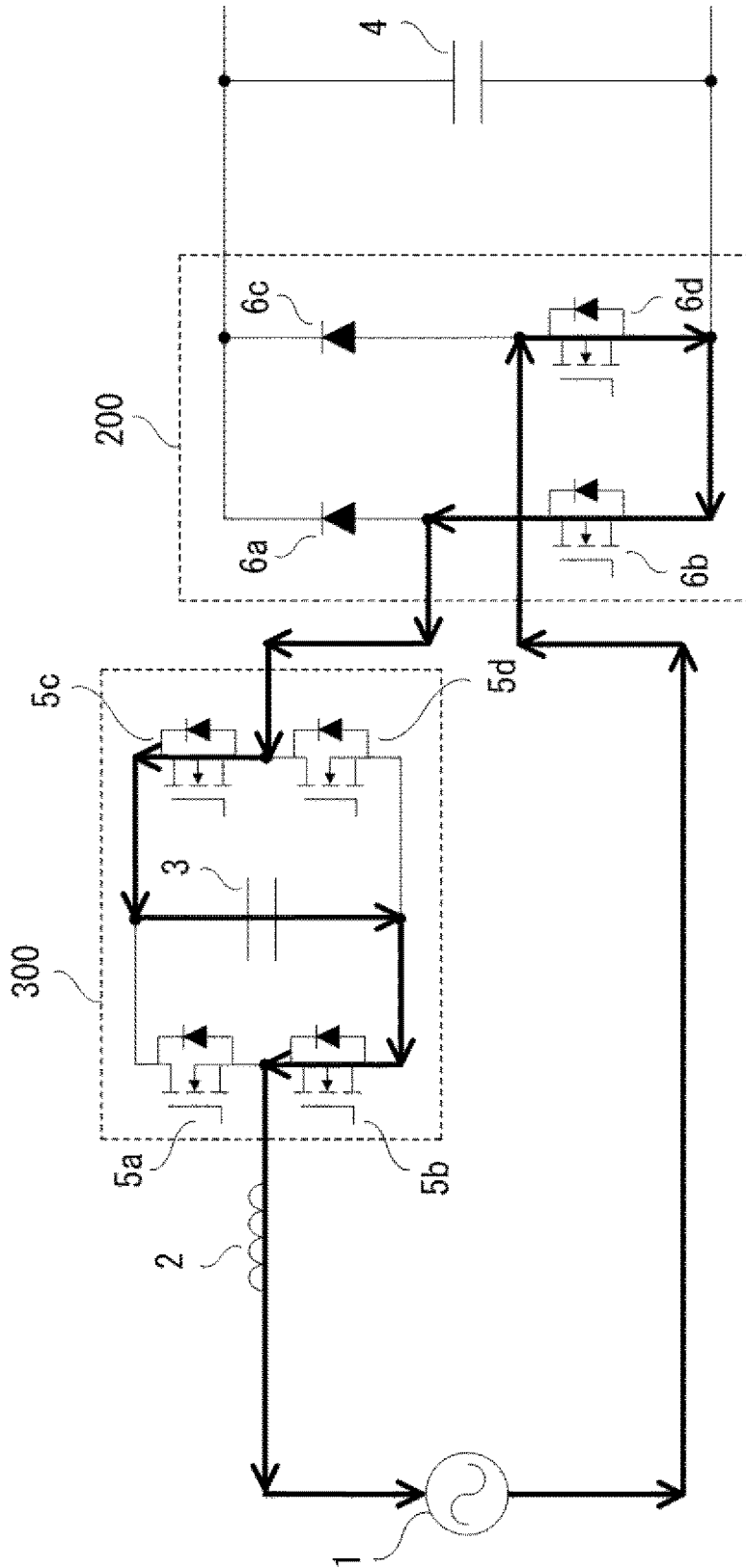


图23

[图24]

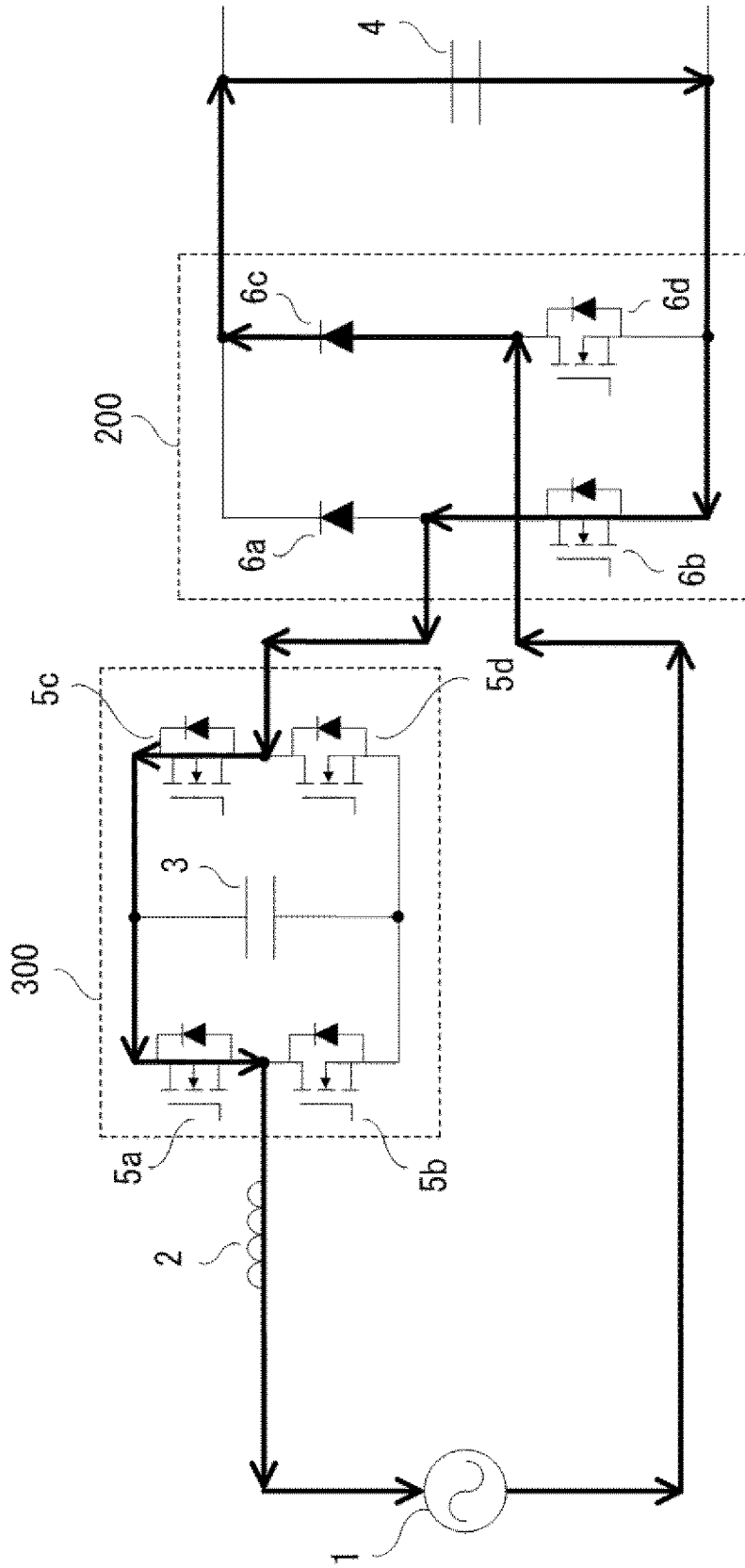


图24

[图25]

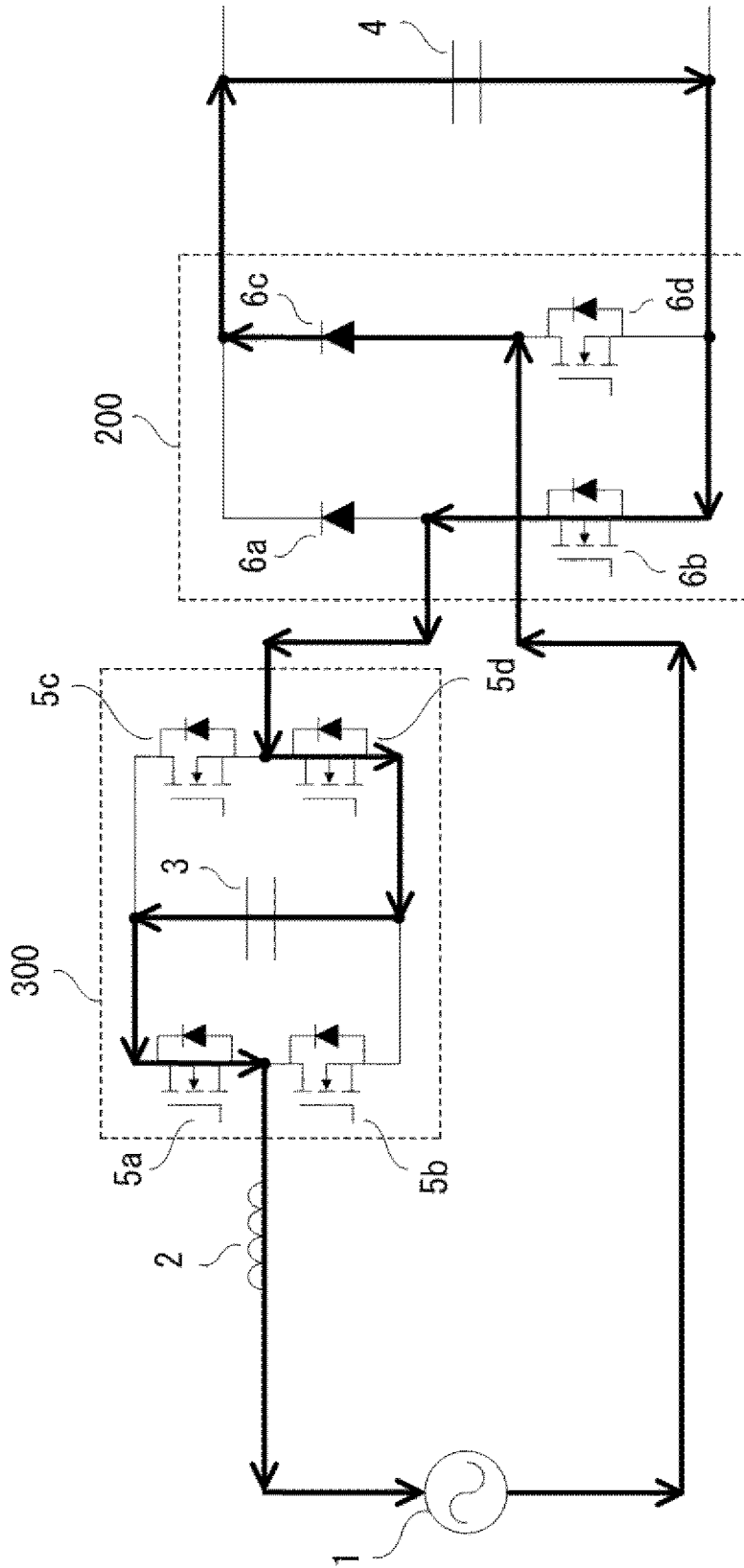


图25

[图26]

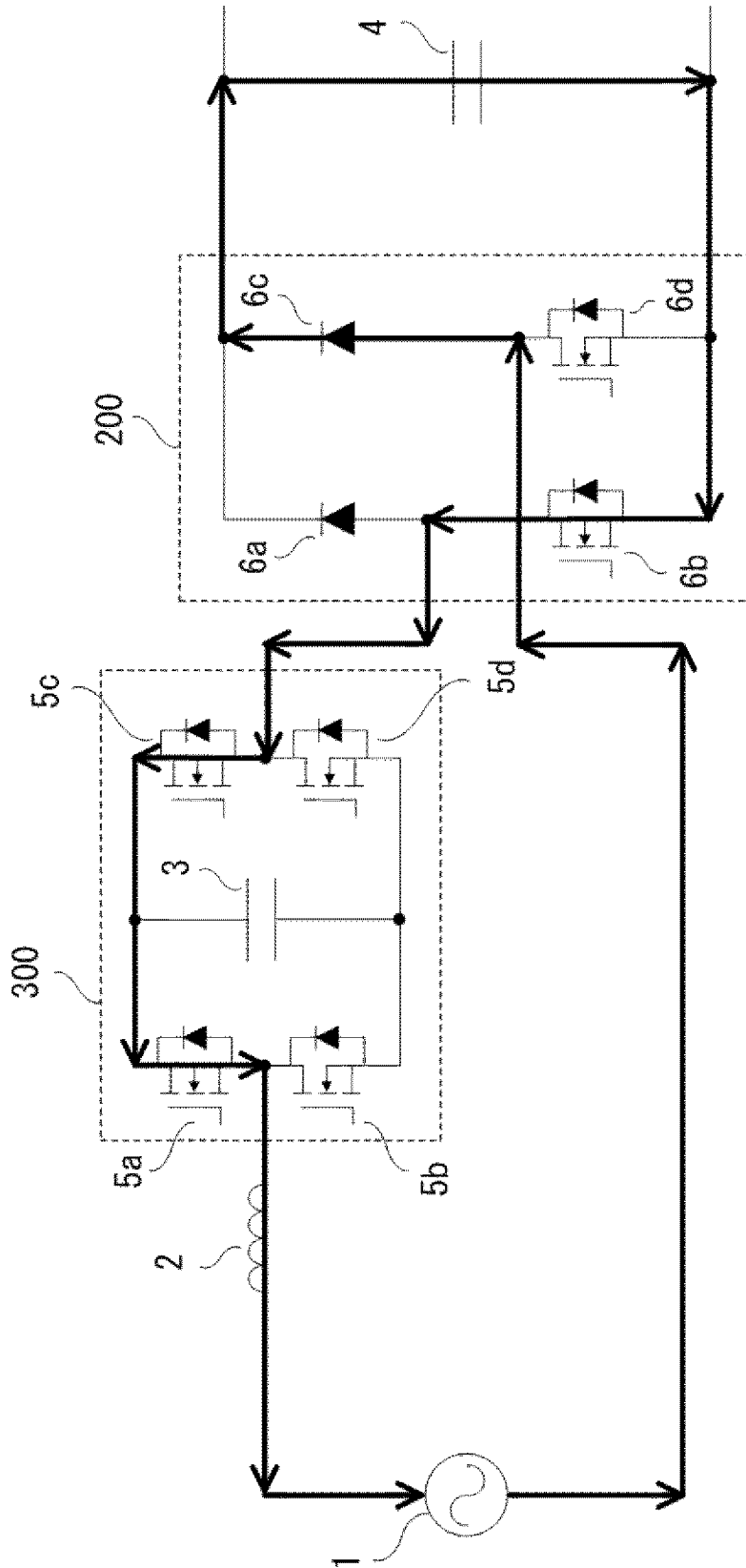
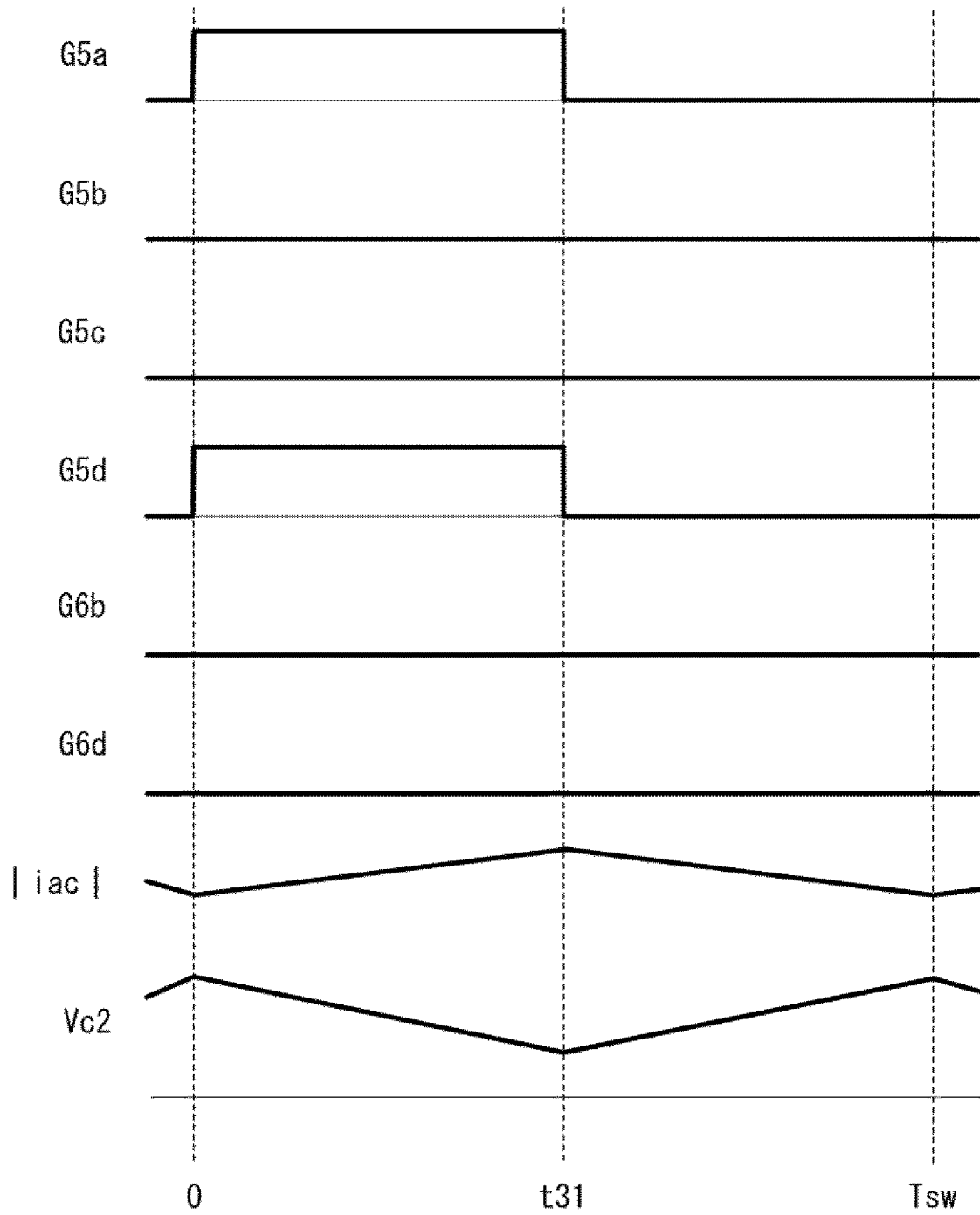


图26

[図27]

図27



[图28]

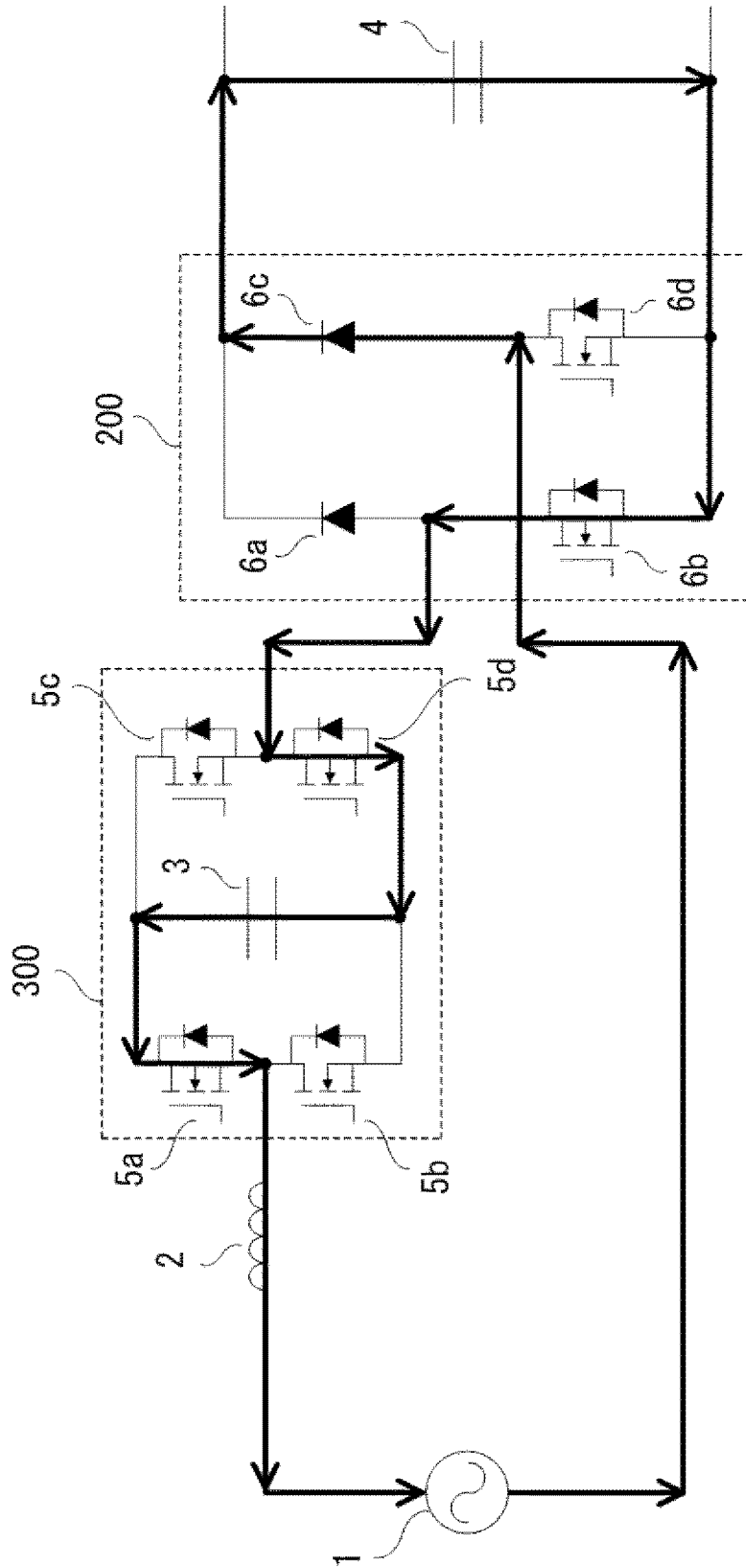


图28

[圖29]

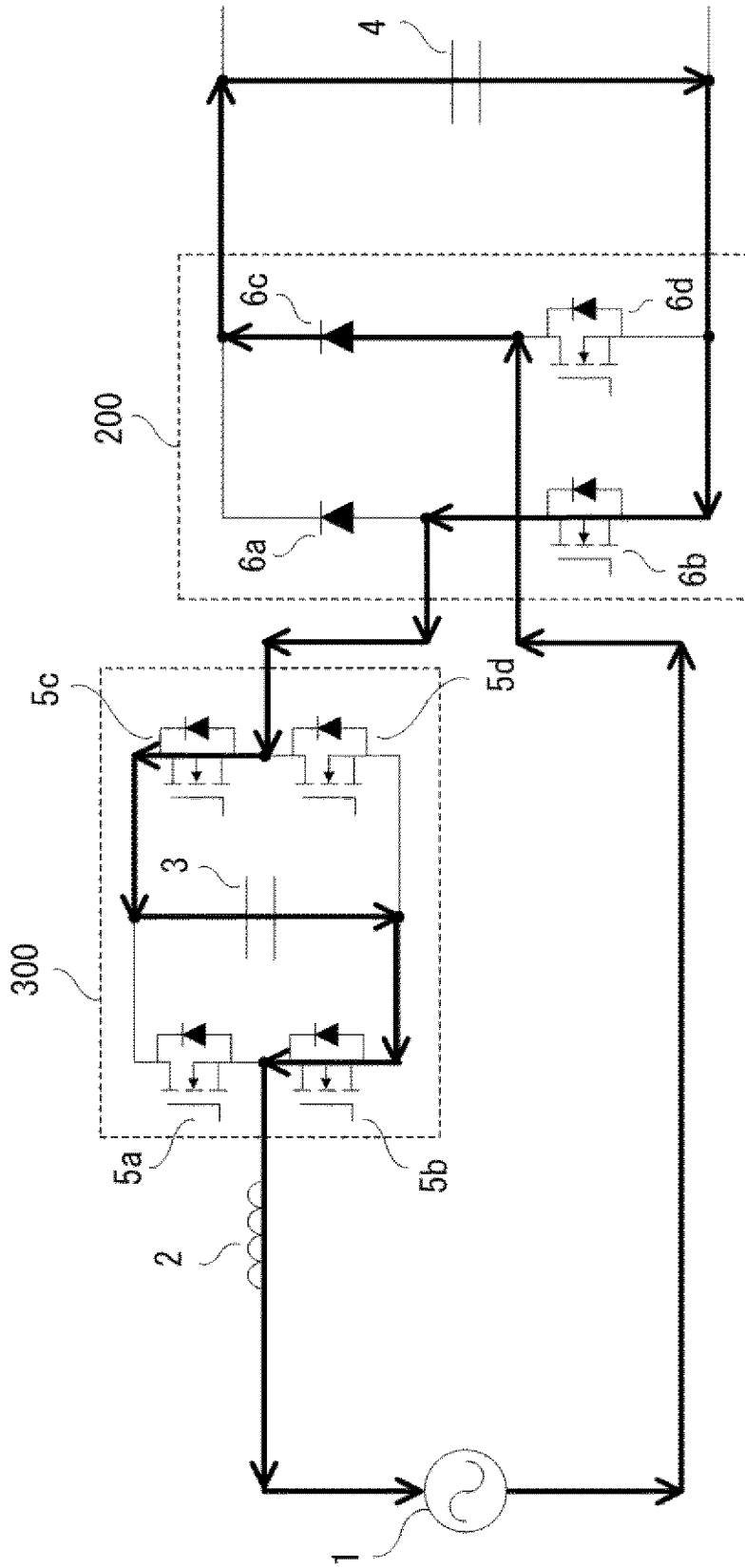


圖29

[図30]

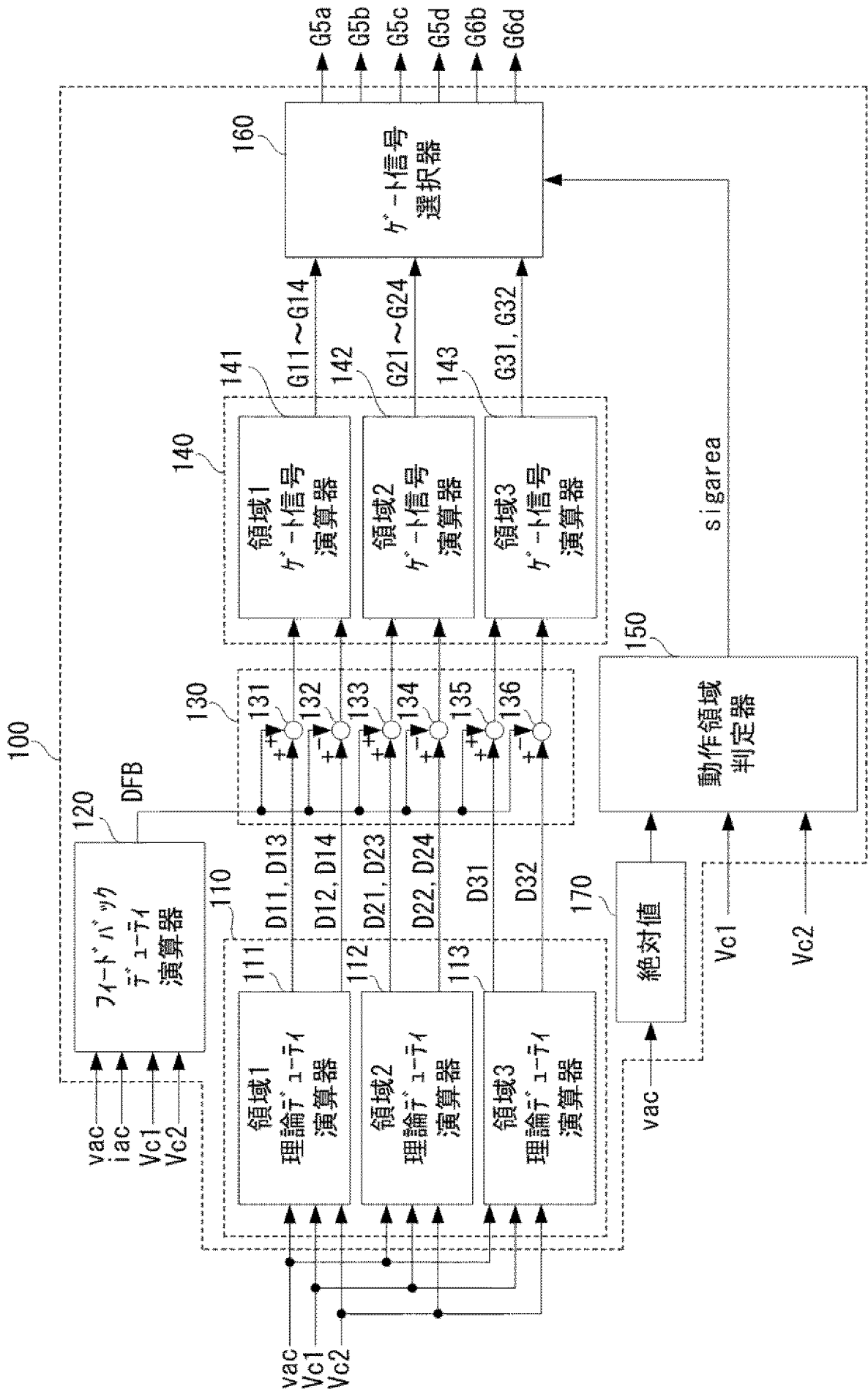


図30

[图31]

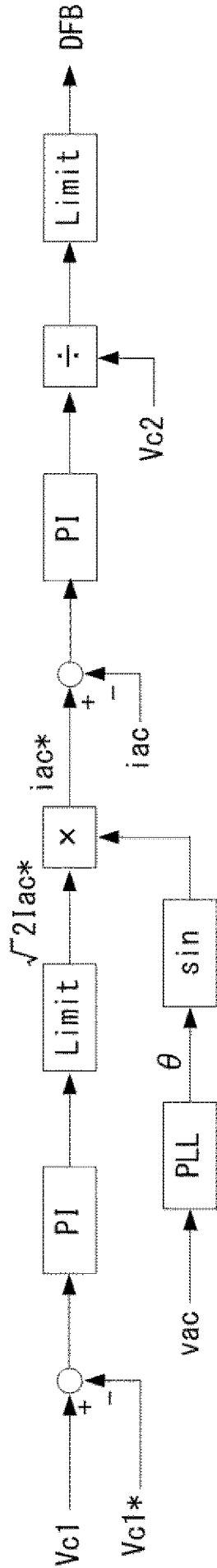
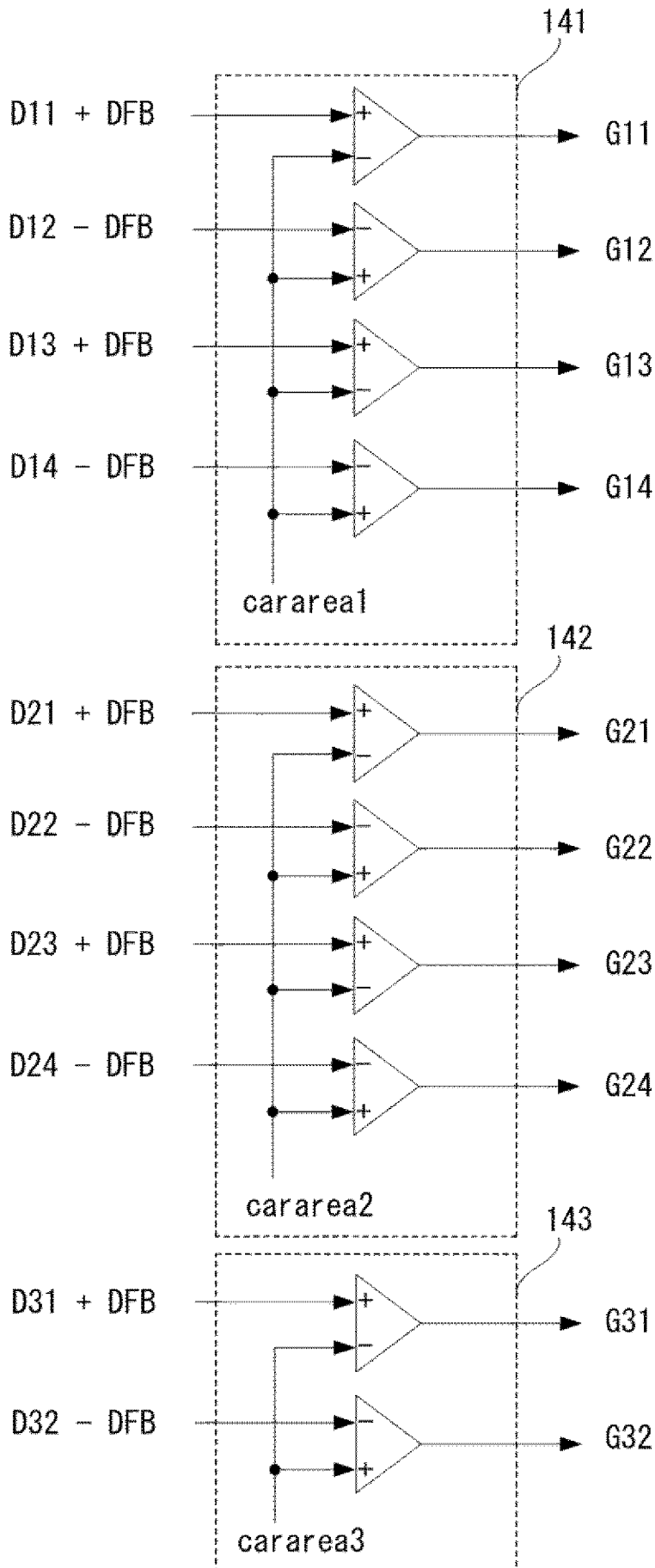


图31

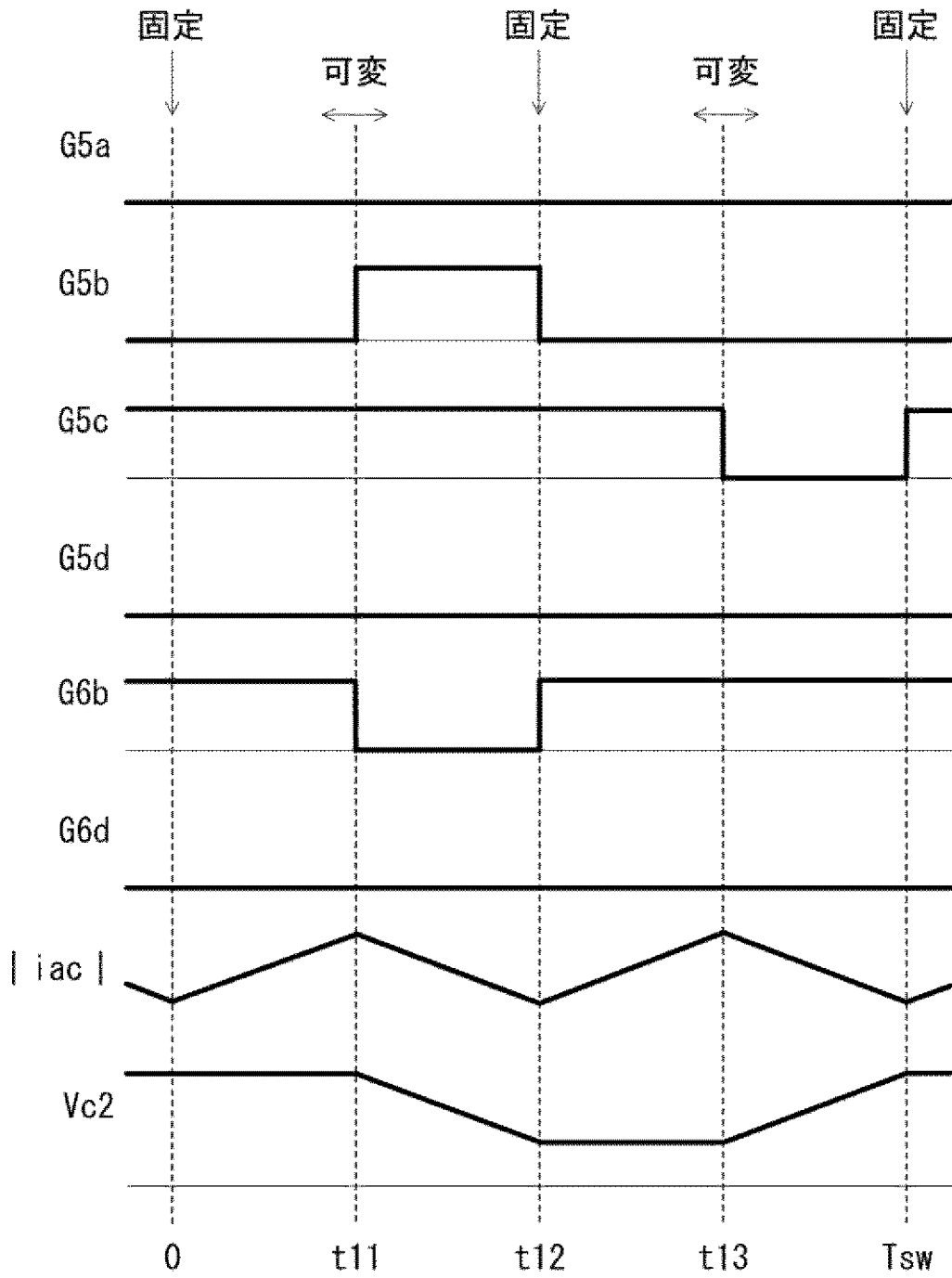
[図32]

図32



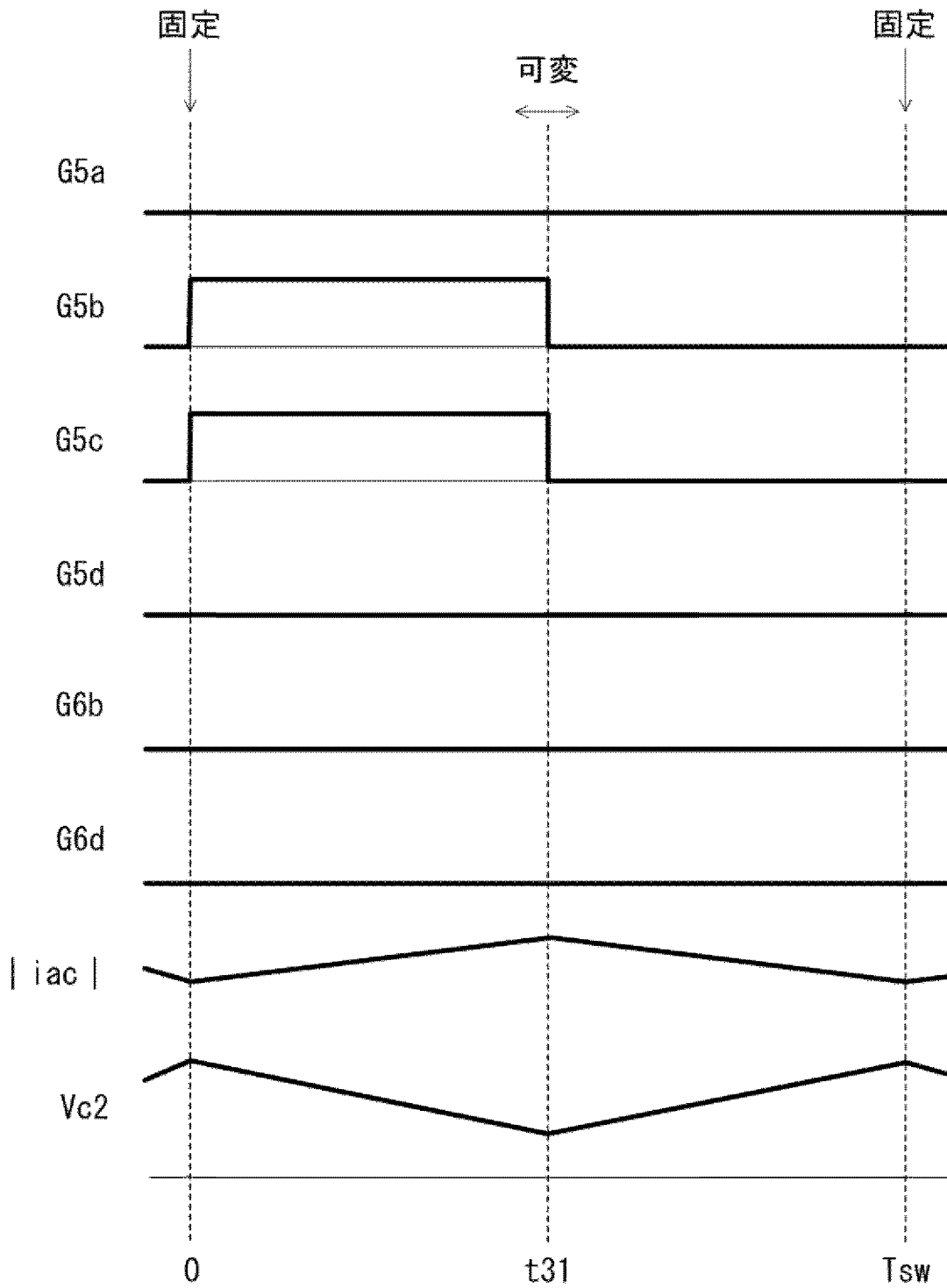
[図33]

図33



[図34]

図34



[図35]

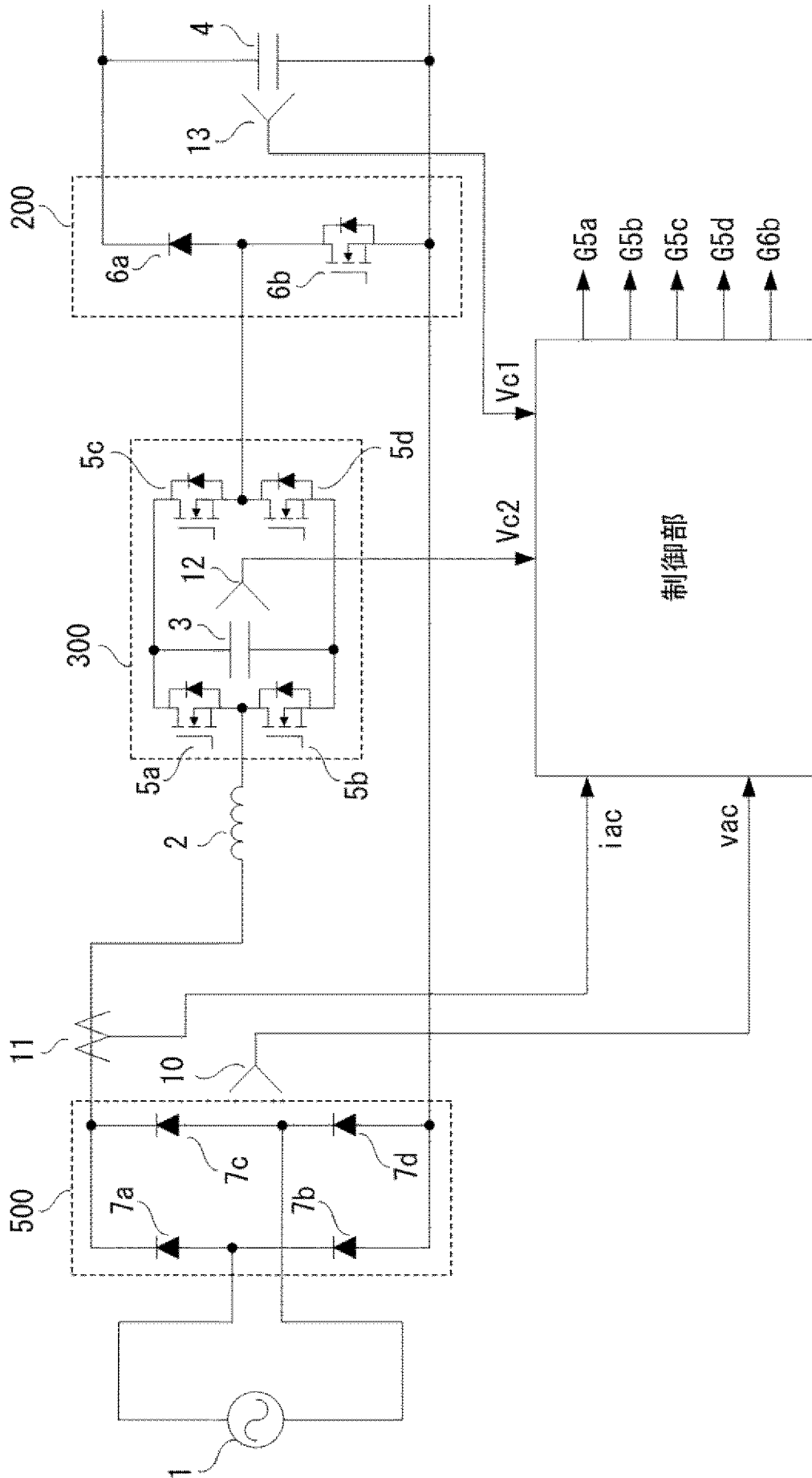


図35

[図36]

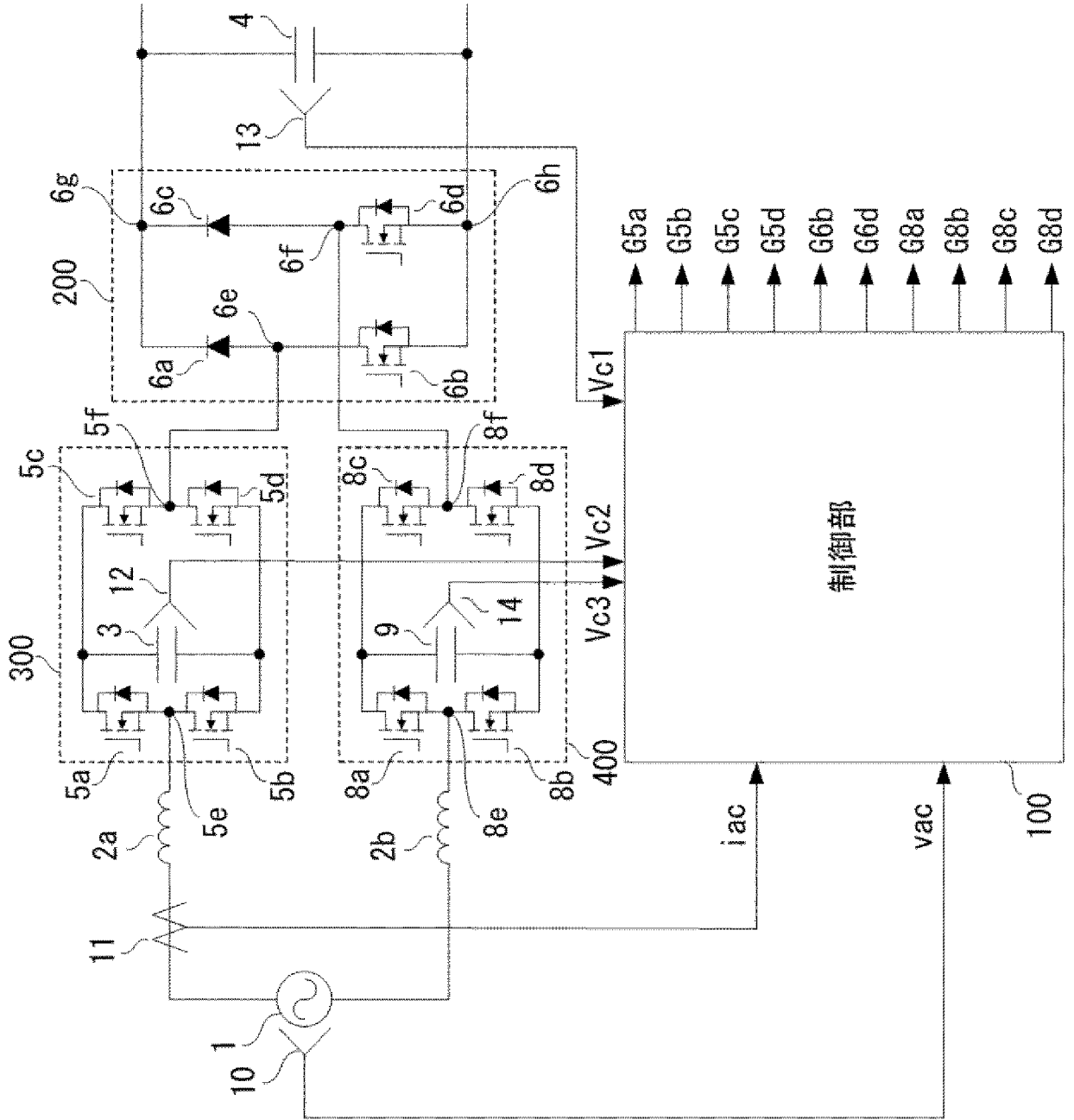
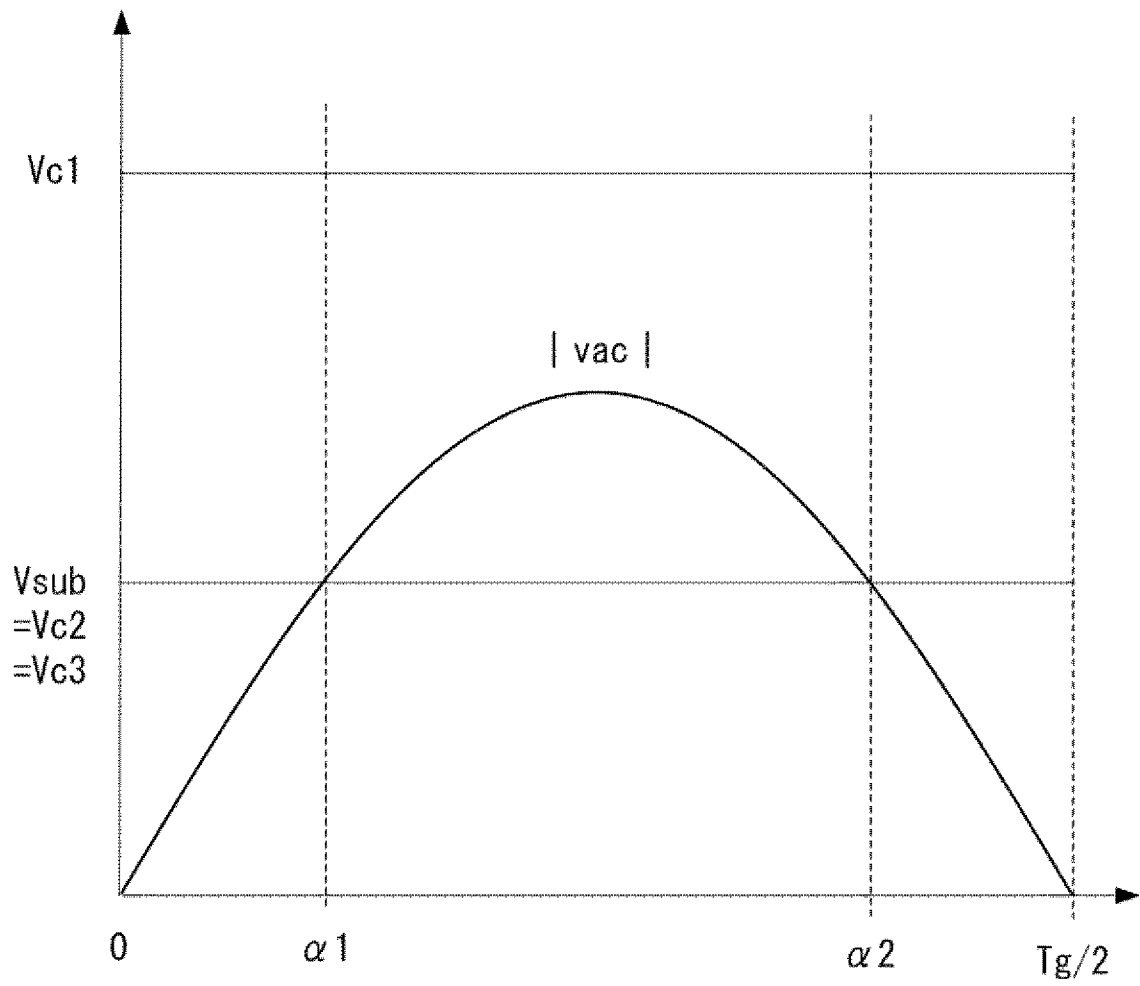


图36

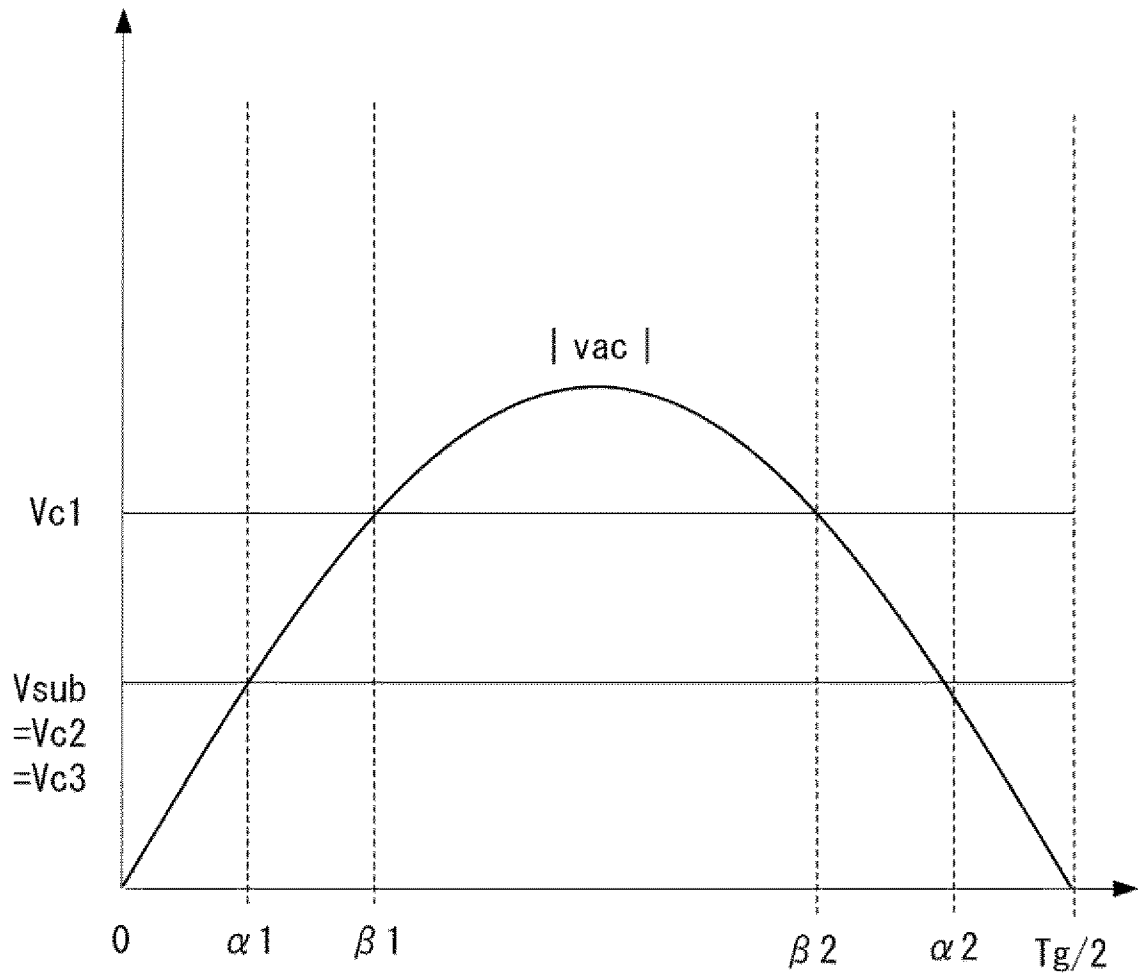
[図37]

図37



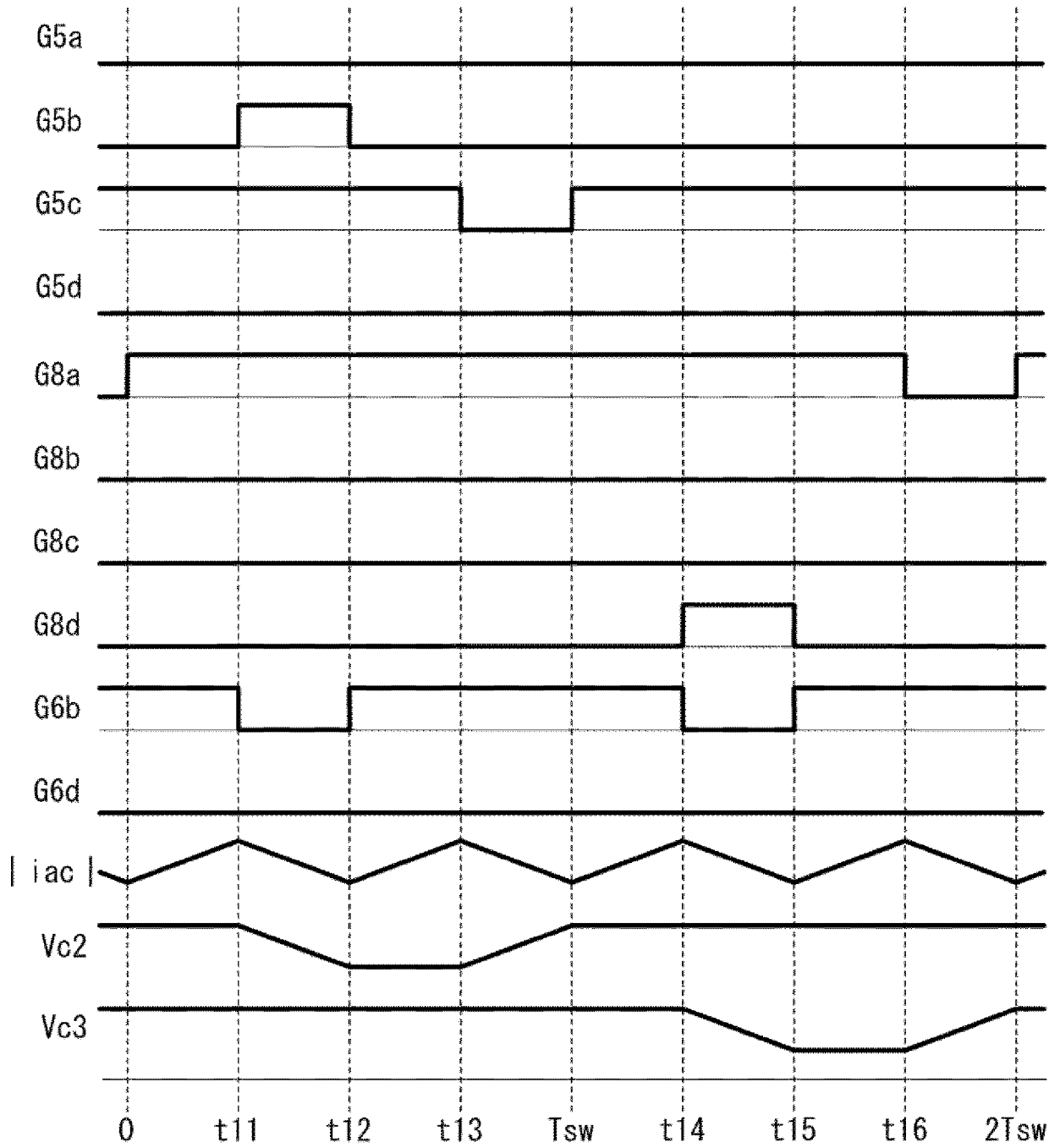
[図38]

図38



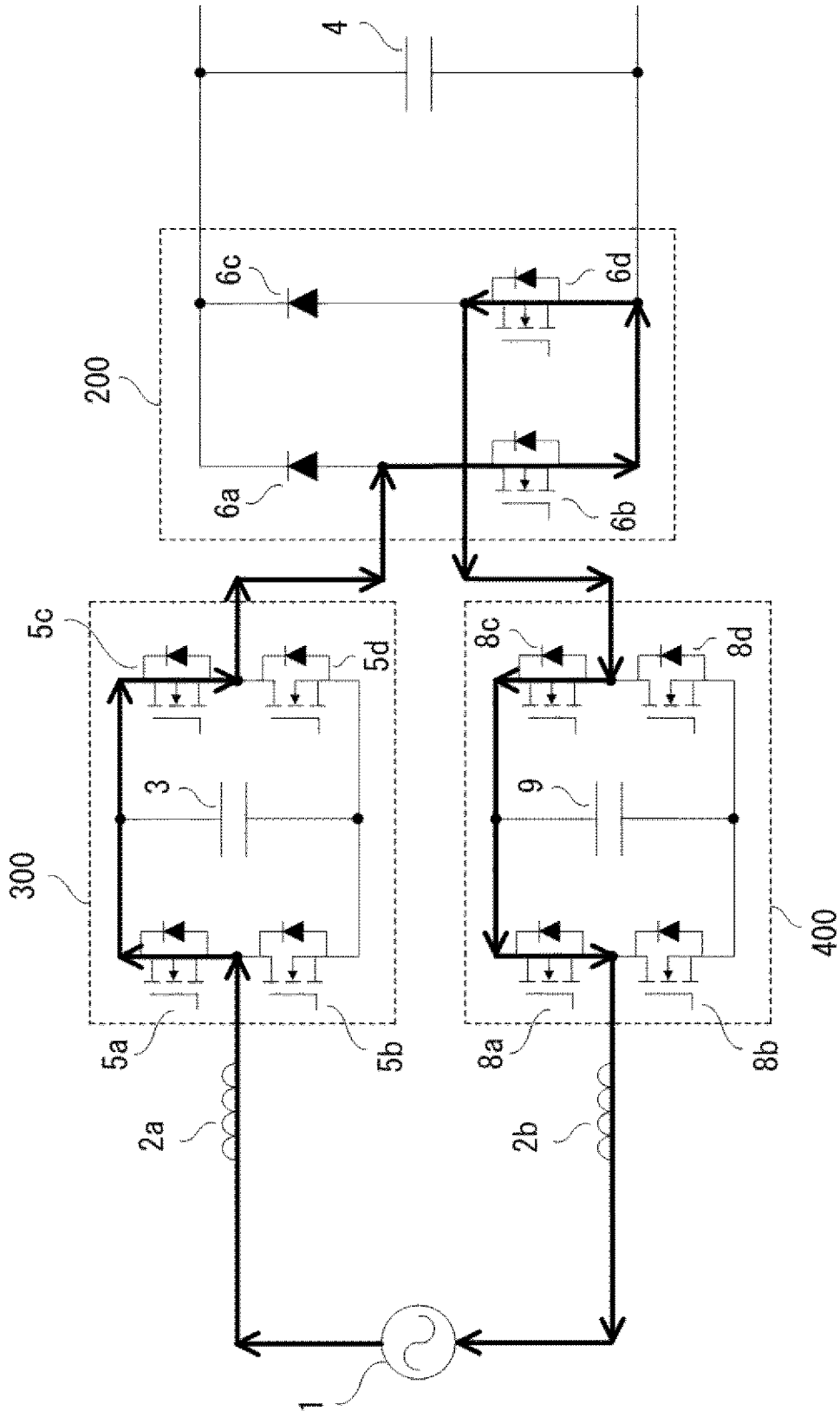
[図39]

図39



[図40]

図40



[图41]

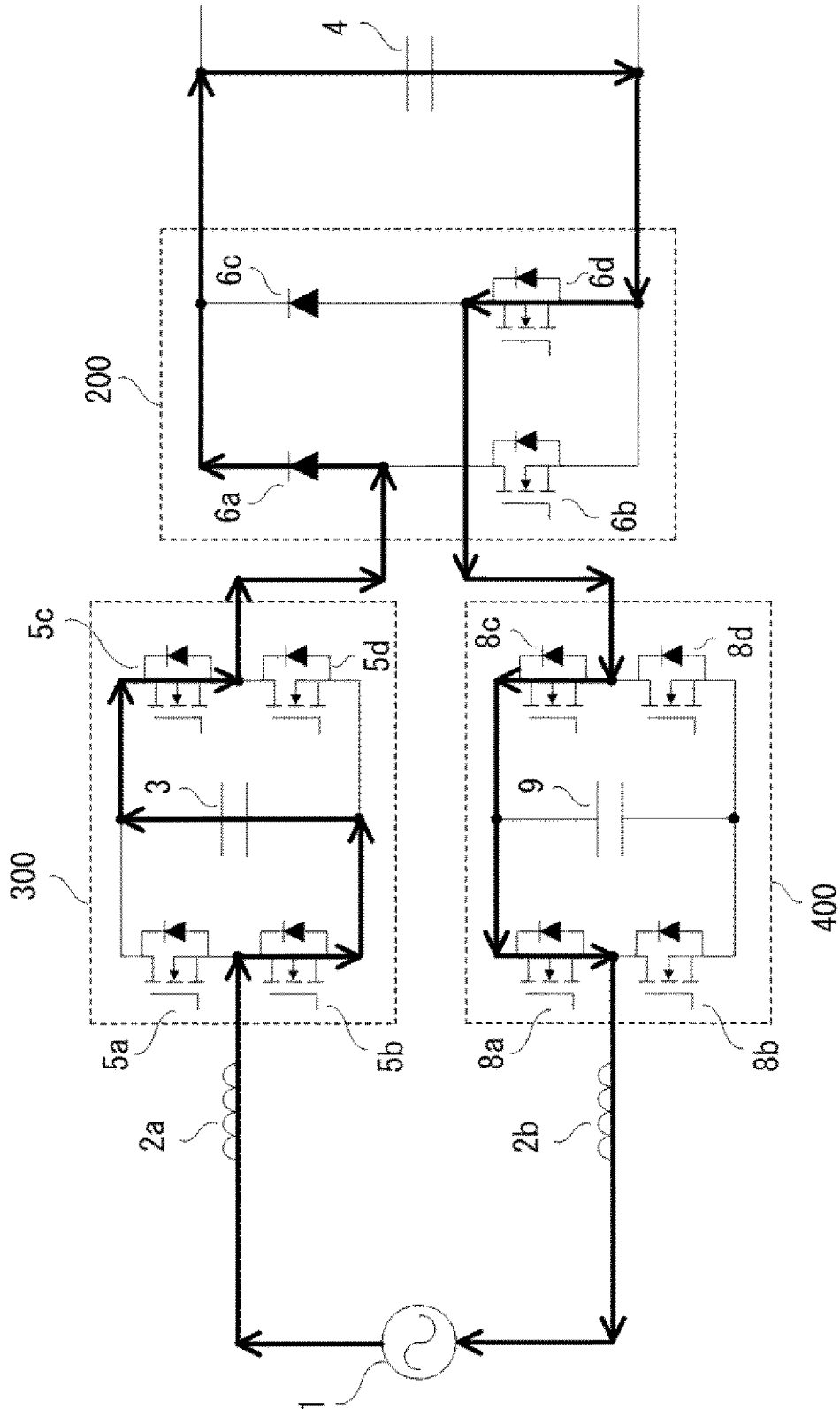


图41

[圖42]

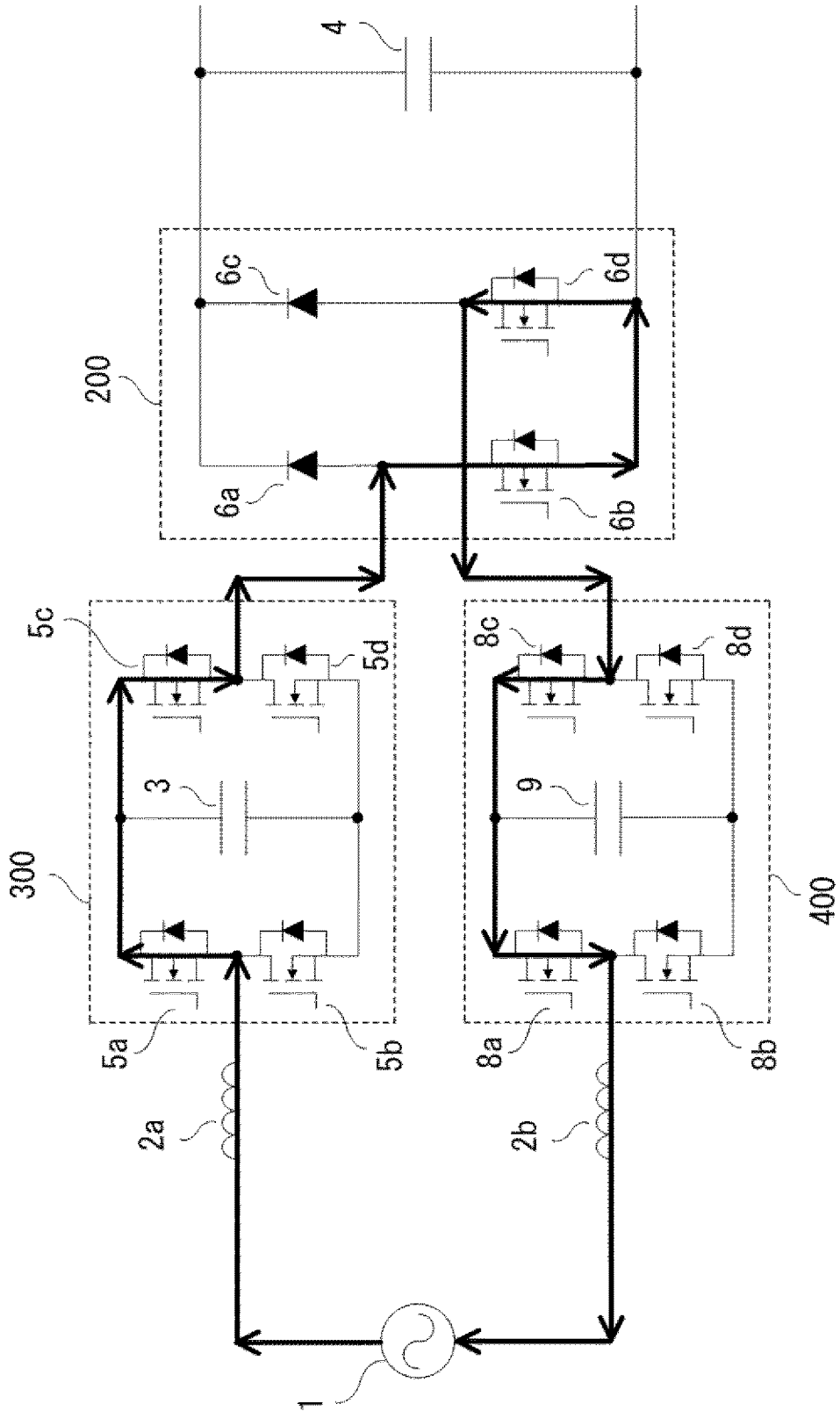
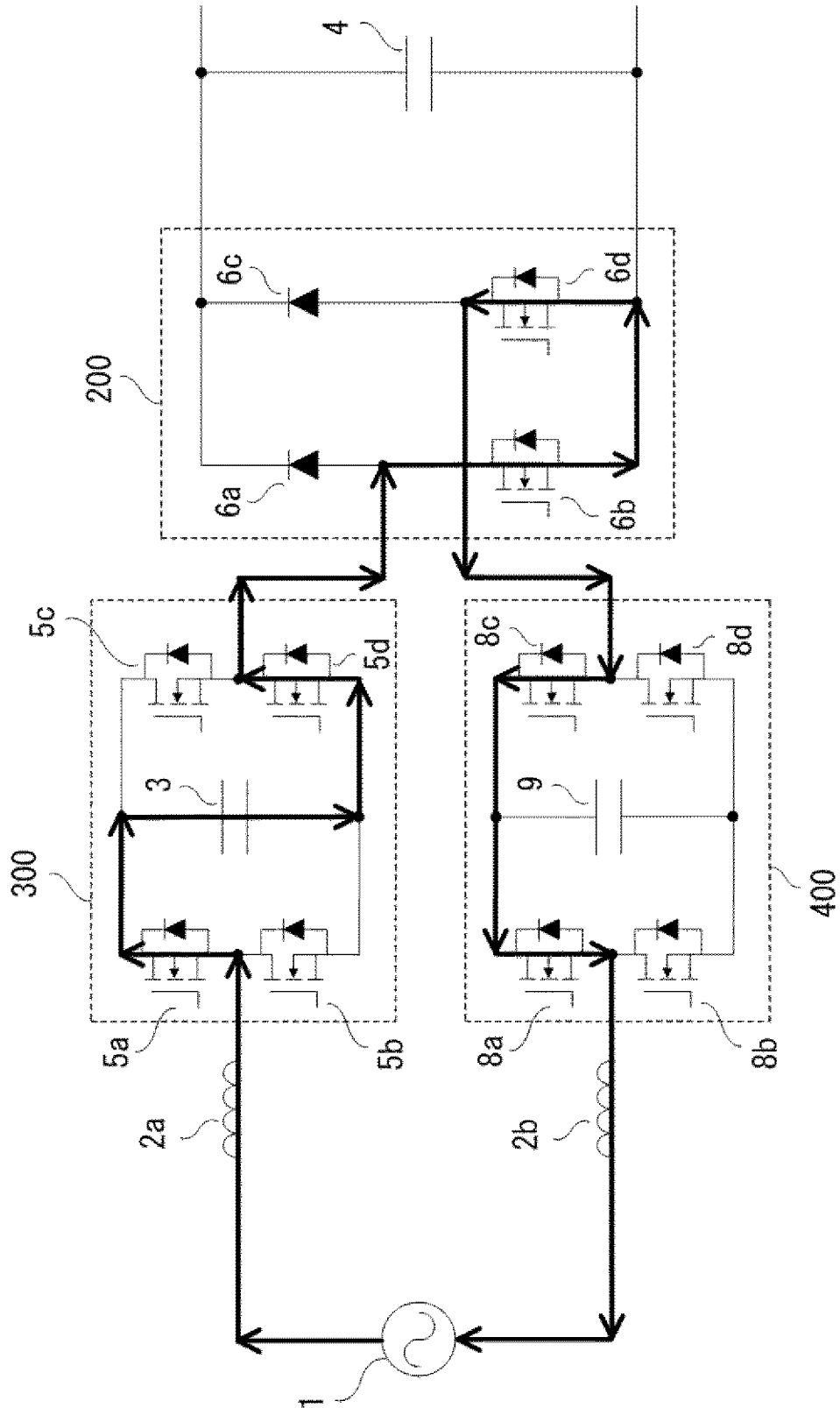


圖42

[図43]



[図43]

[圖44]

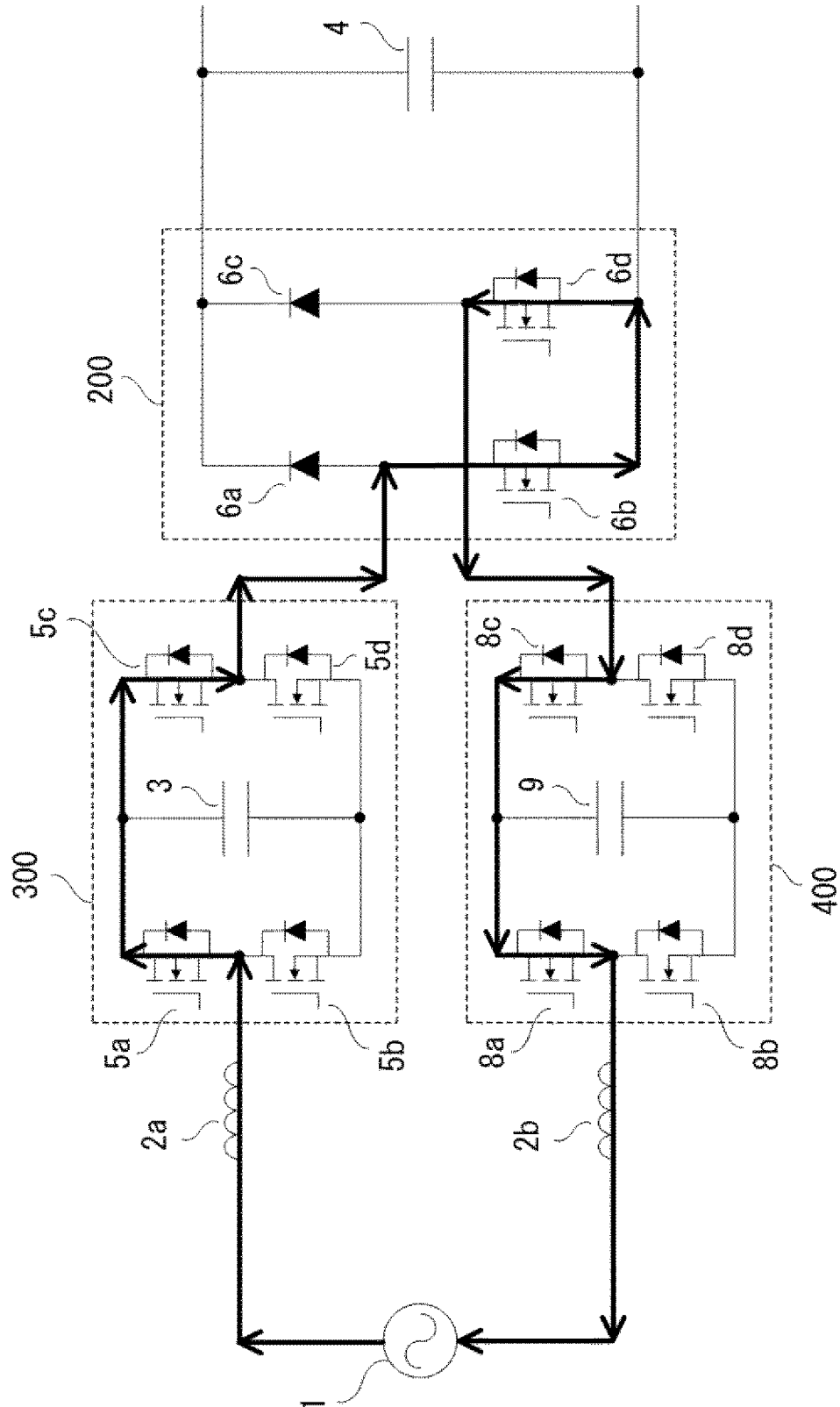


圖44

[圖45]

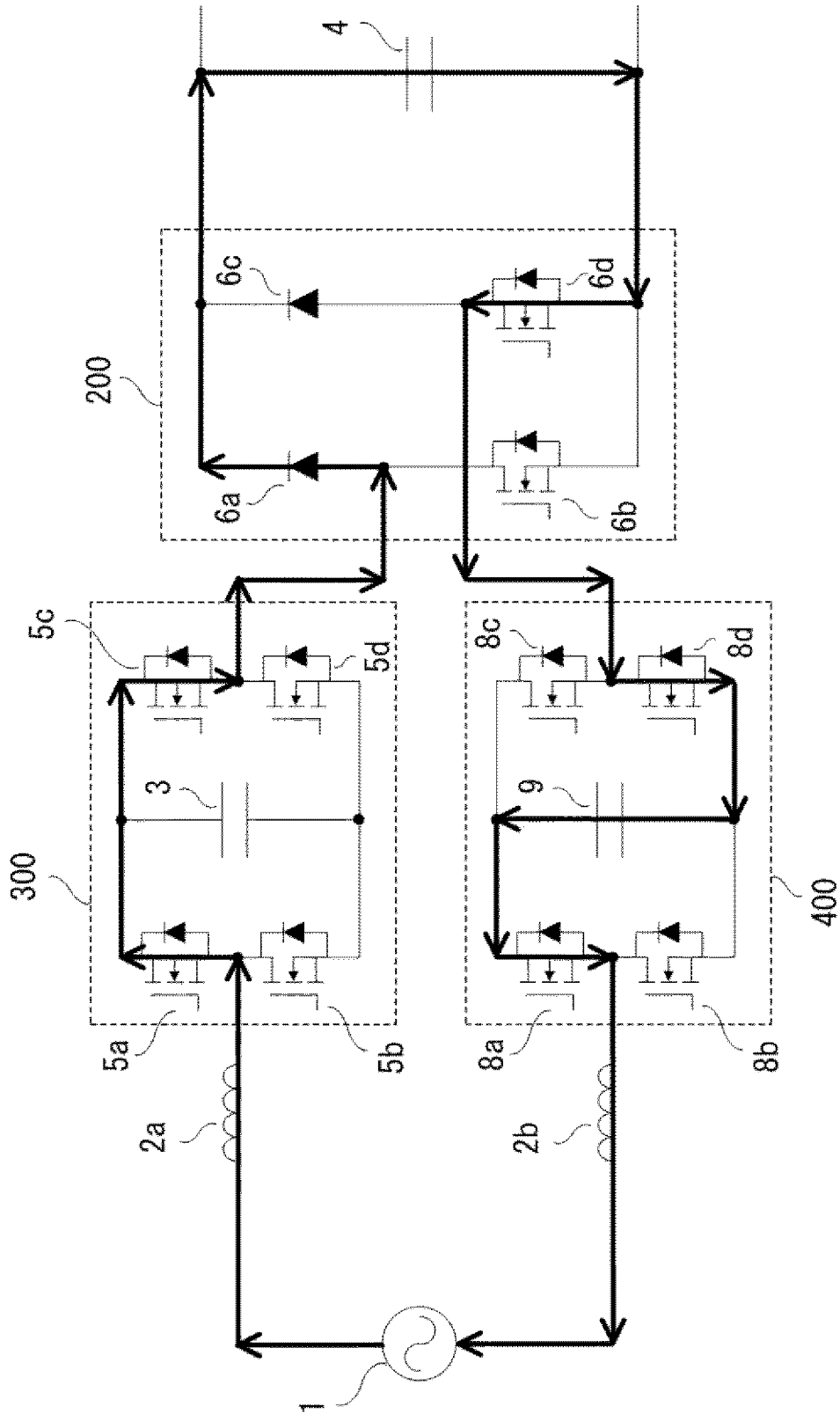


圖45

[圖46]

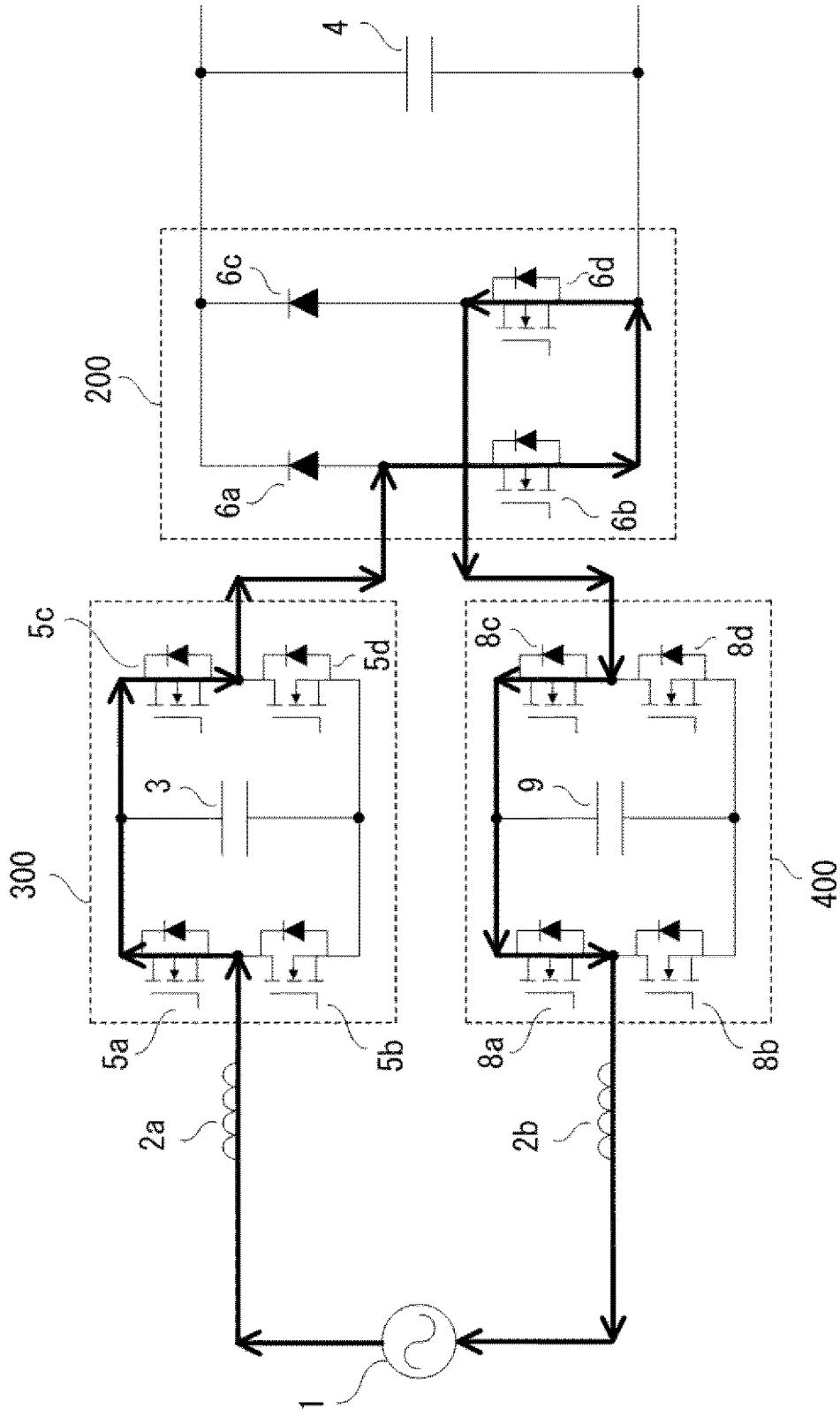


圖46

[圖47]

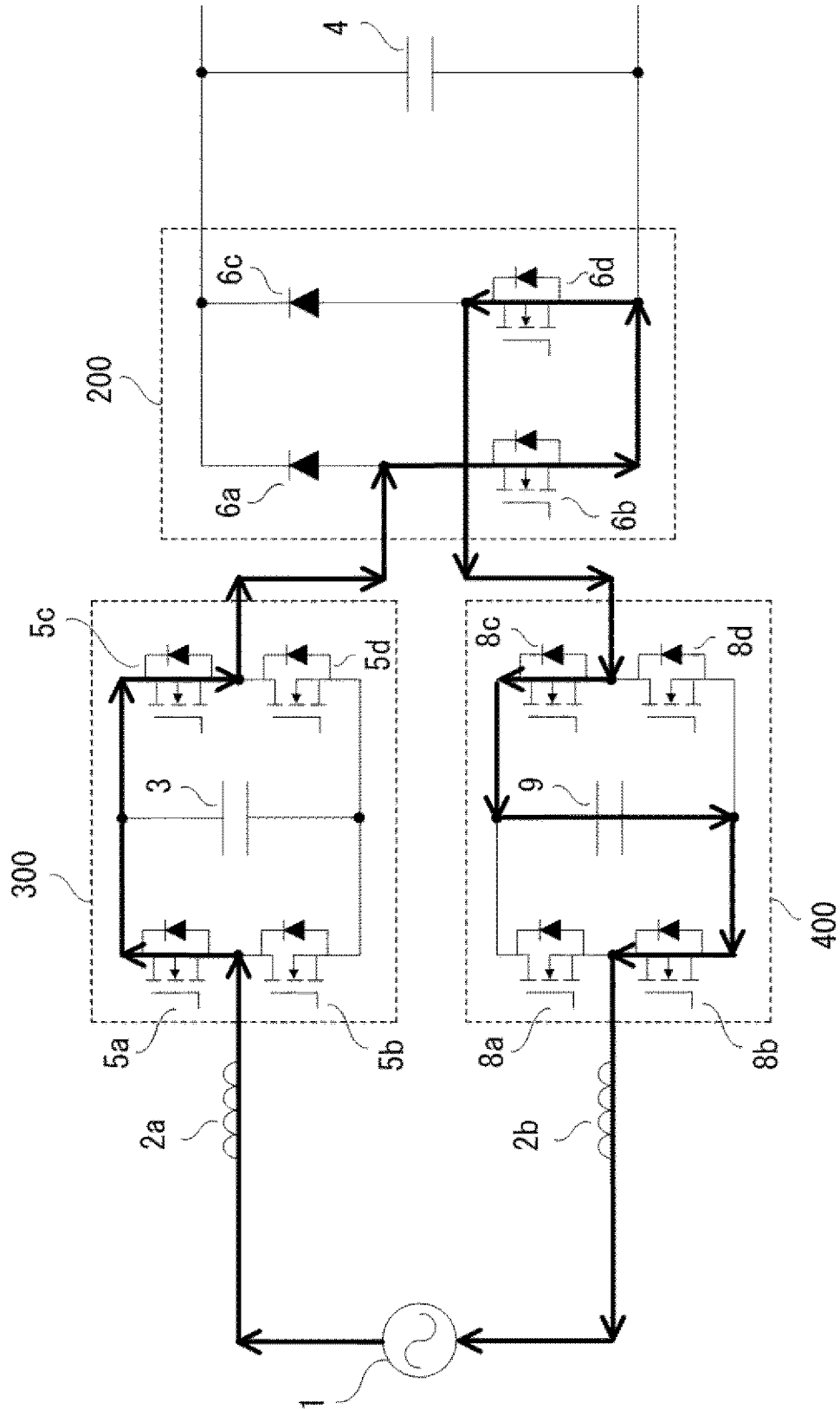
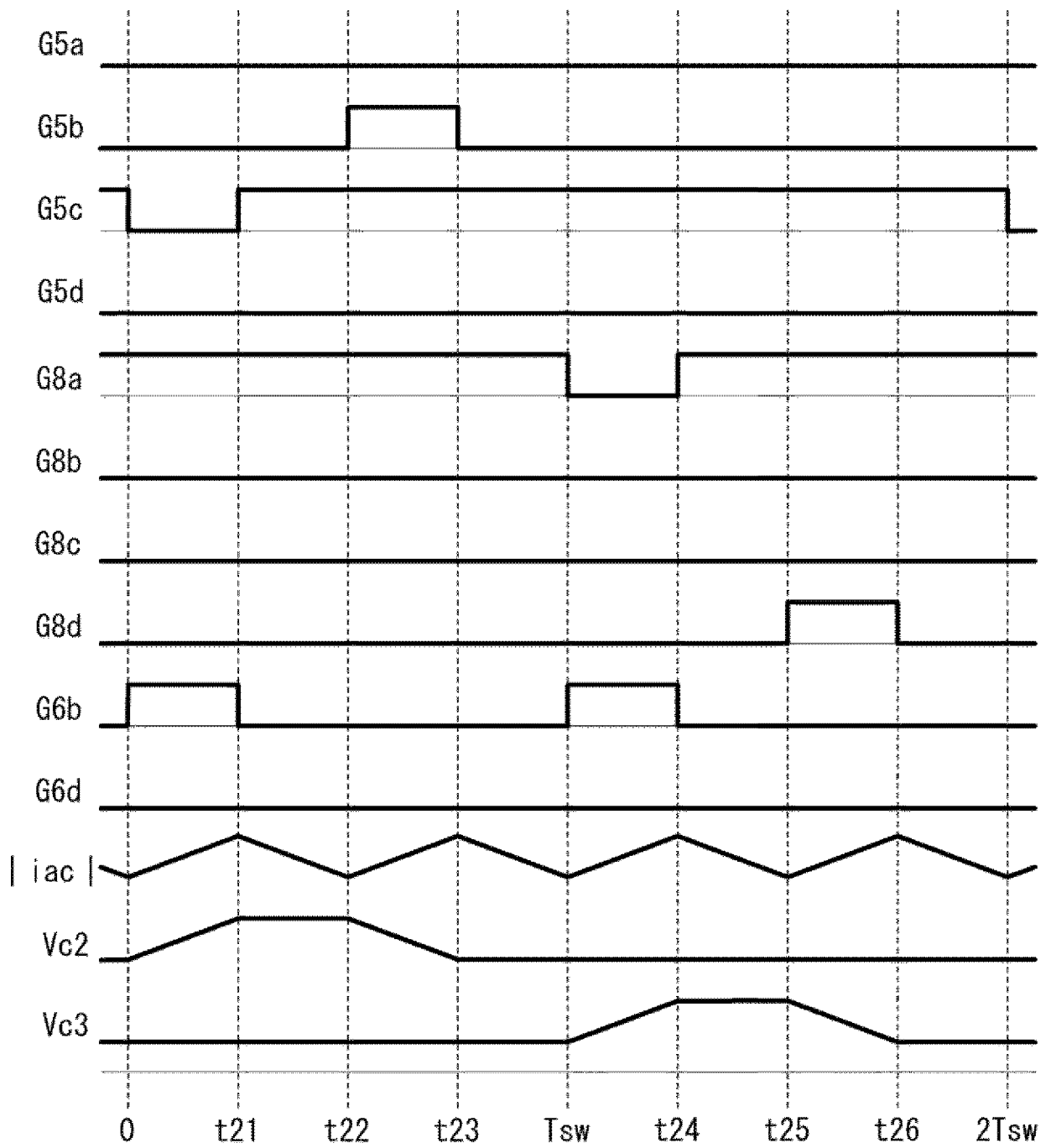


圖47

[図48]

図48



[圖49]

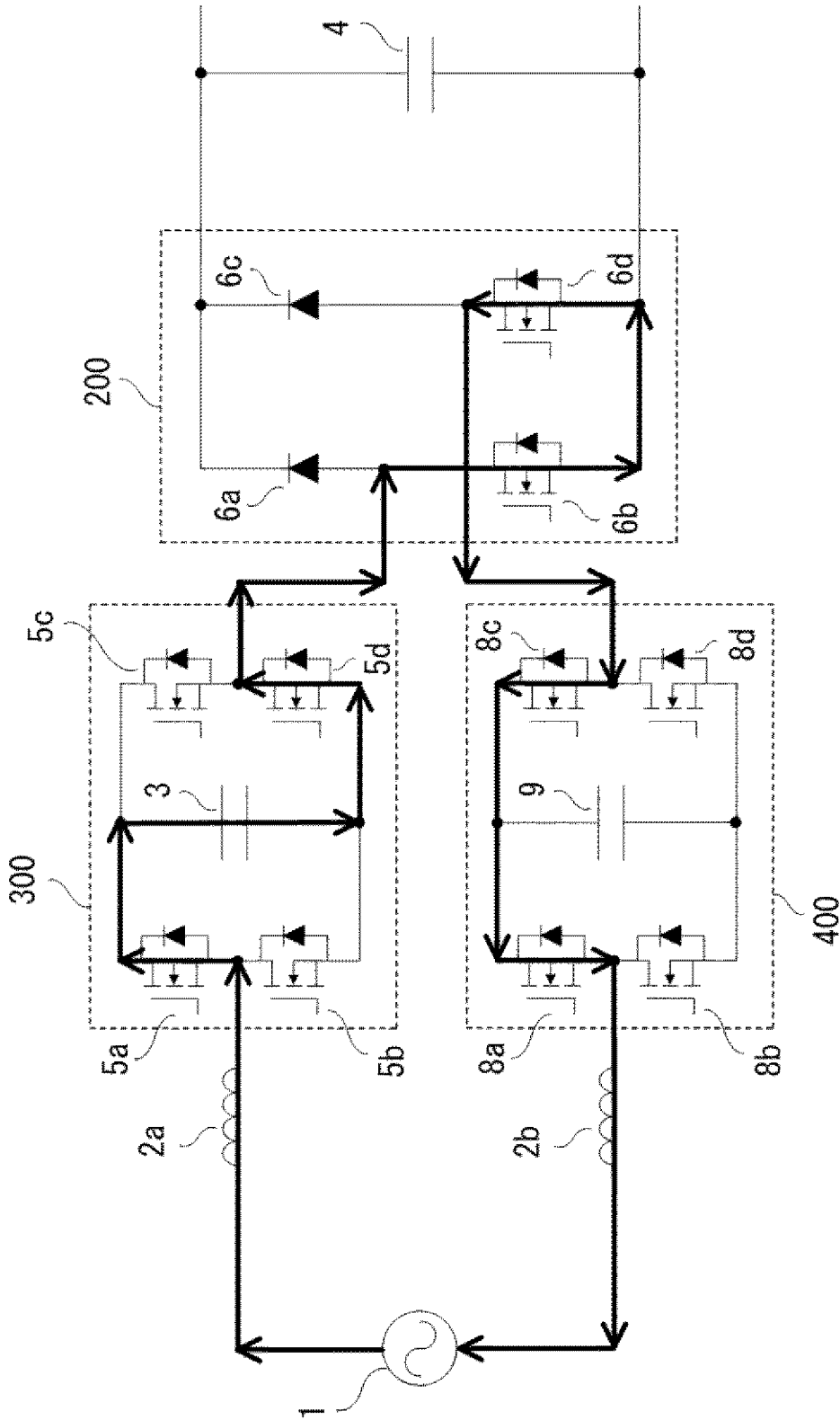
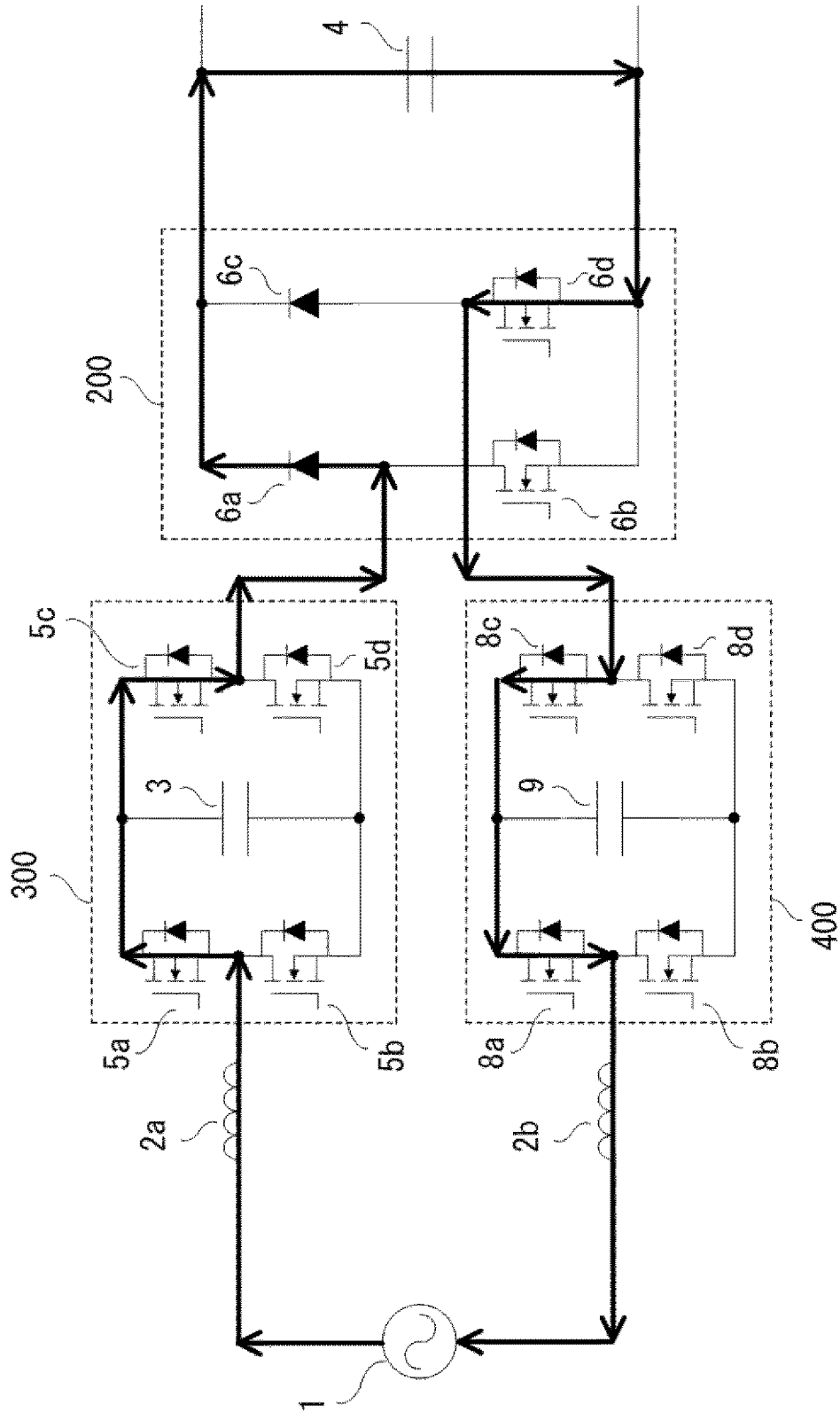


圖49

[圖50]

圖50





[圖52]

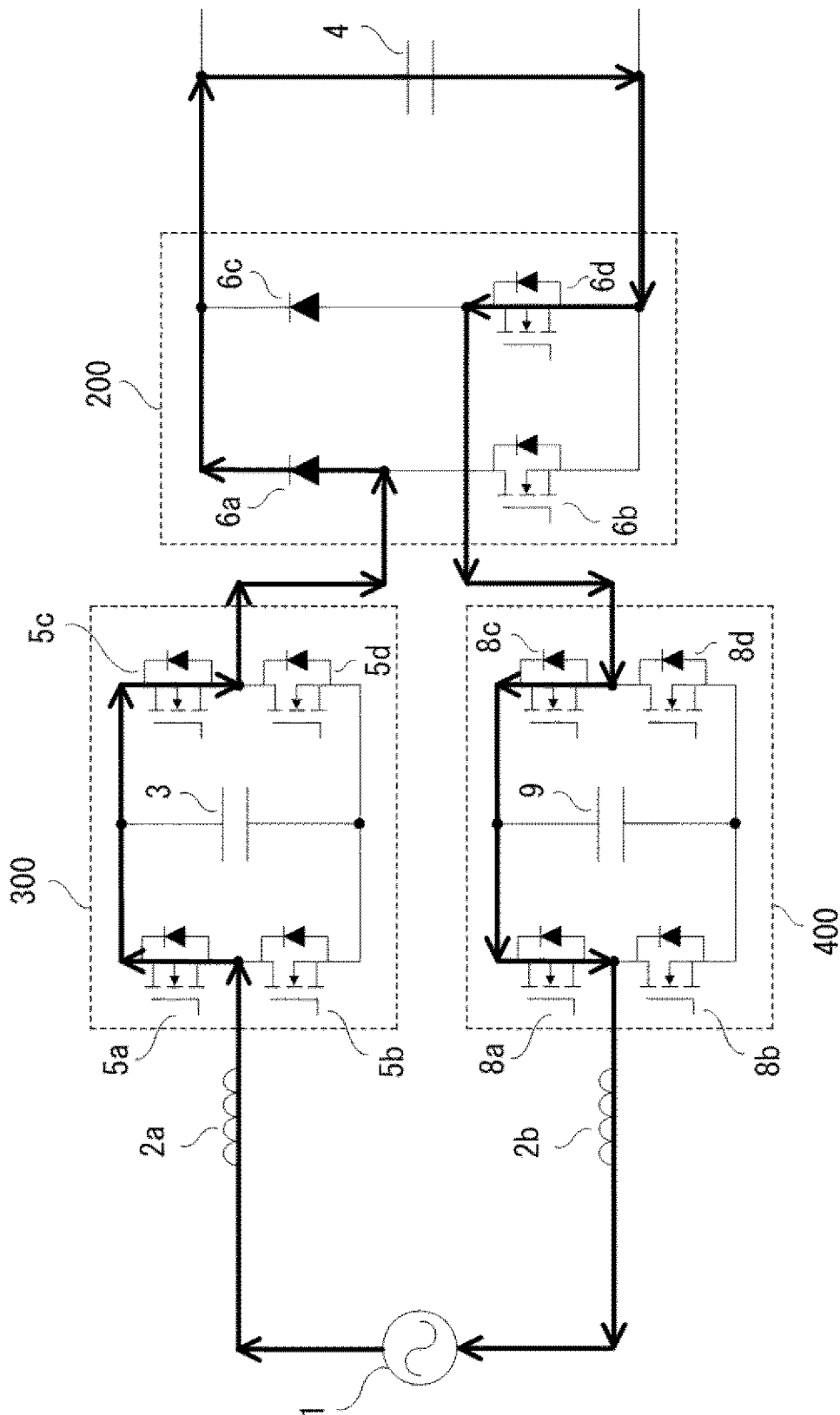
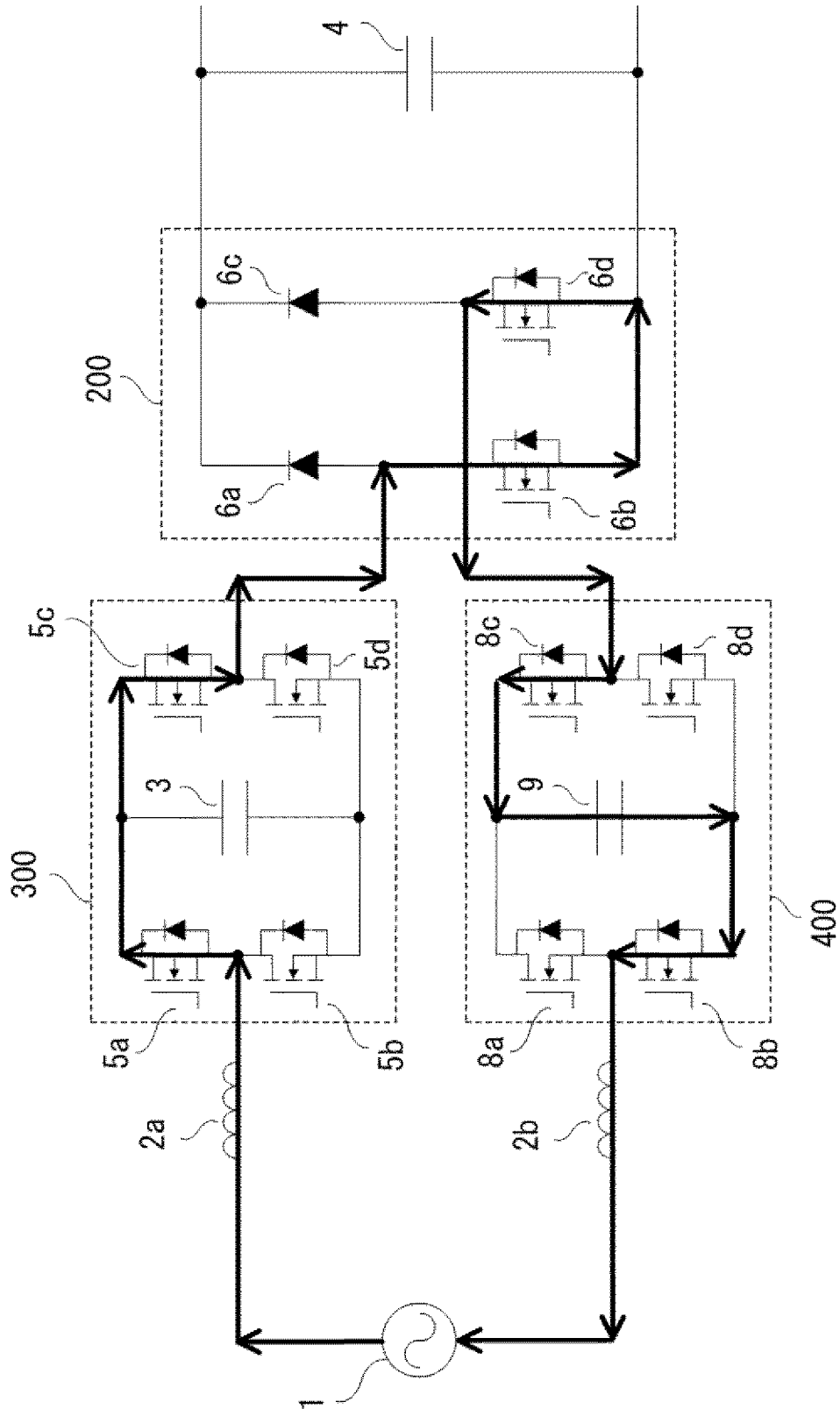


圖52

[図53]

図53



[図54]

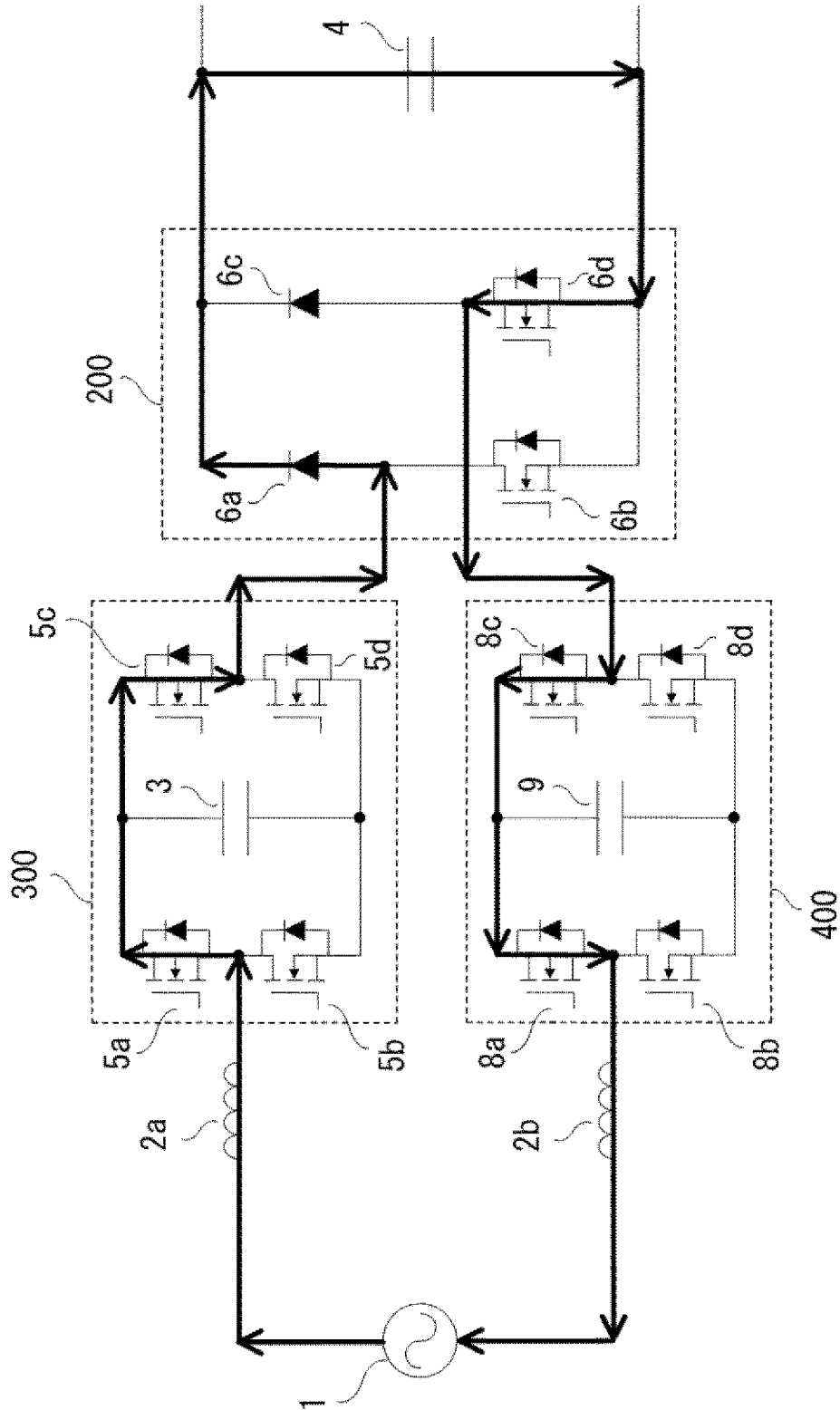


図54

[圖55]

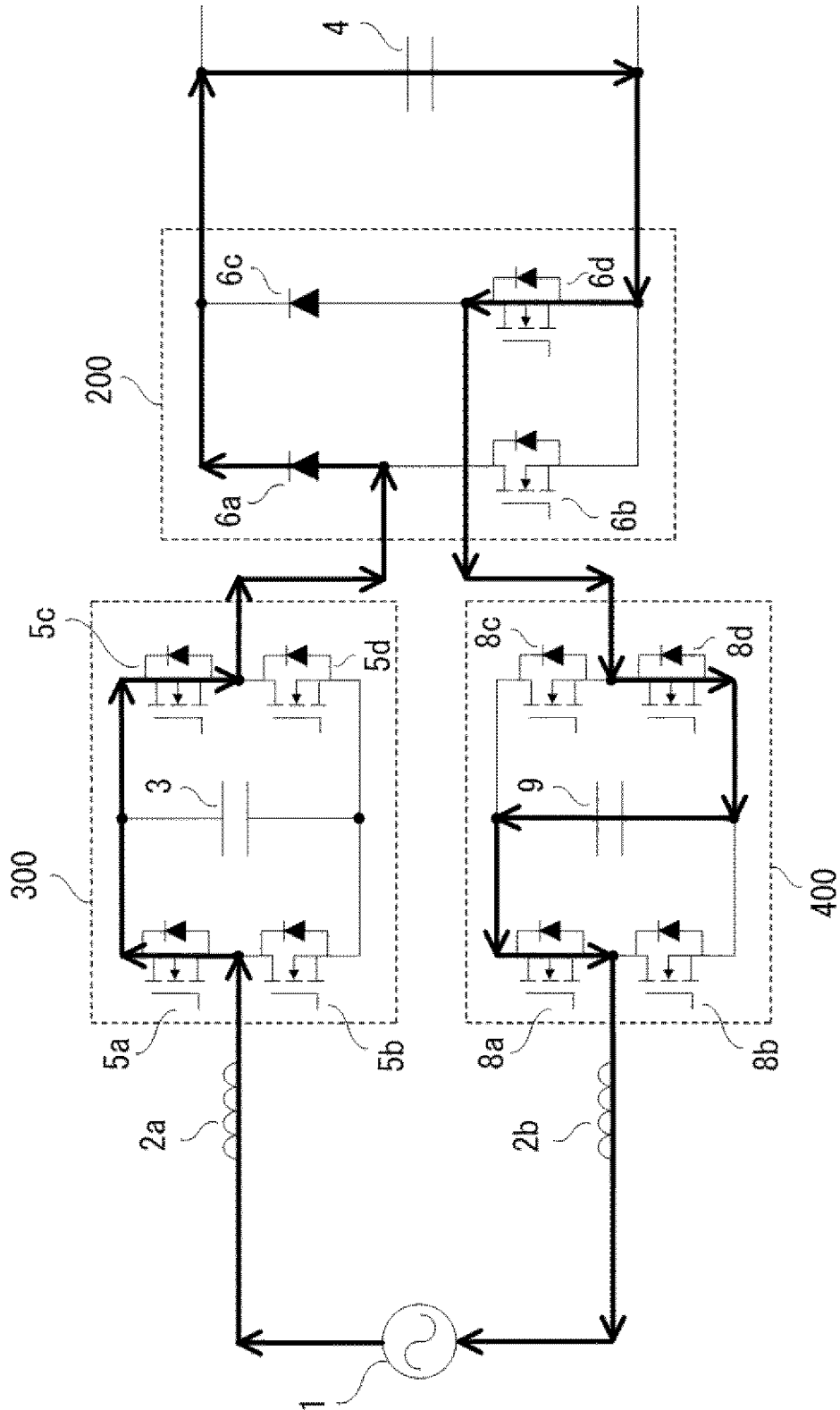


圖55

[圖56]

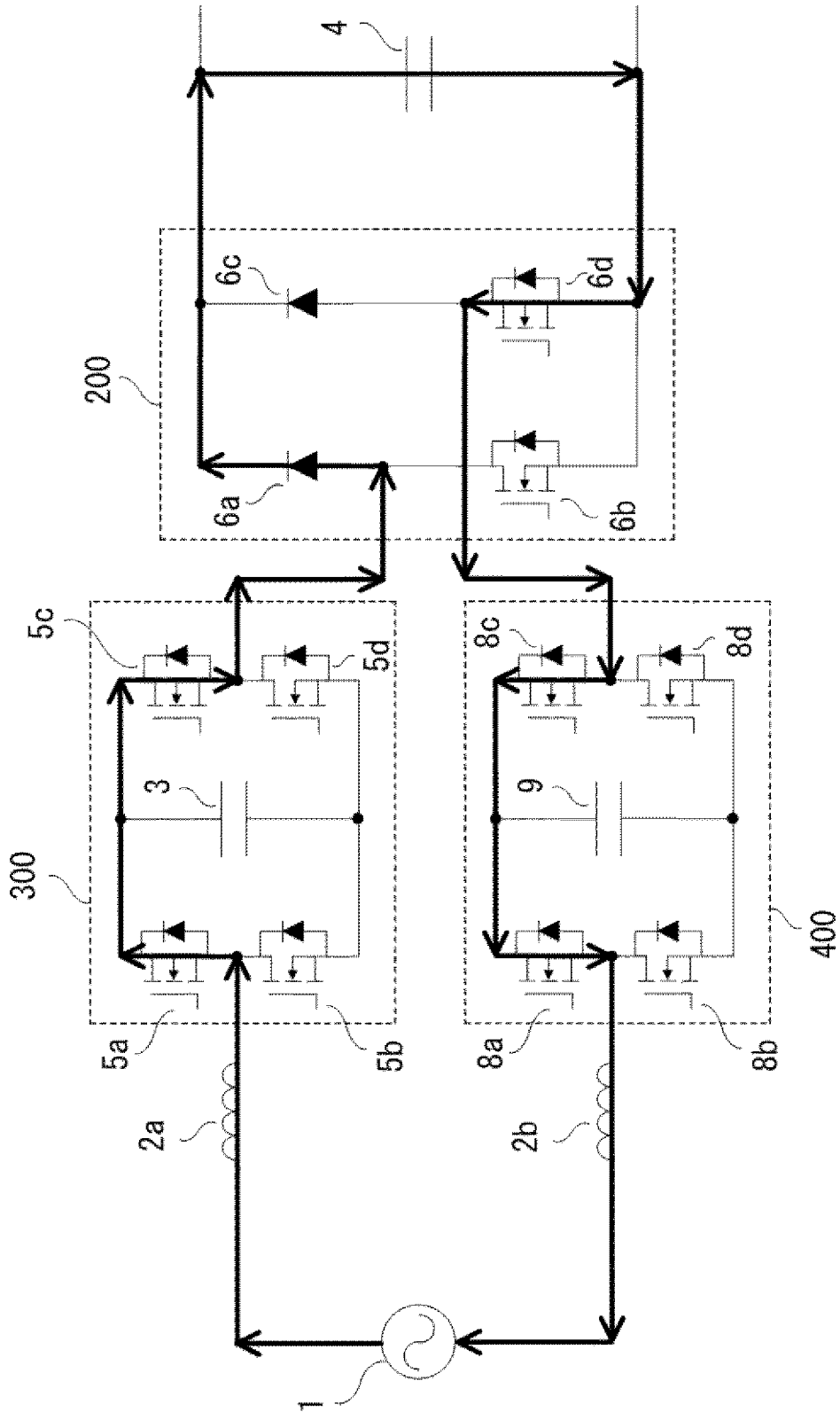
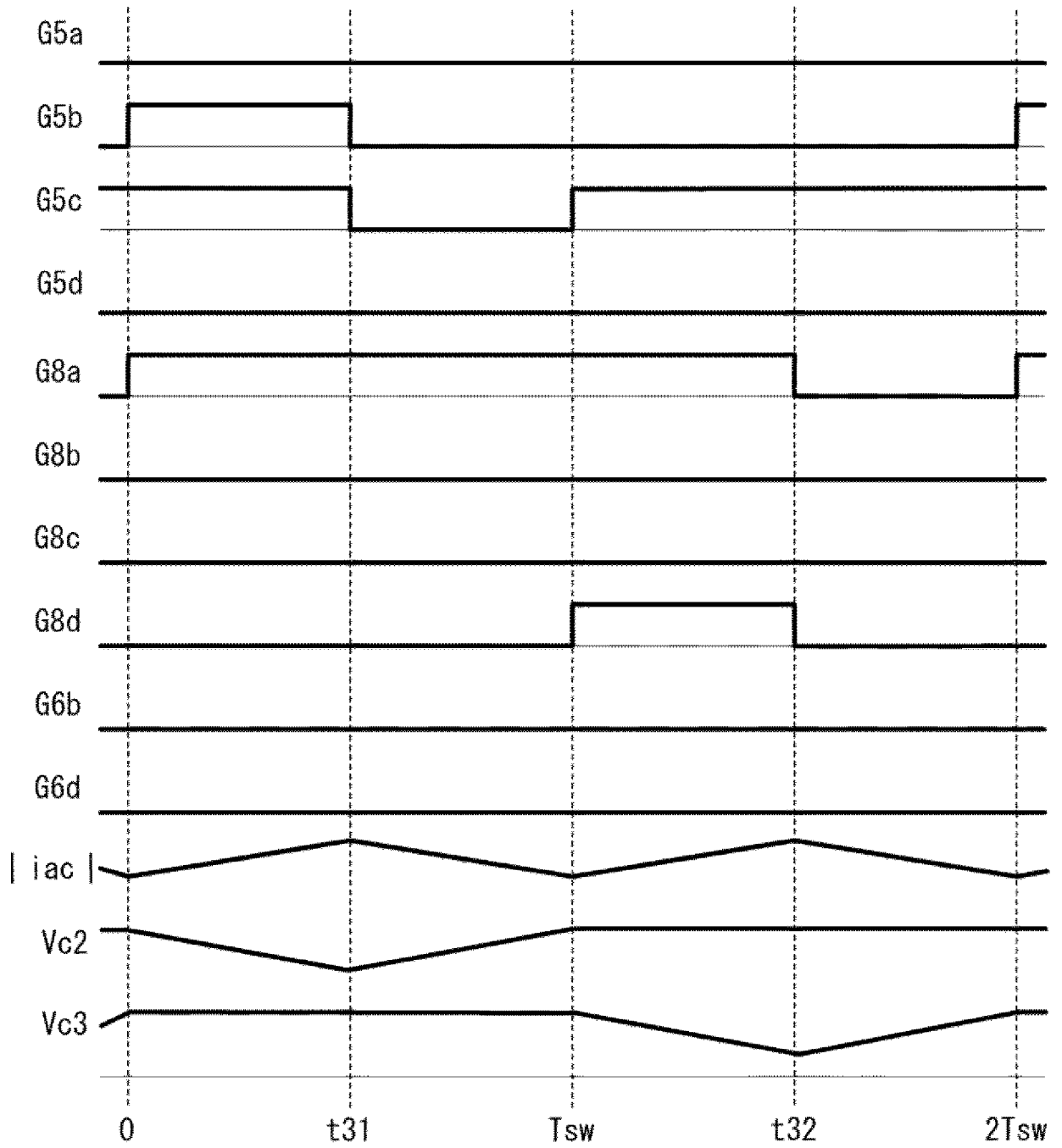


圖56

[図57]

図57



[図58]

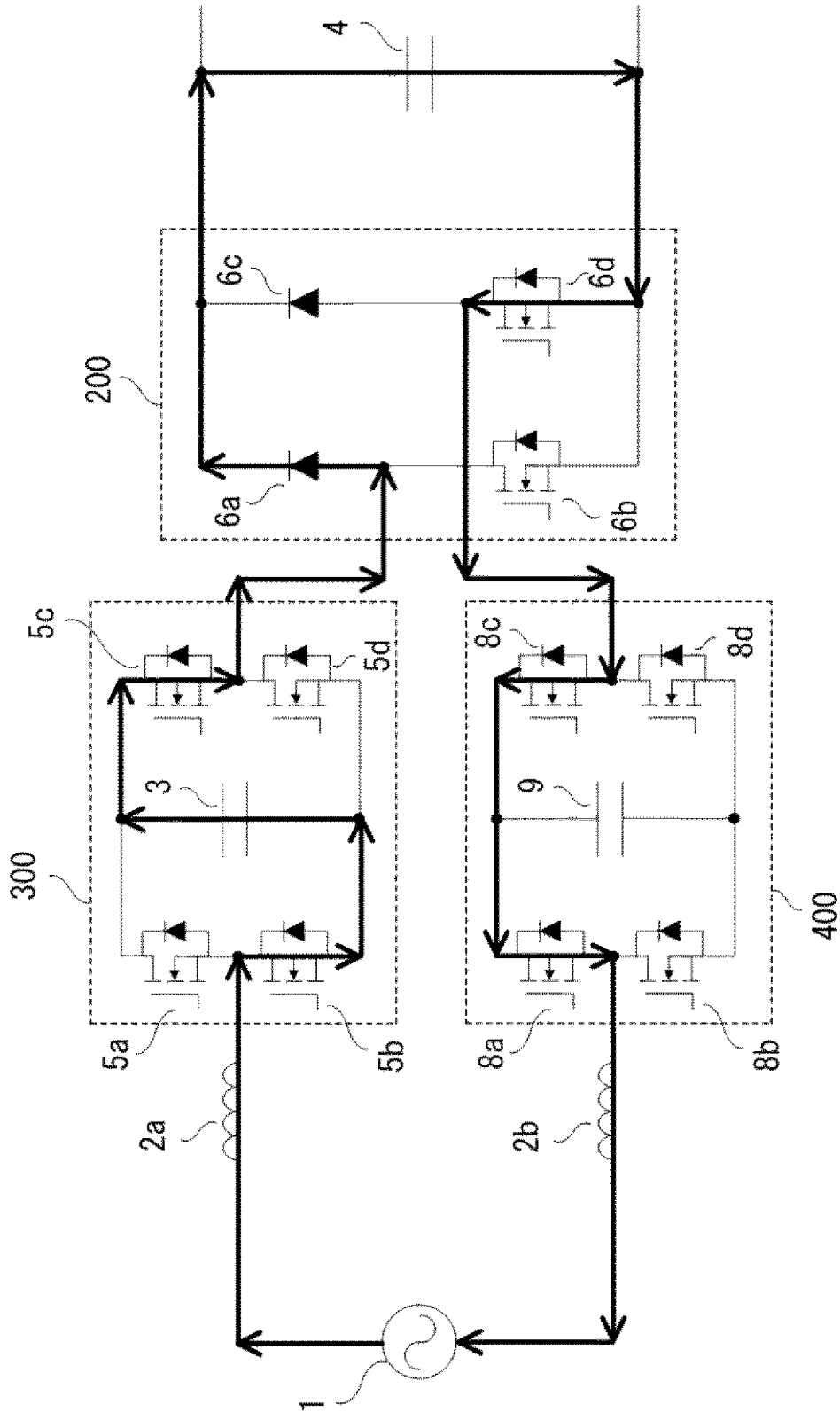
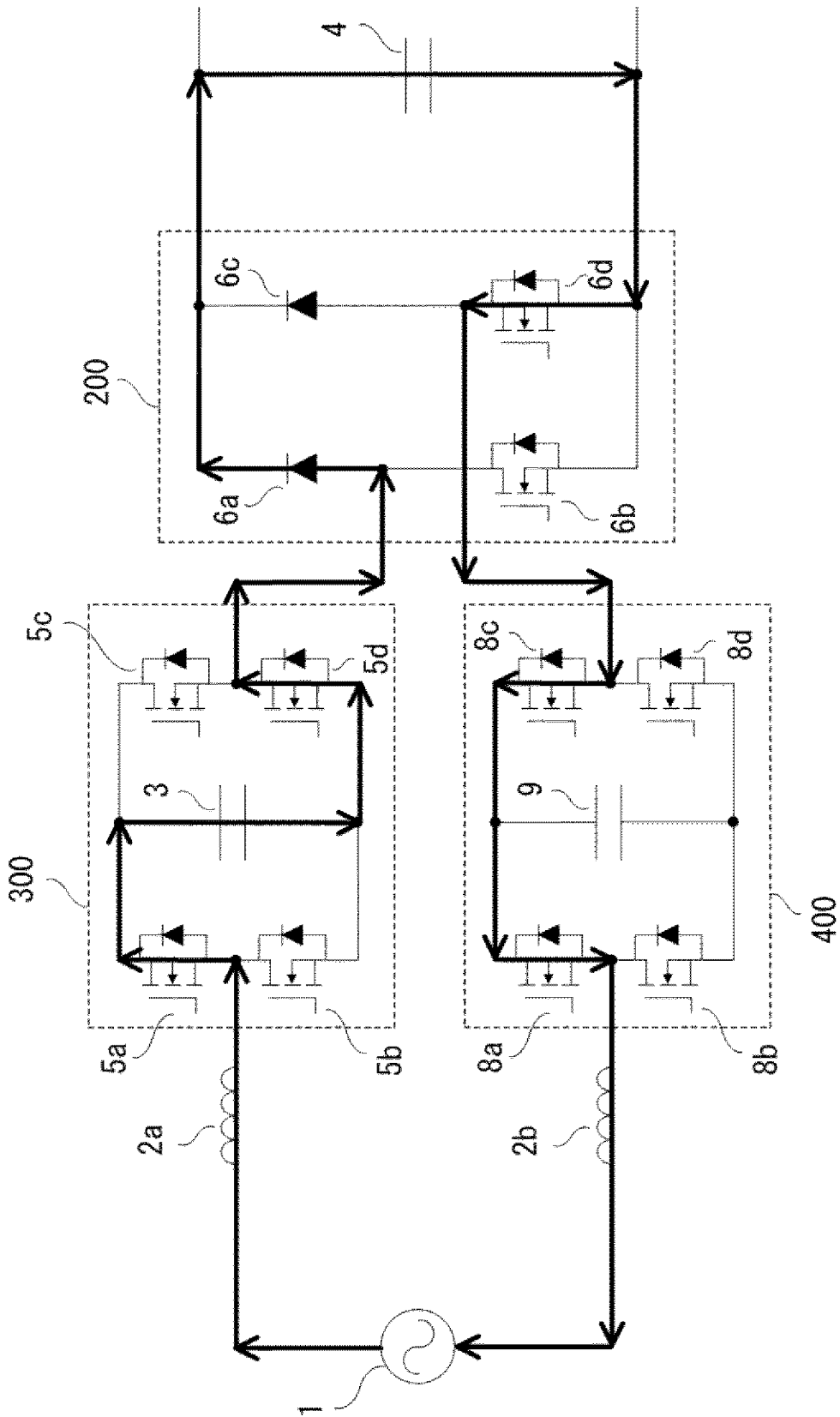


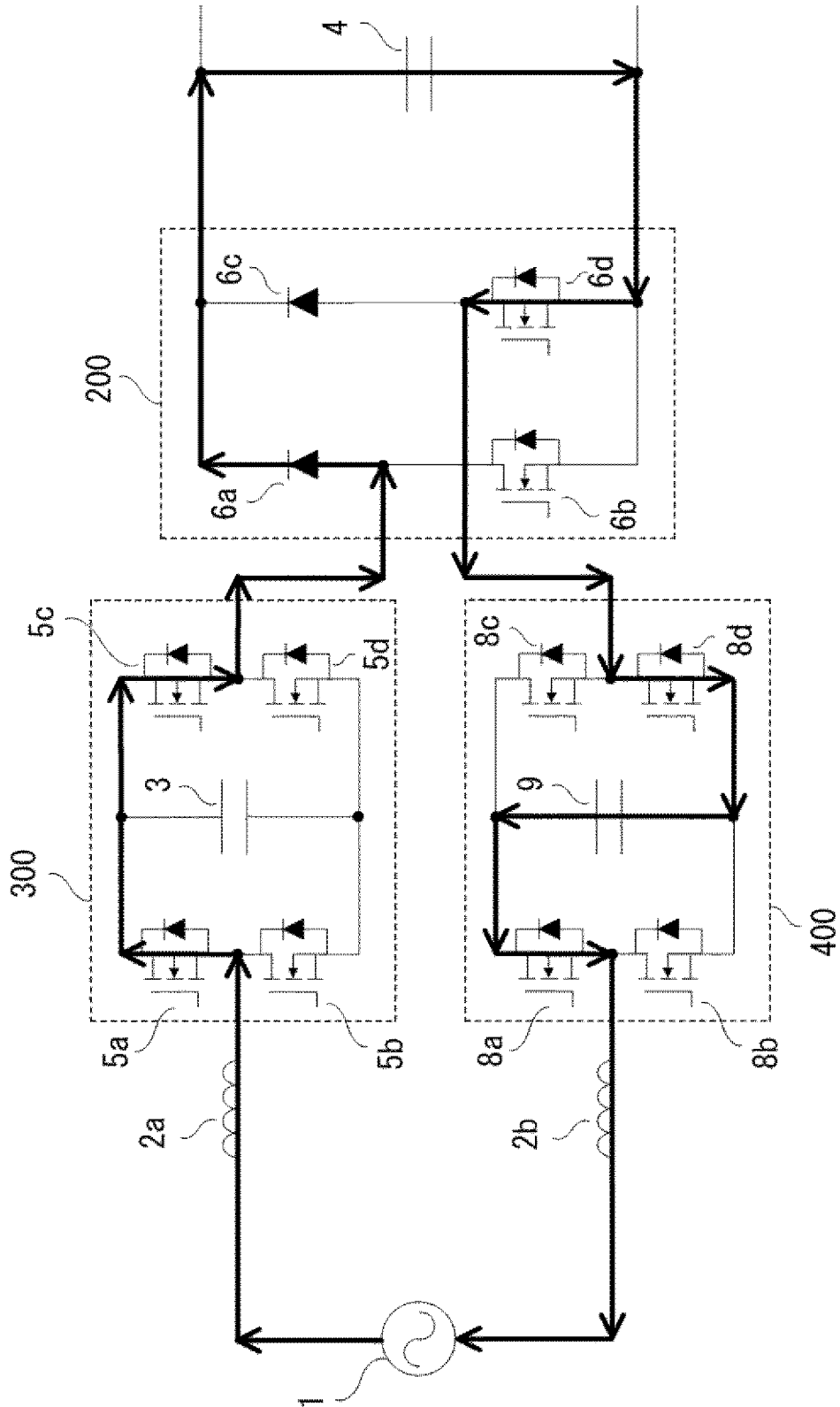
図58

[圖59]

圖59



[図60]



[図60]

[図61]

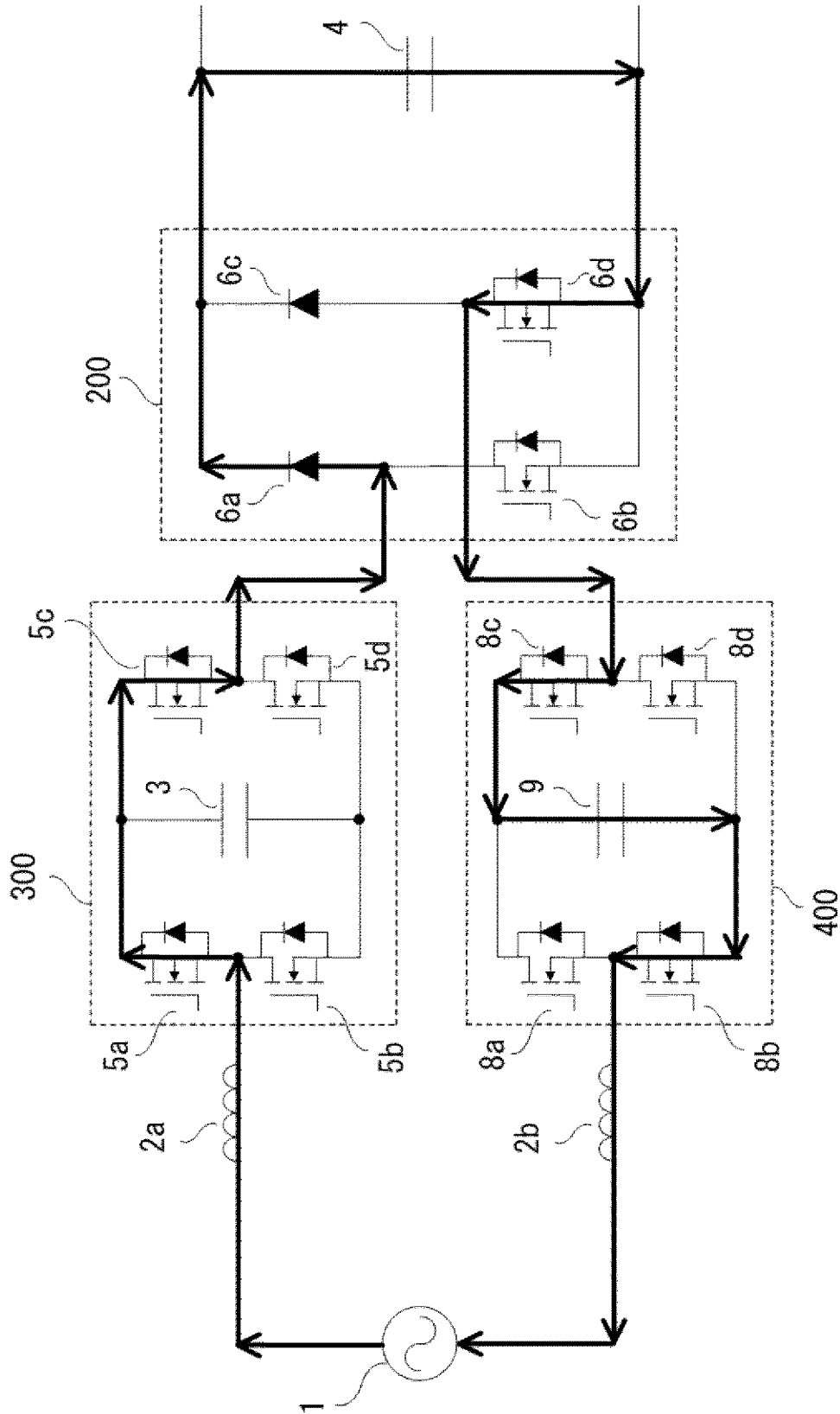
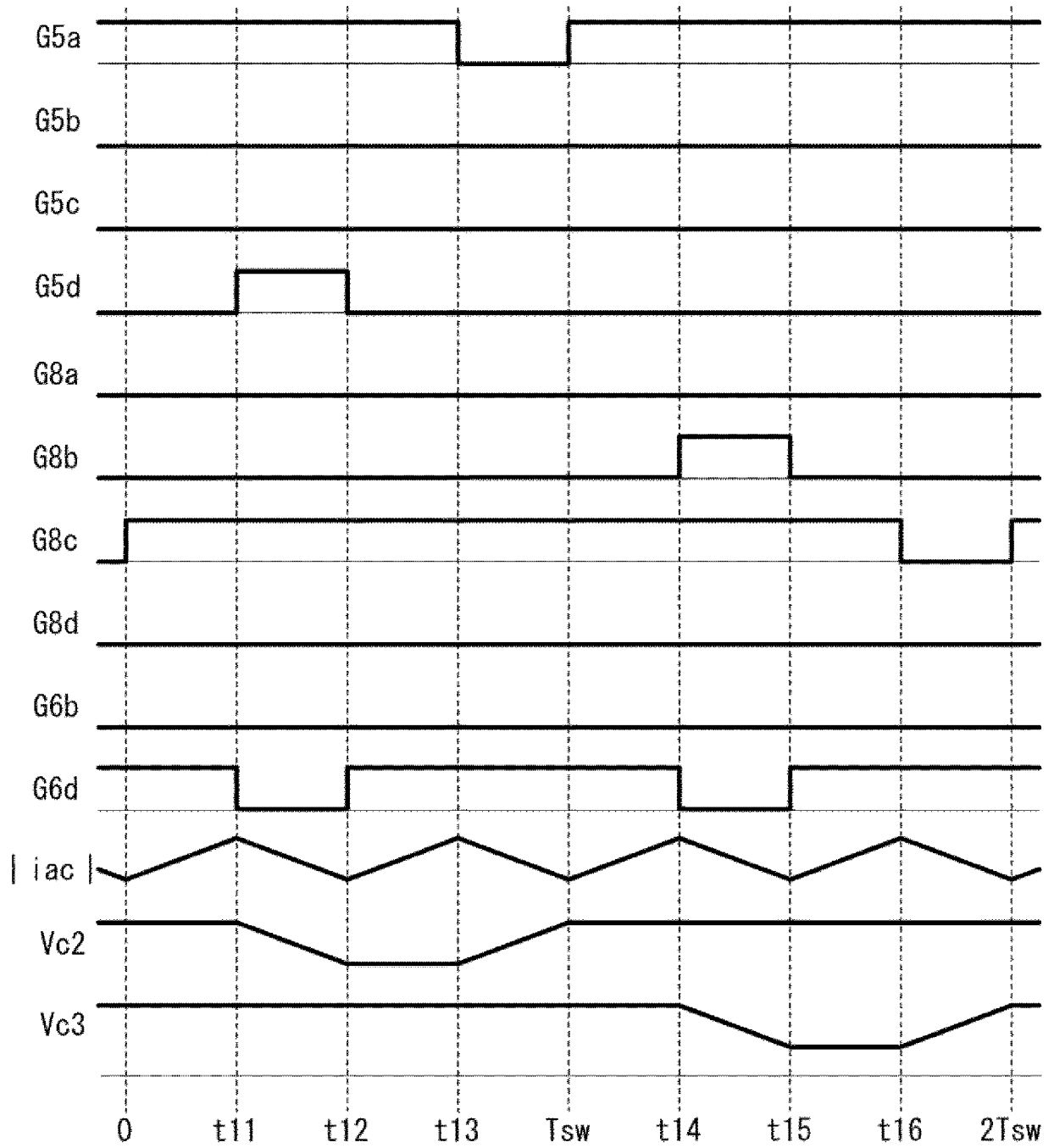


図61

[図62]

図62



[図63]

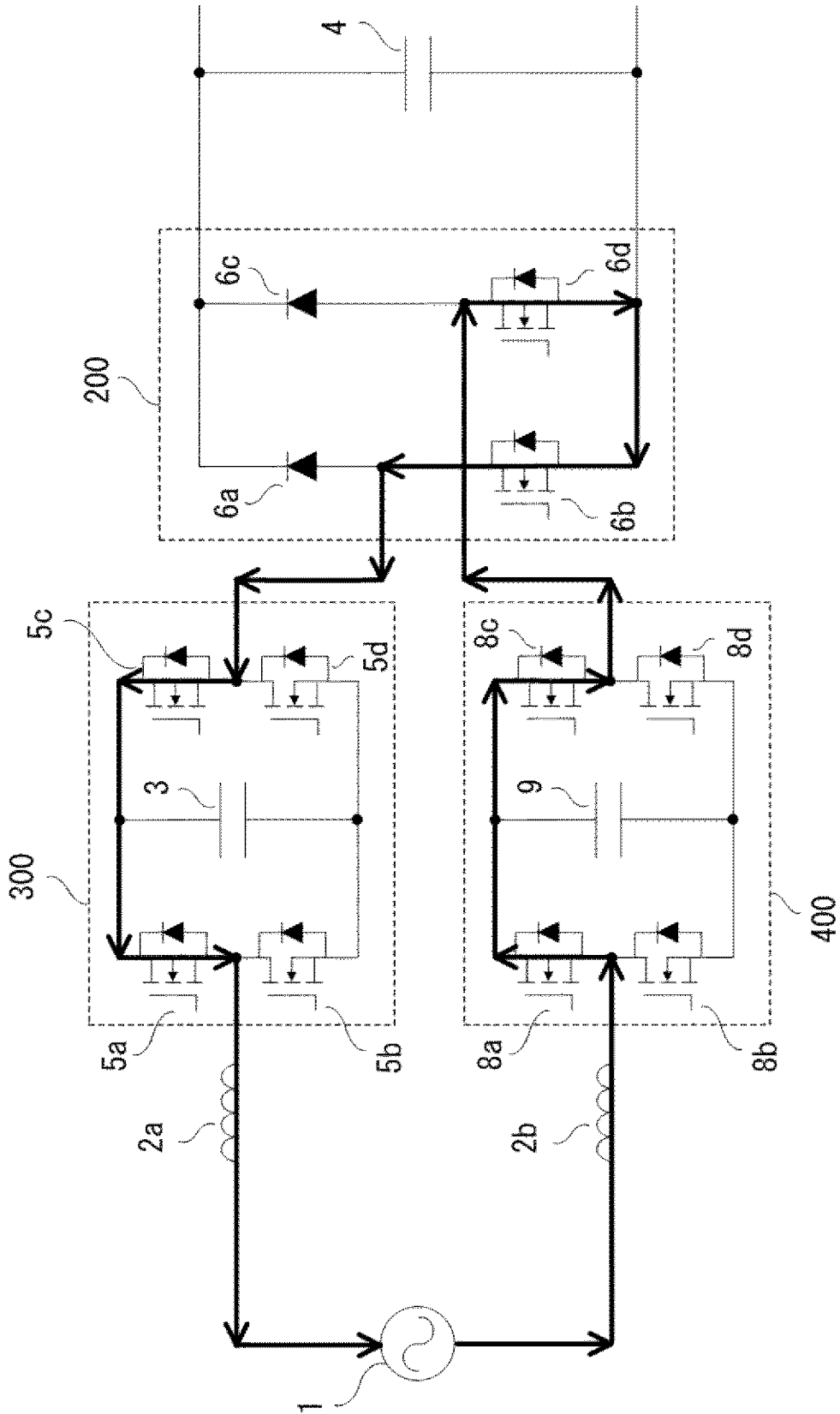


図63

[图64]

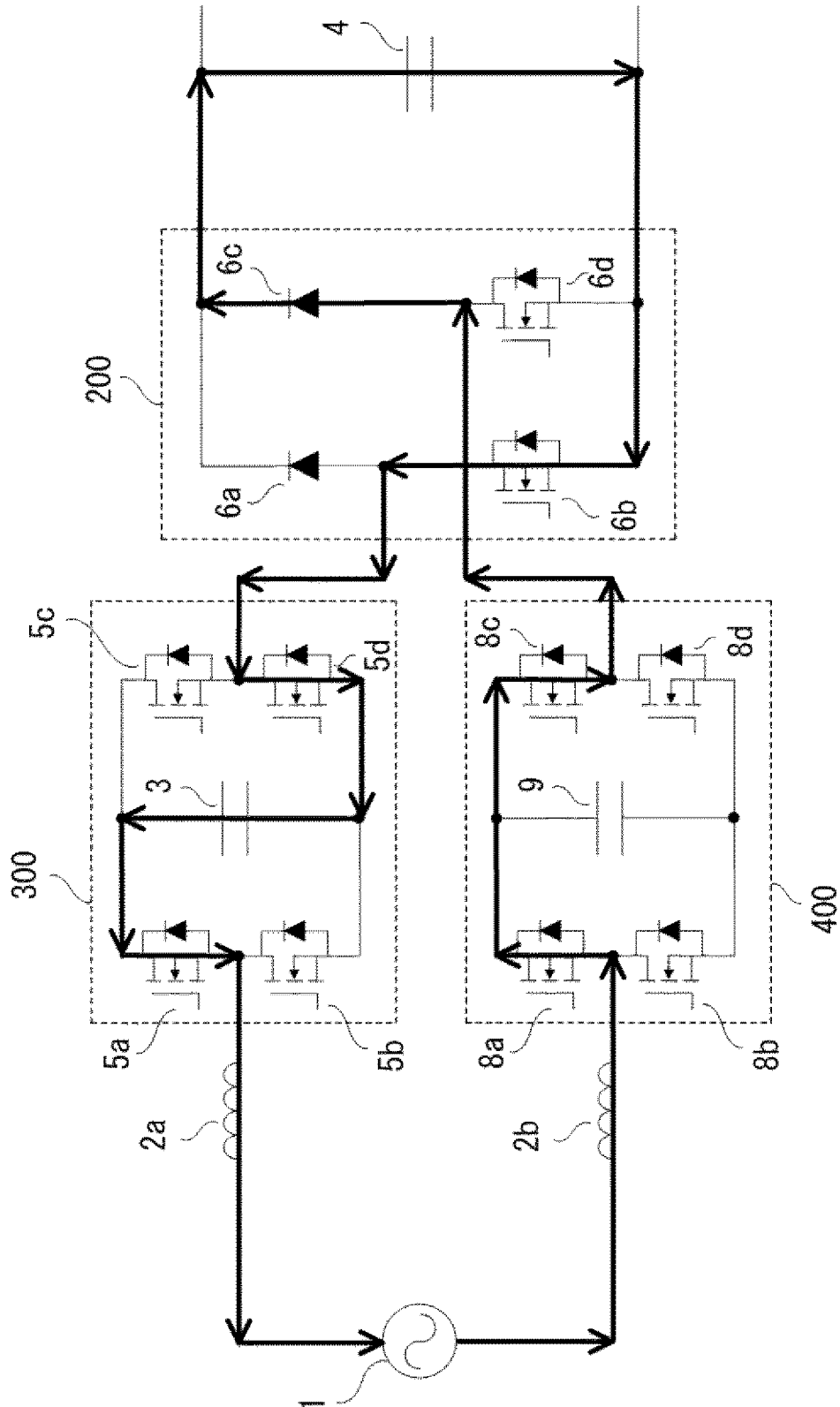


图64

[圖65]

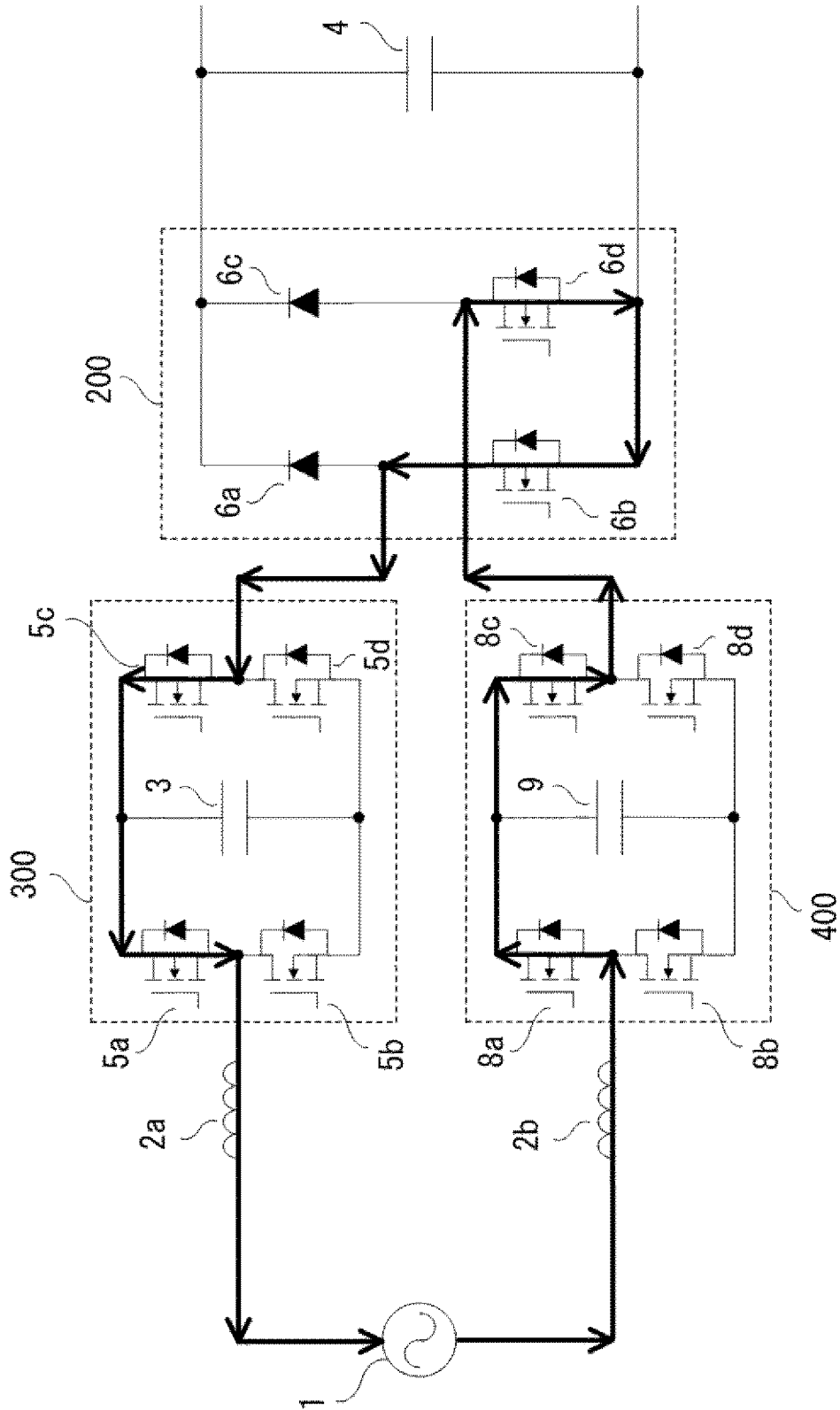
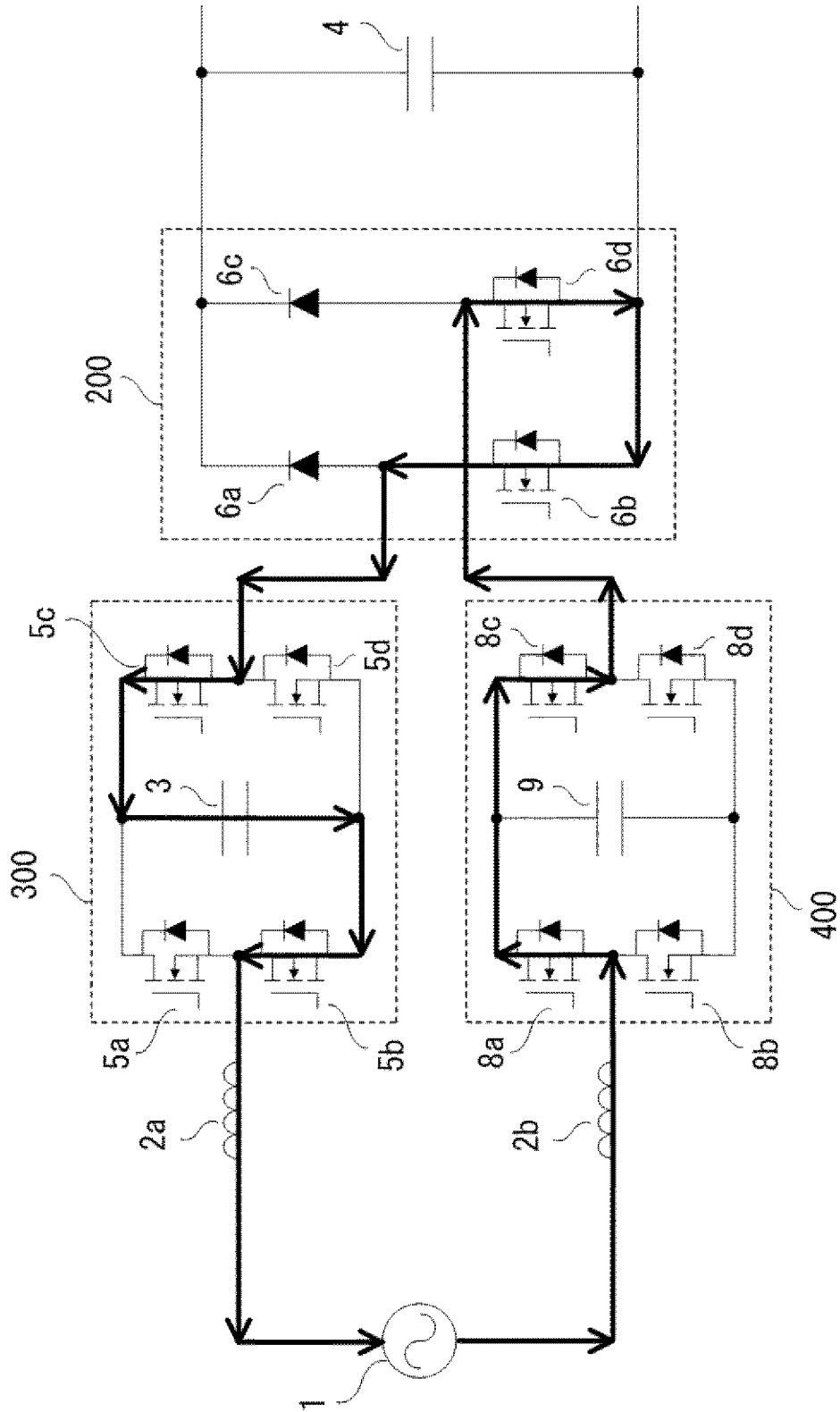


圖65

[図66]



[図66]

[図67]

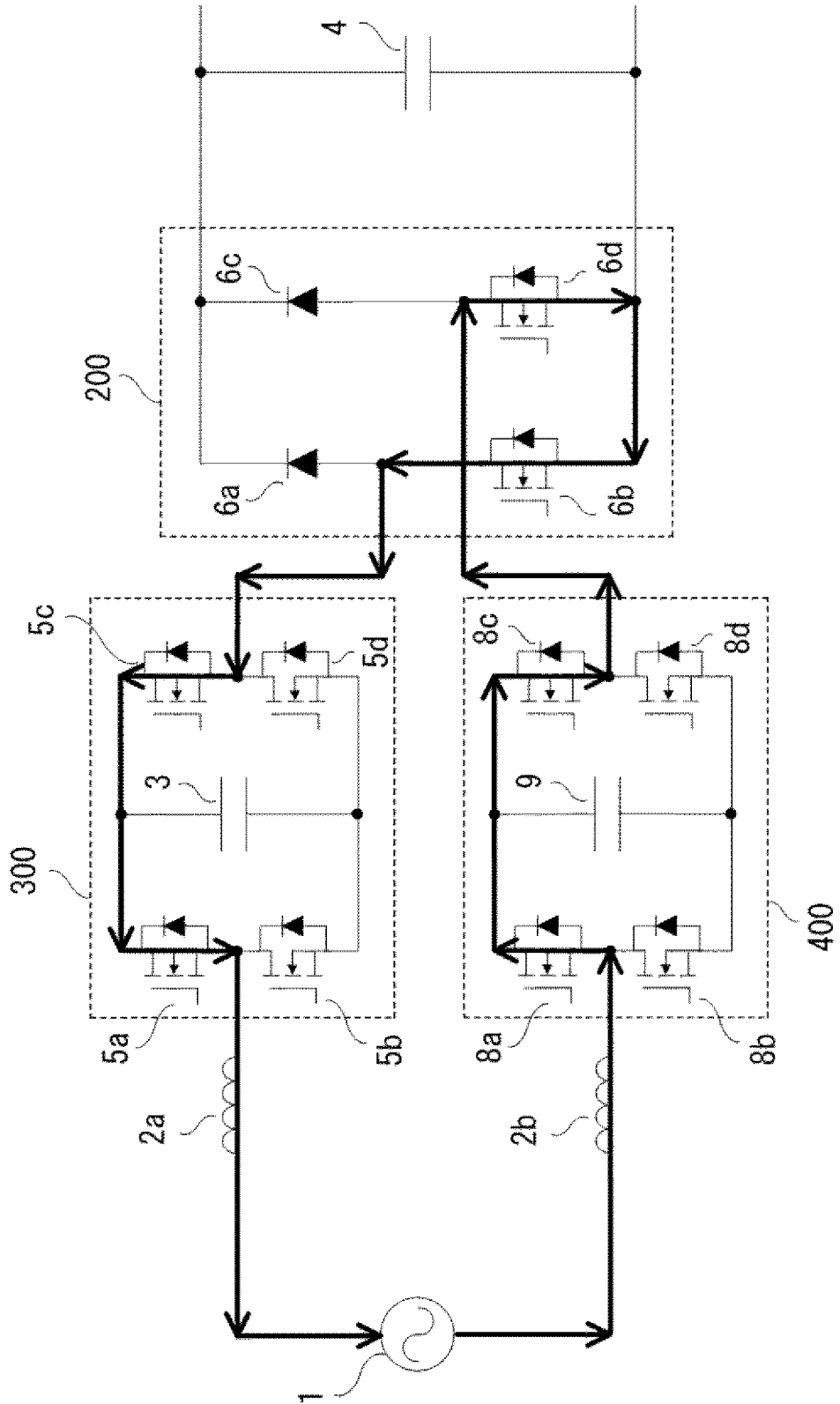


図67

[図68]

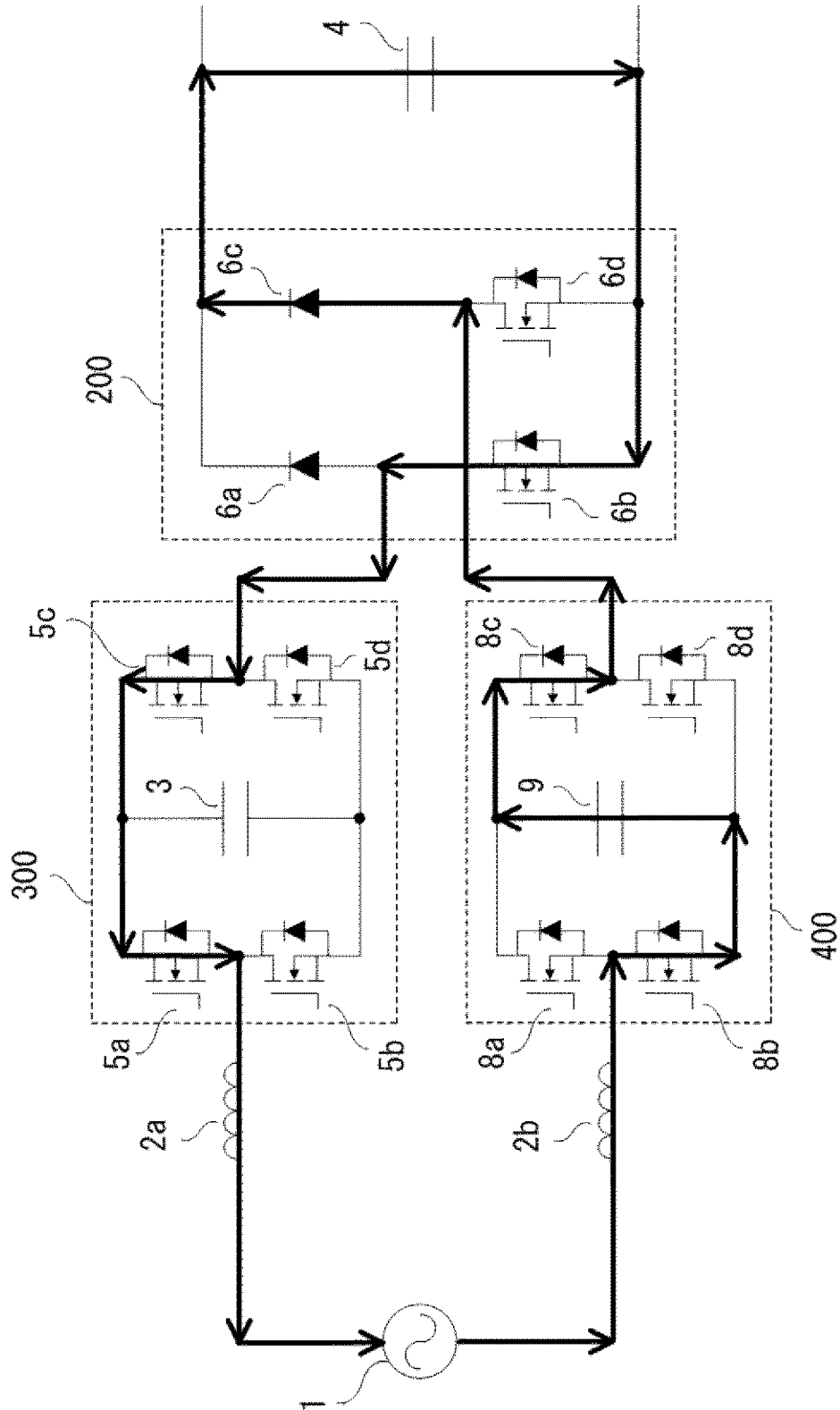


図68

[圖69]

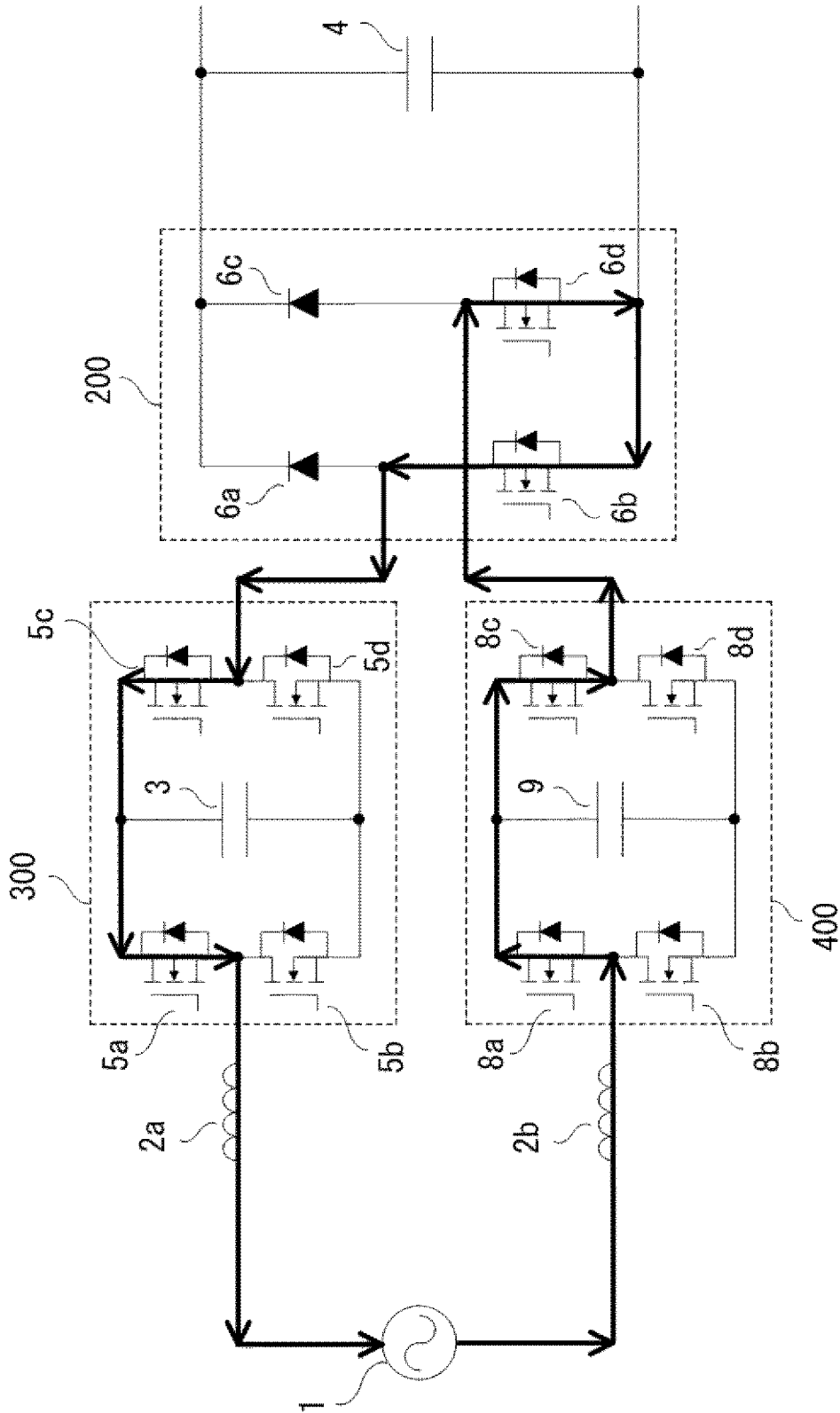


圖69

[図70]

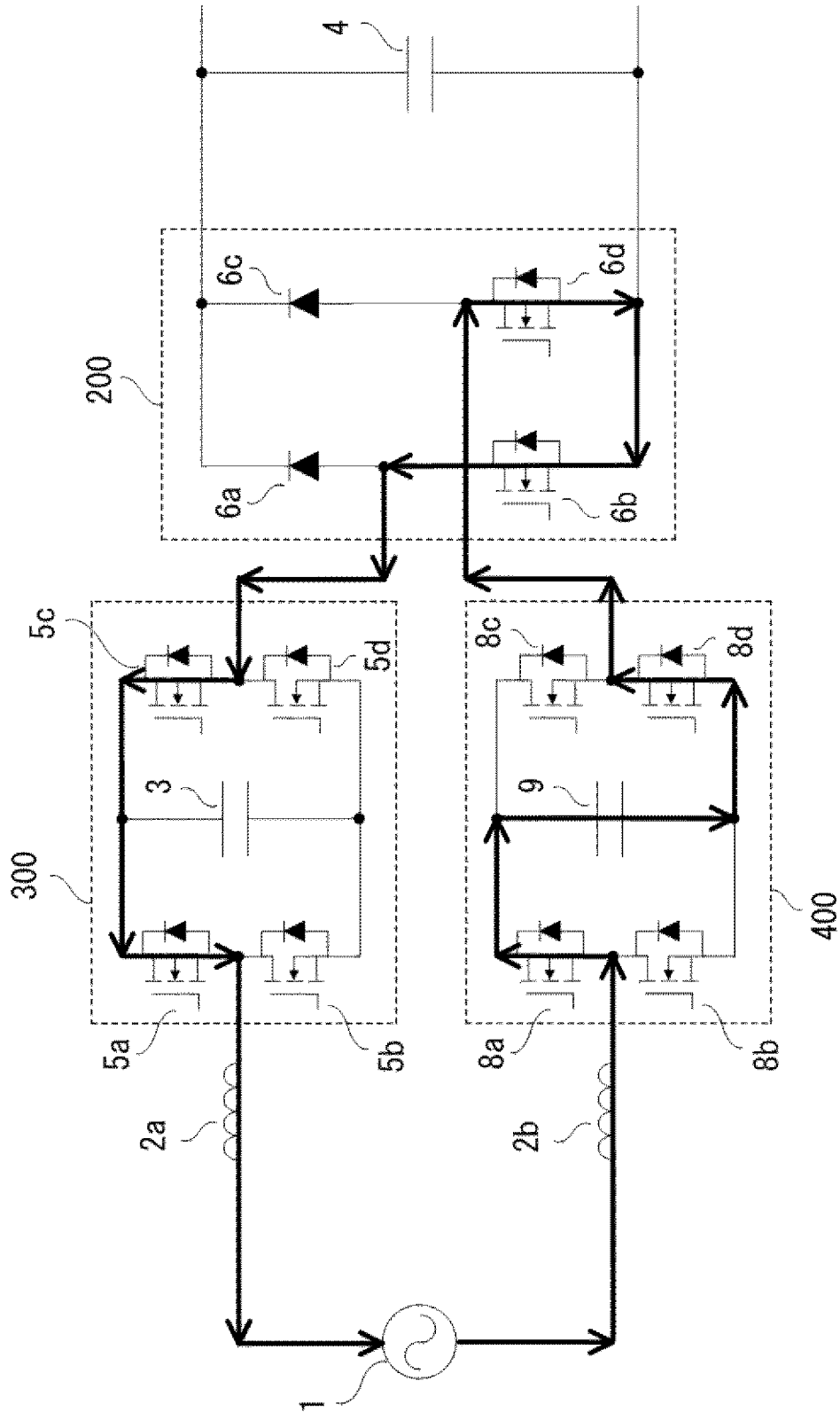


図70

[図71]

図71

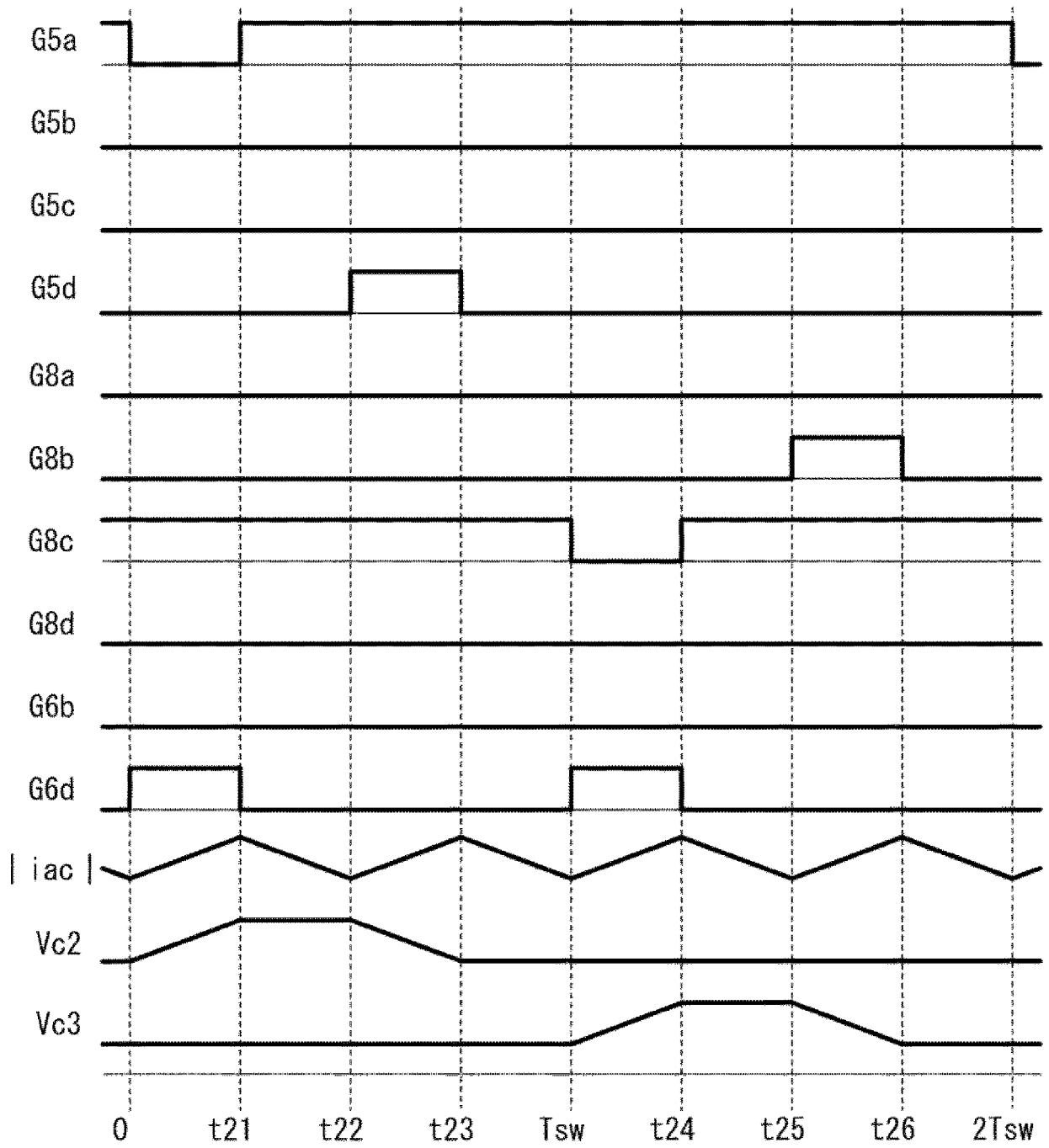


图72

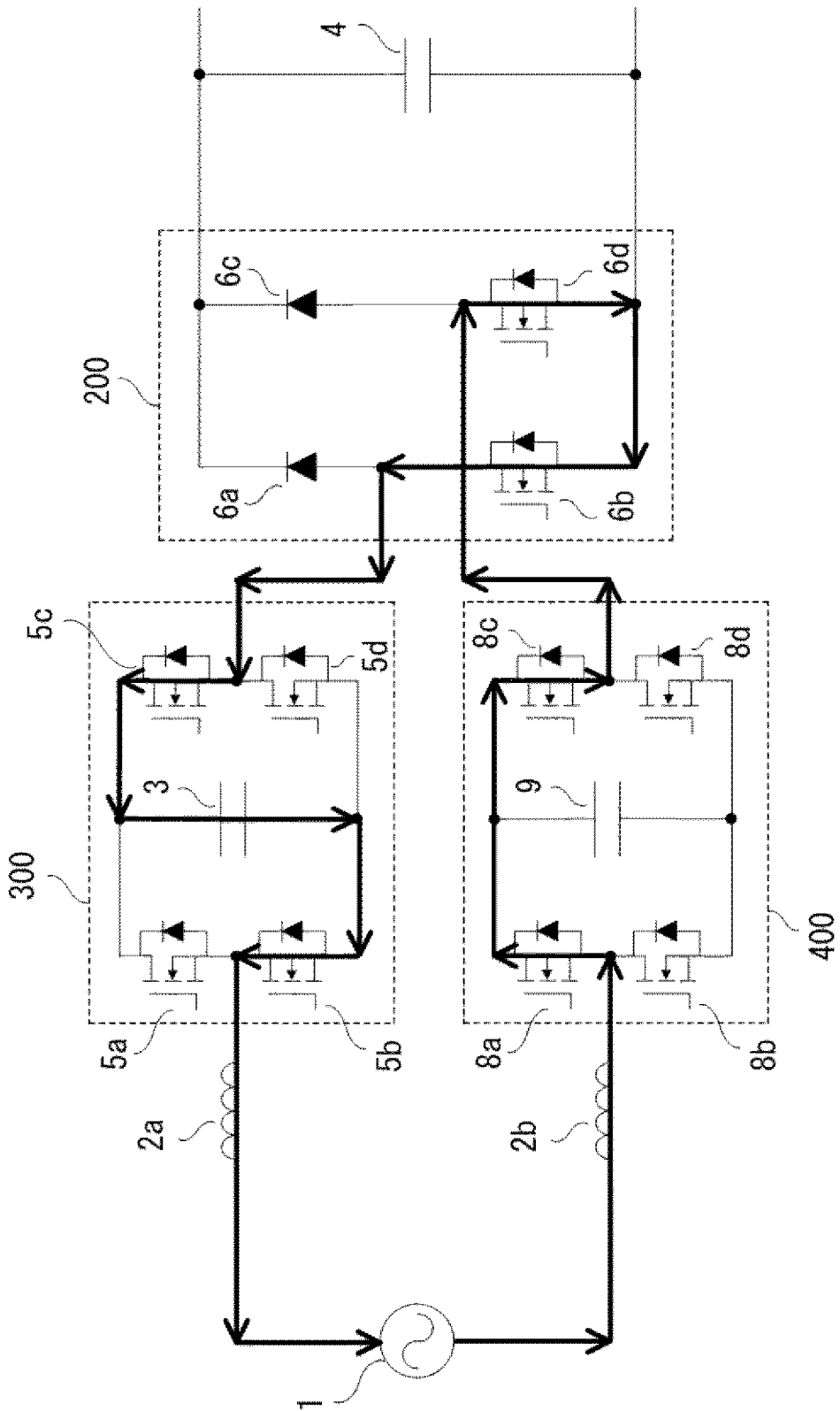
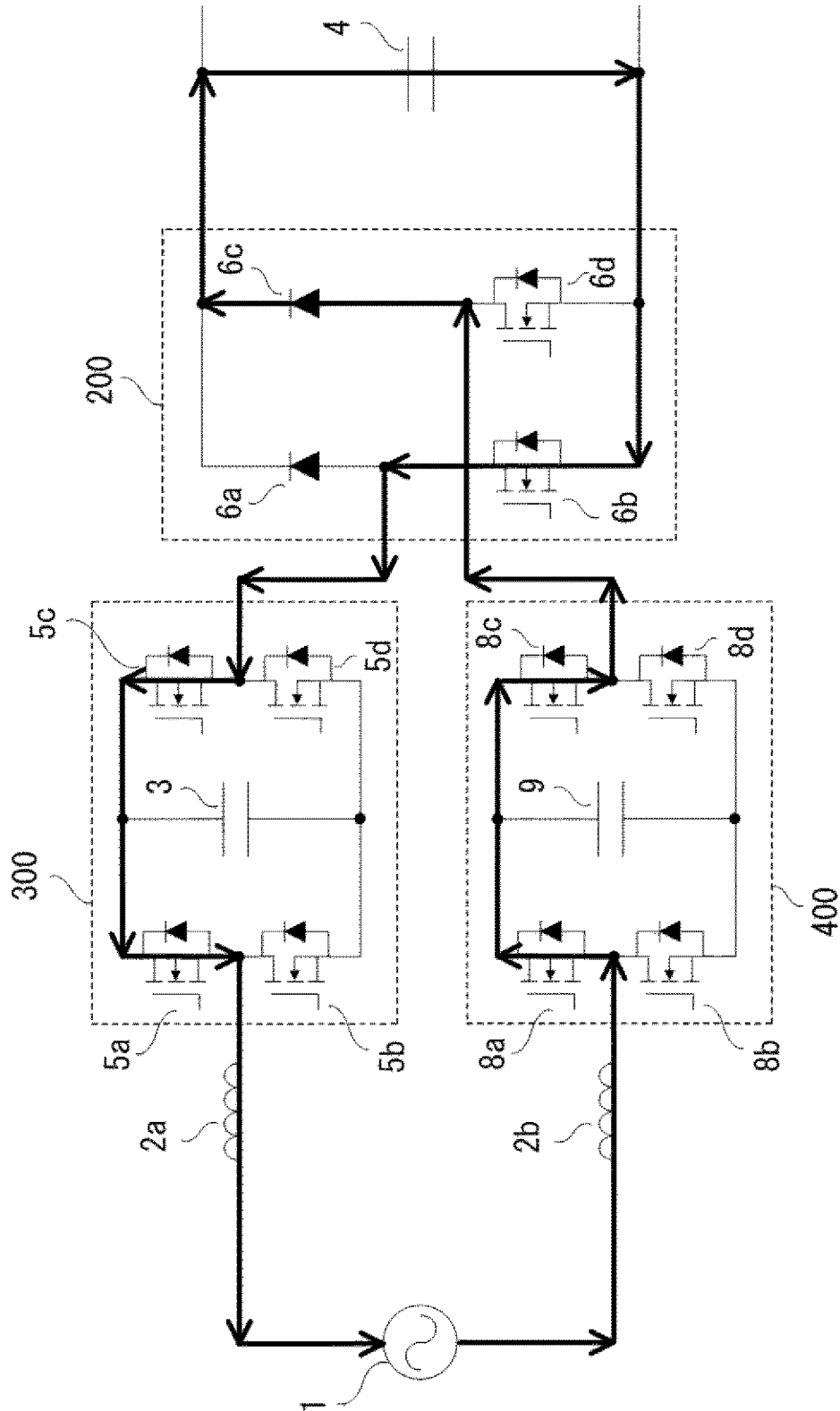


图72

[図73]



[図73]

[図74]

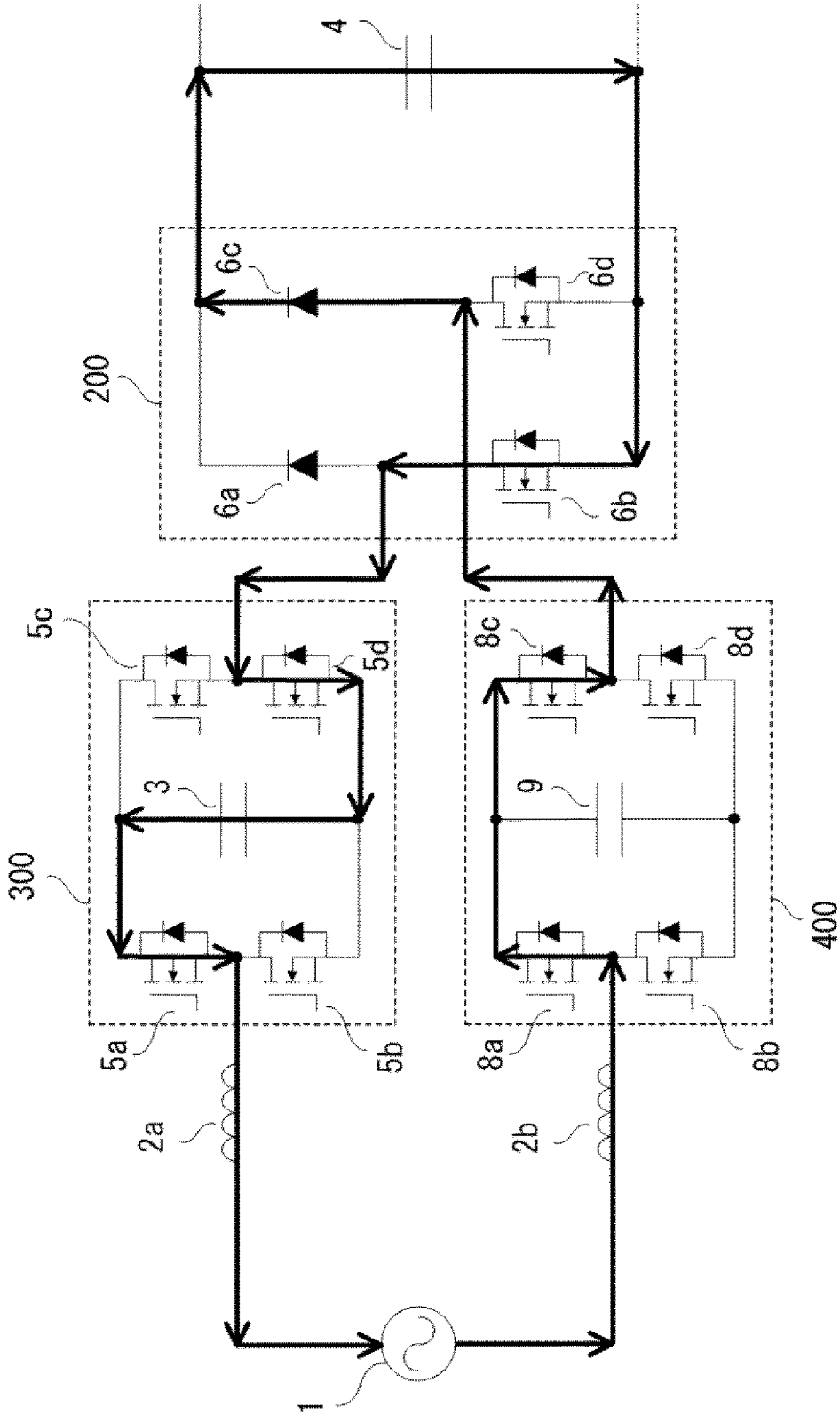


図74

[図75]

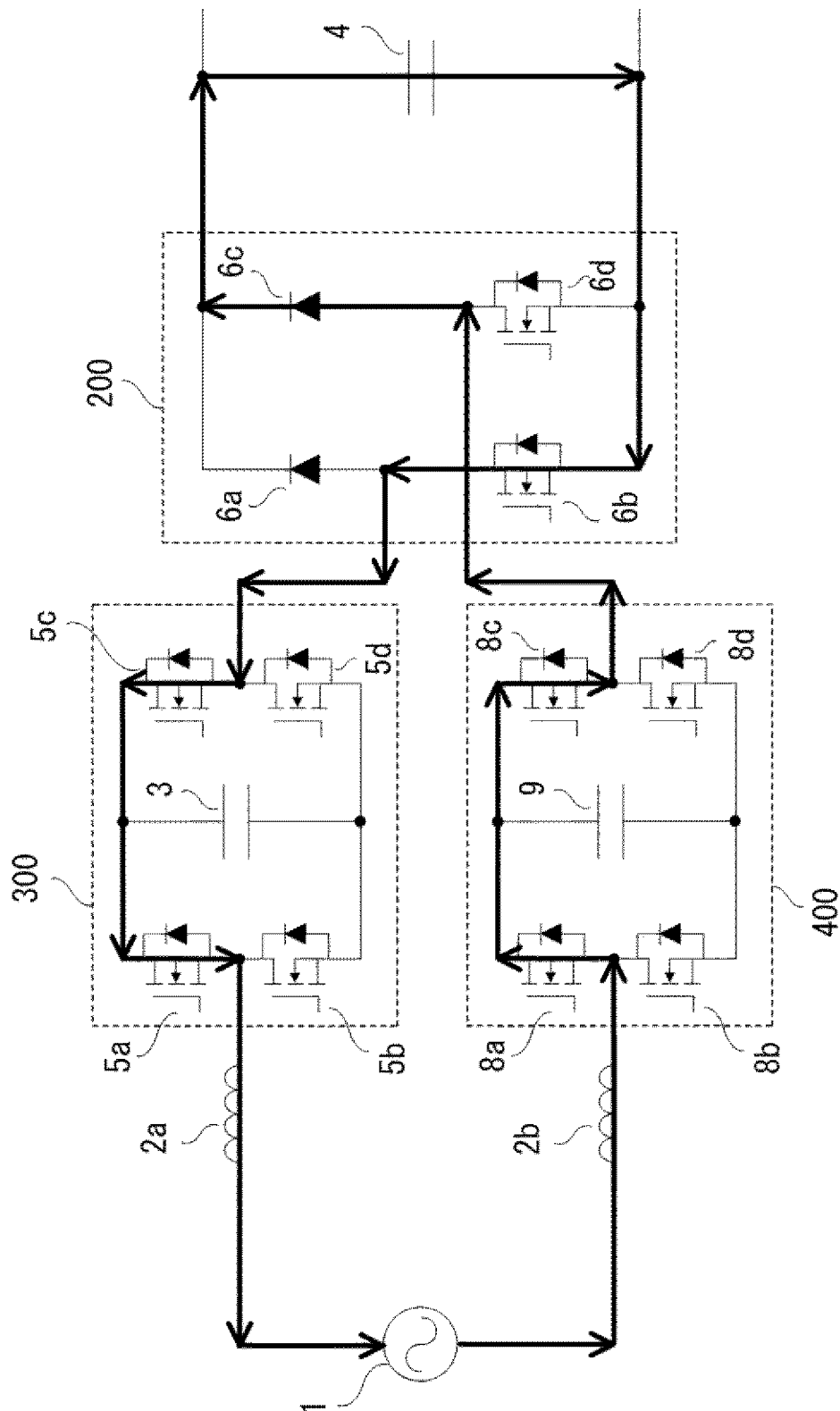


図75

[图76]

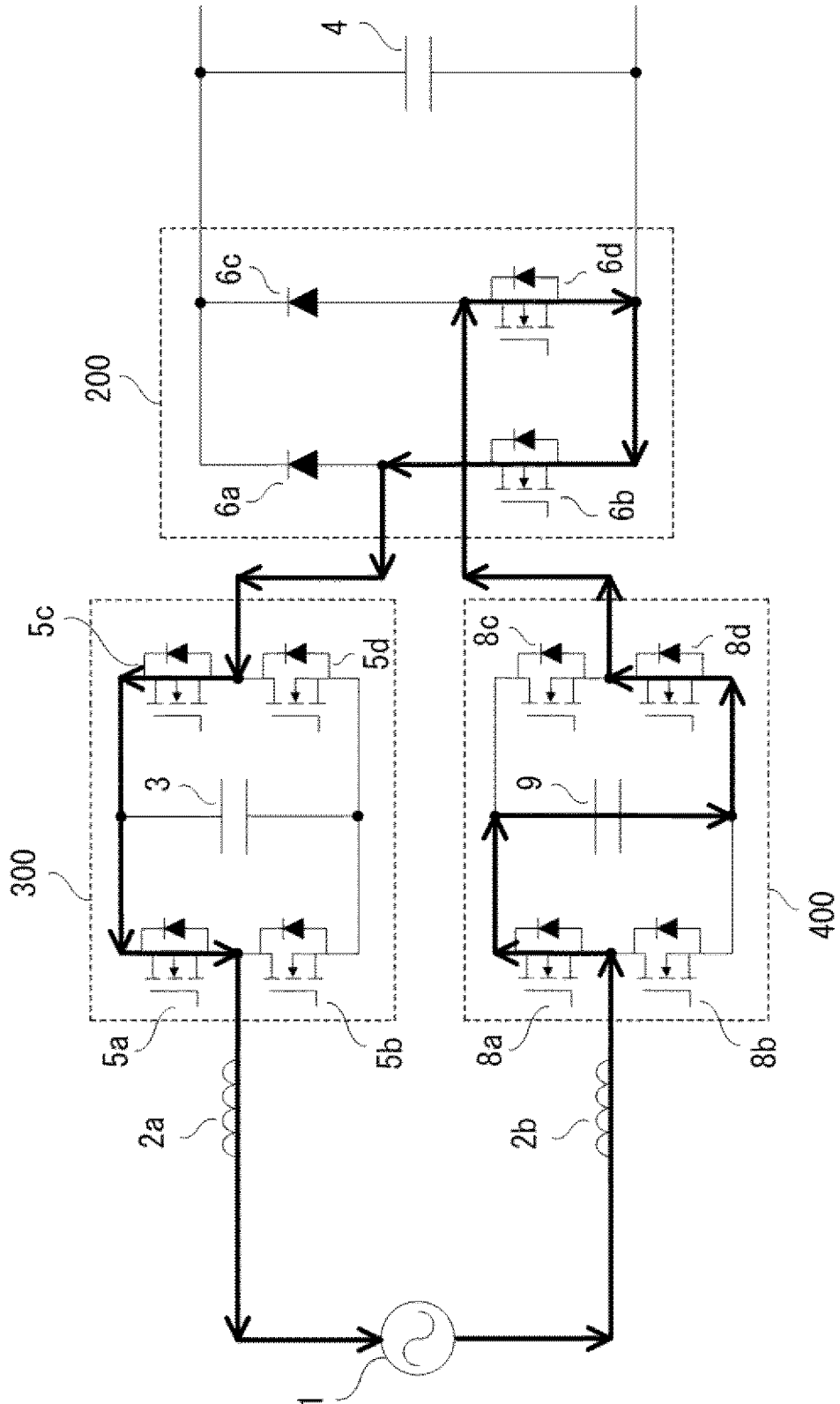
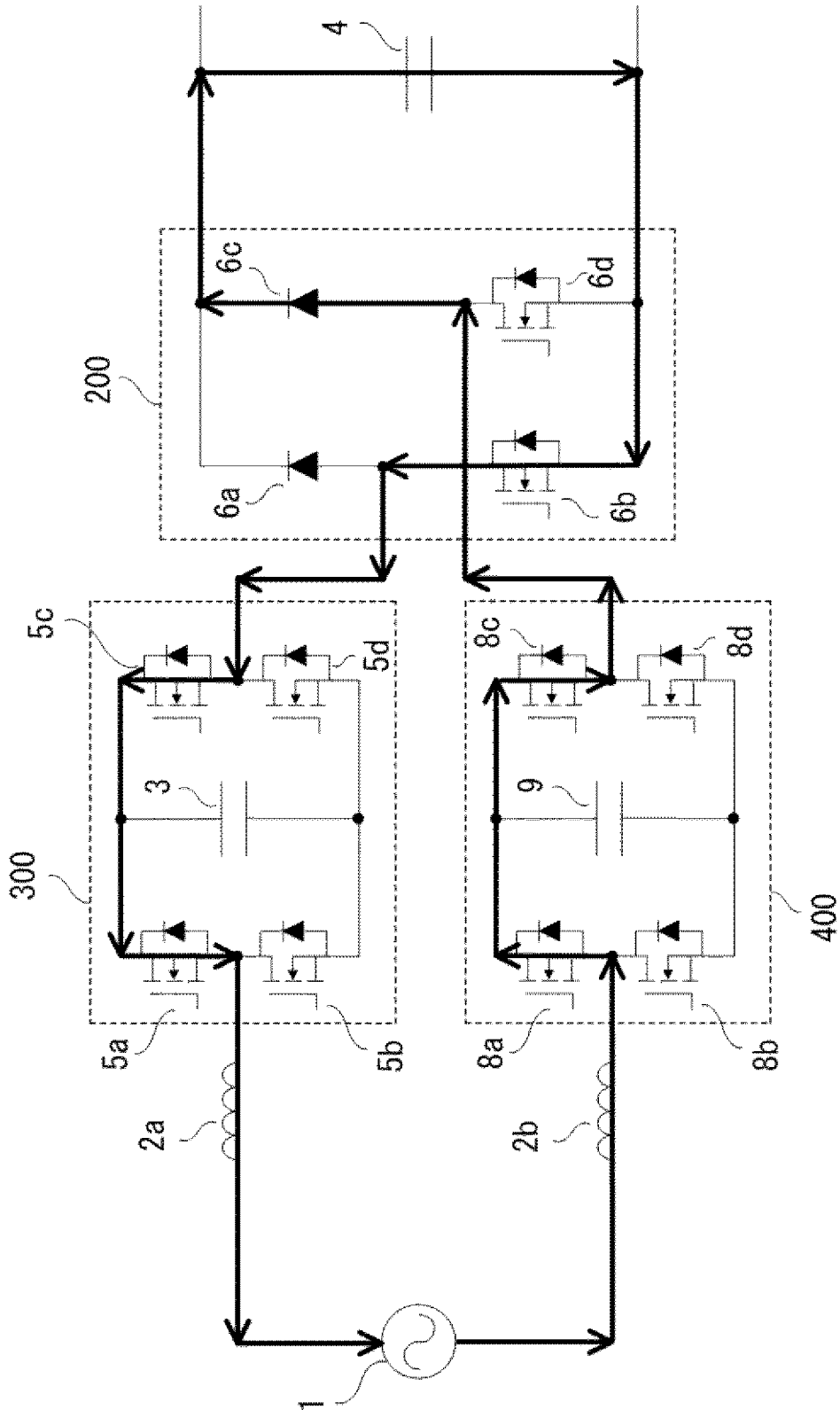


图76

[図77]



[図77]

[図78]

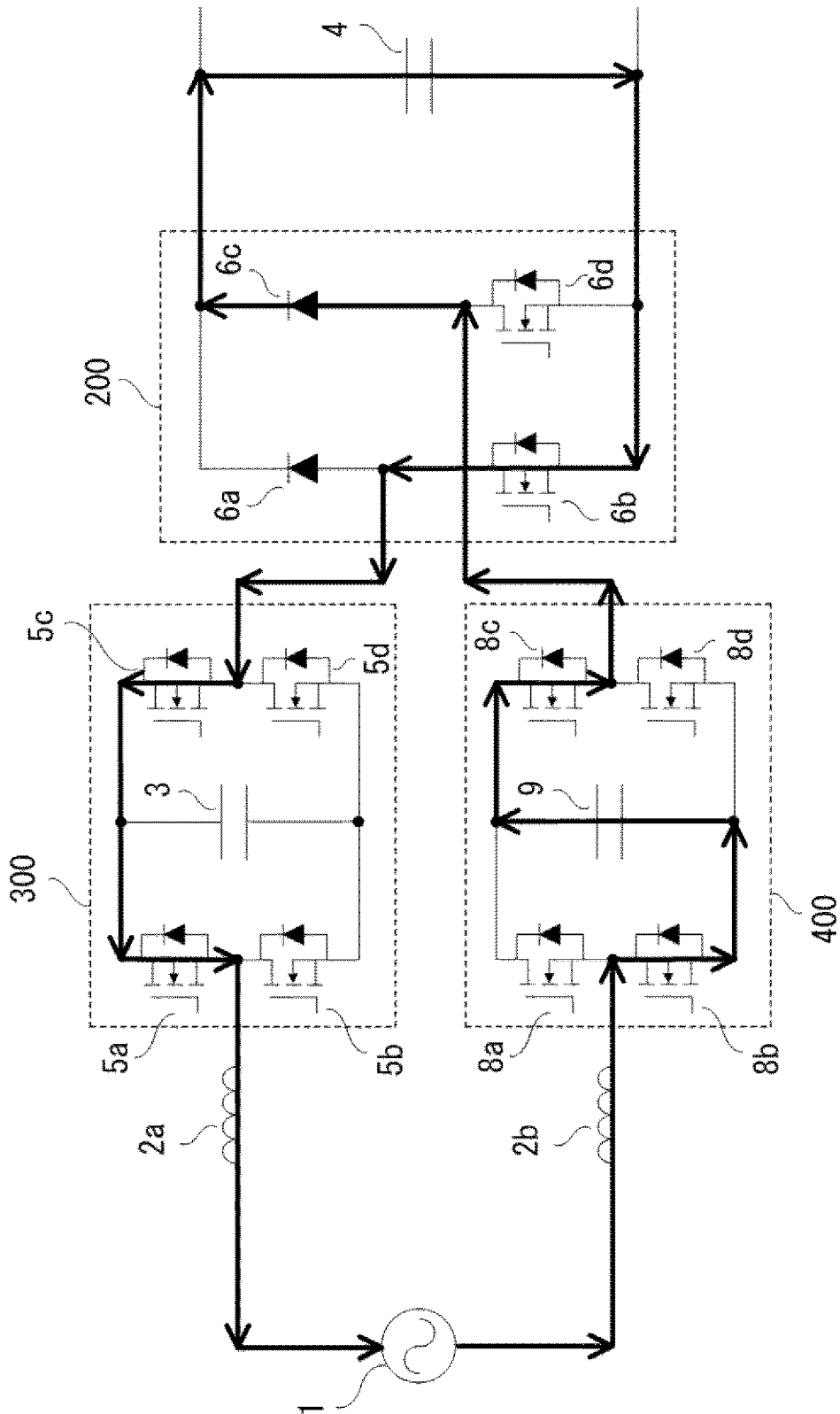


図78

[圖79]

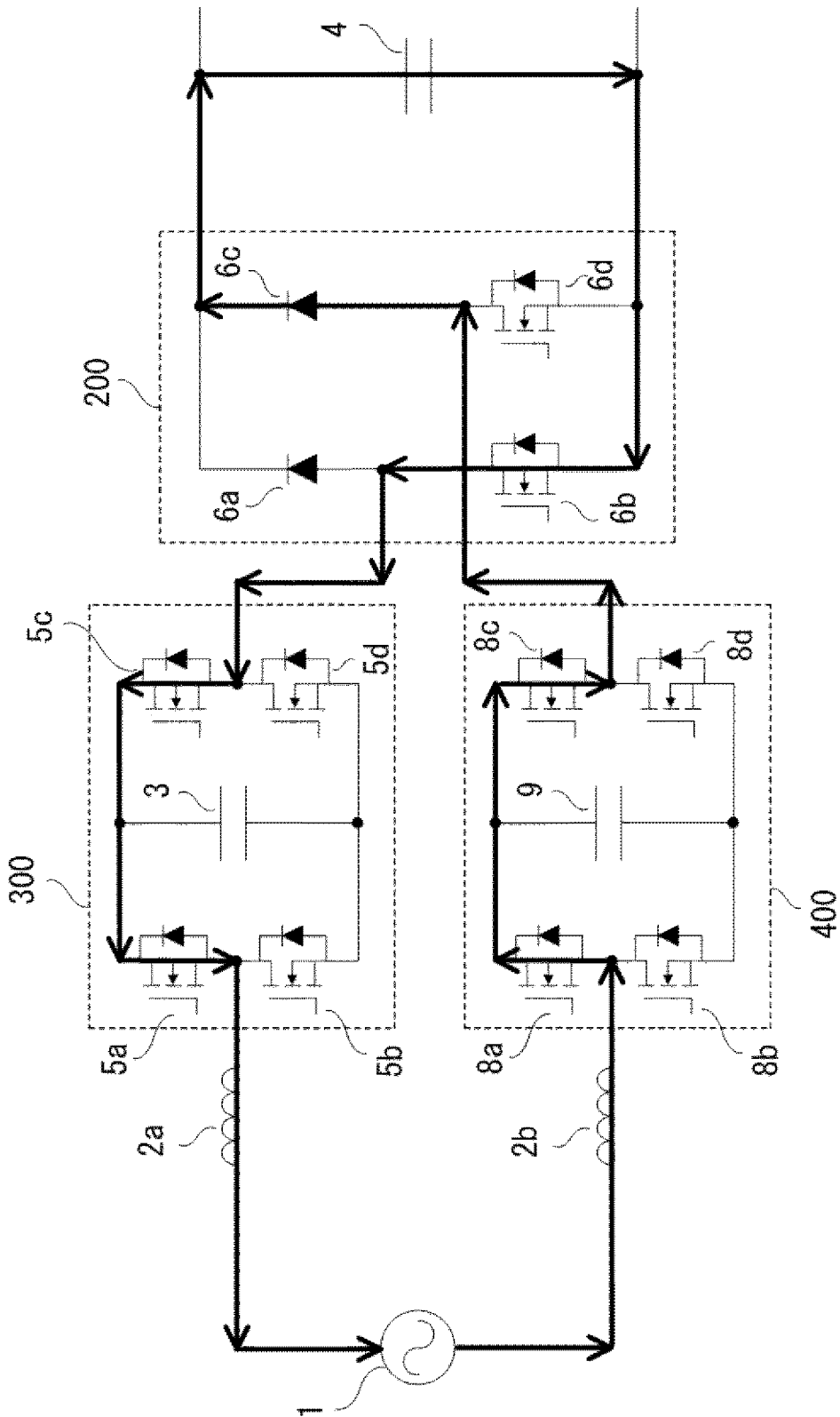
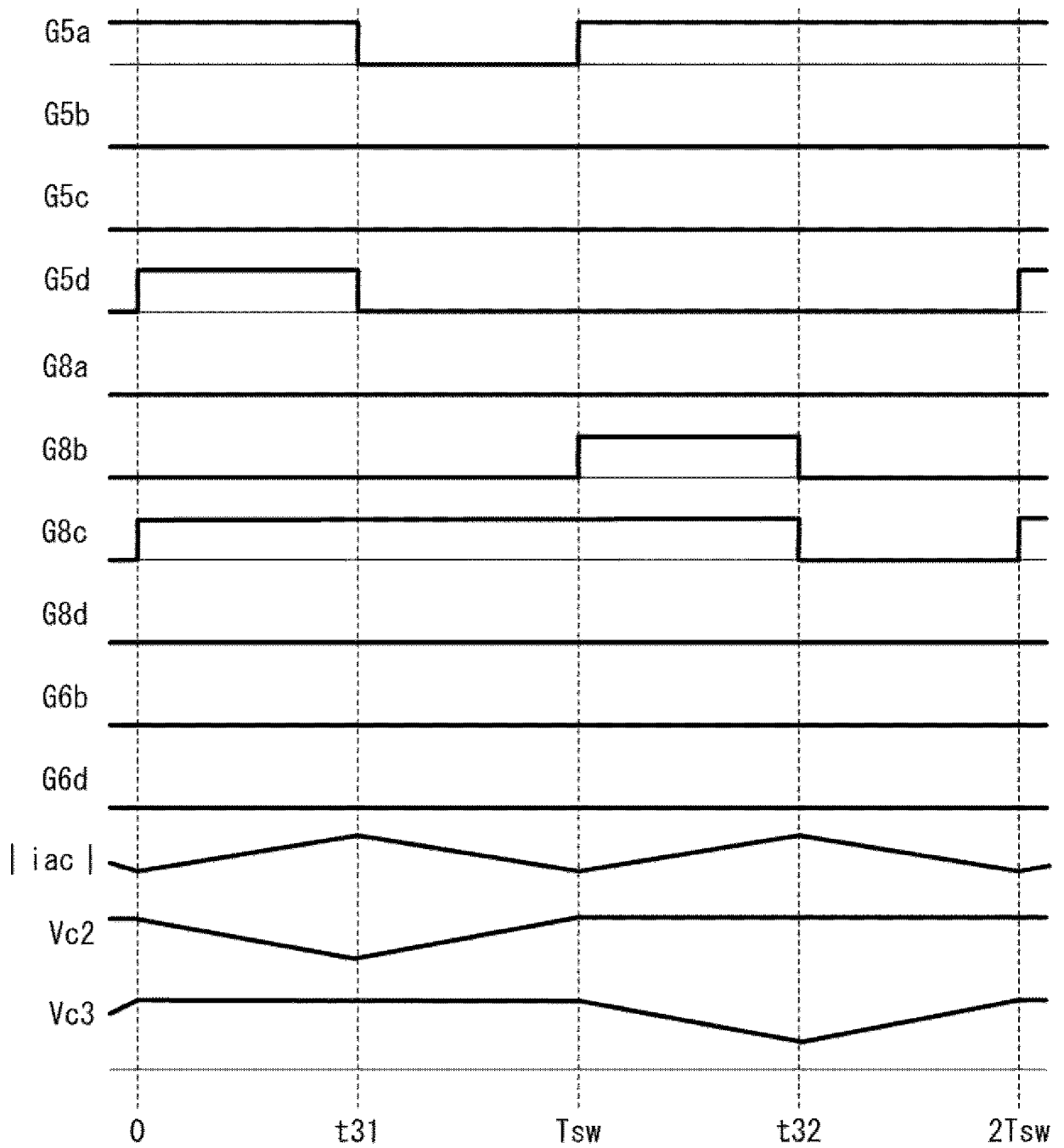


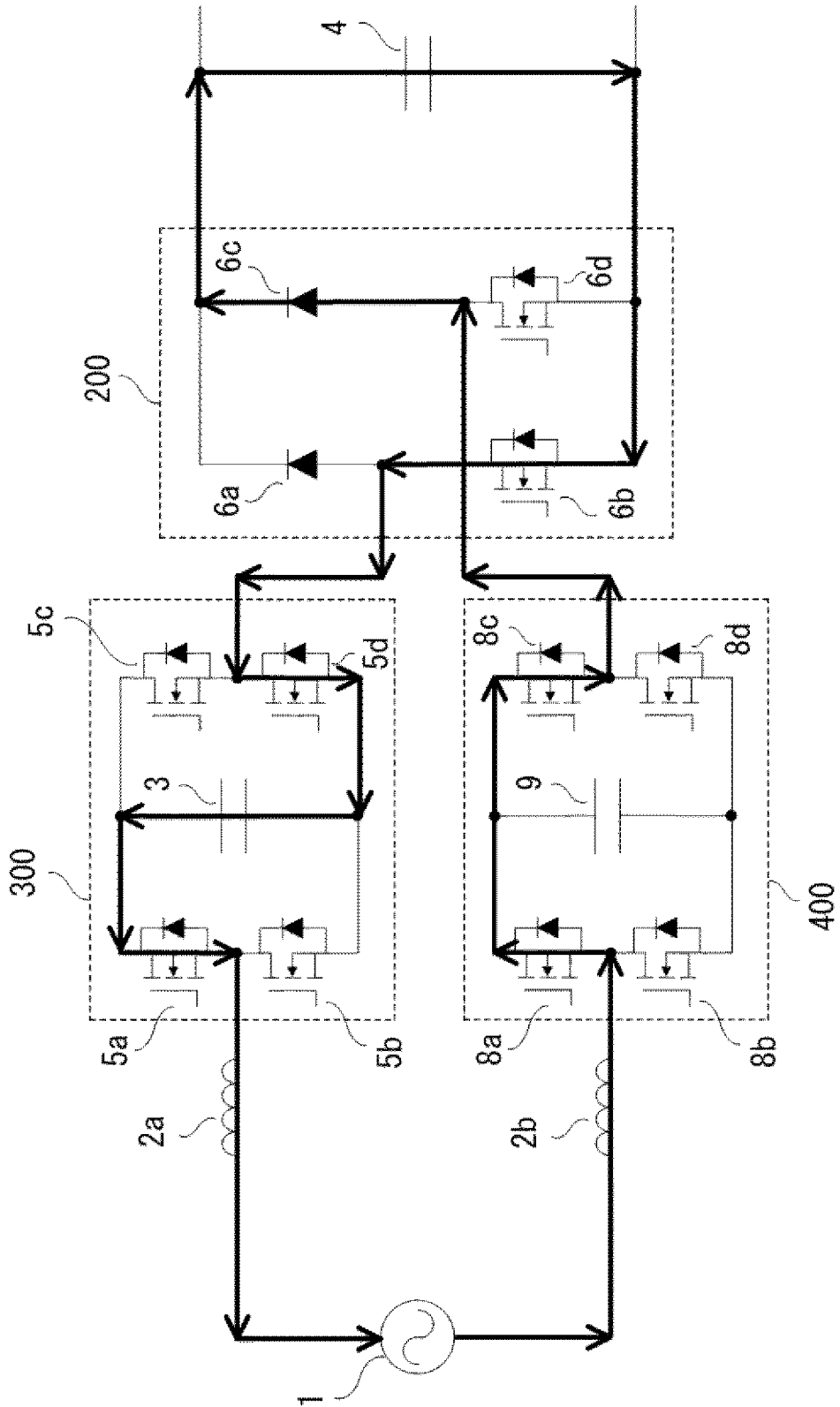
圖79

[図80]

図80



[図81]



[図81]

[图82]

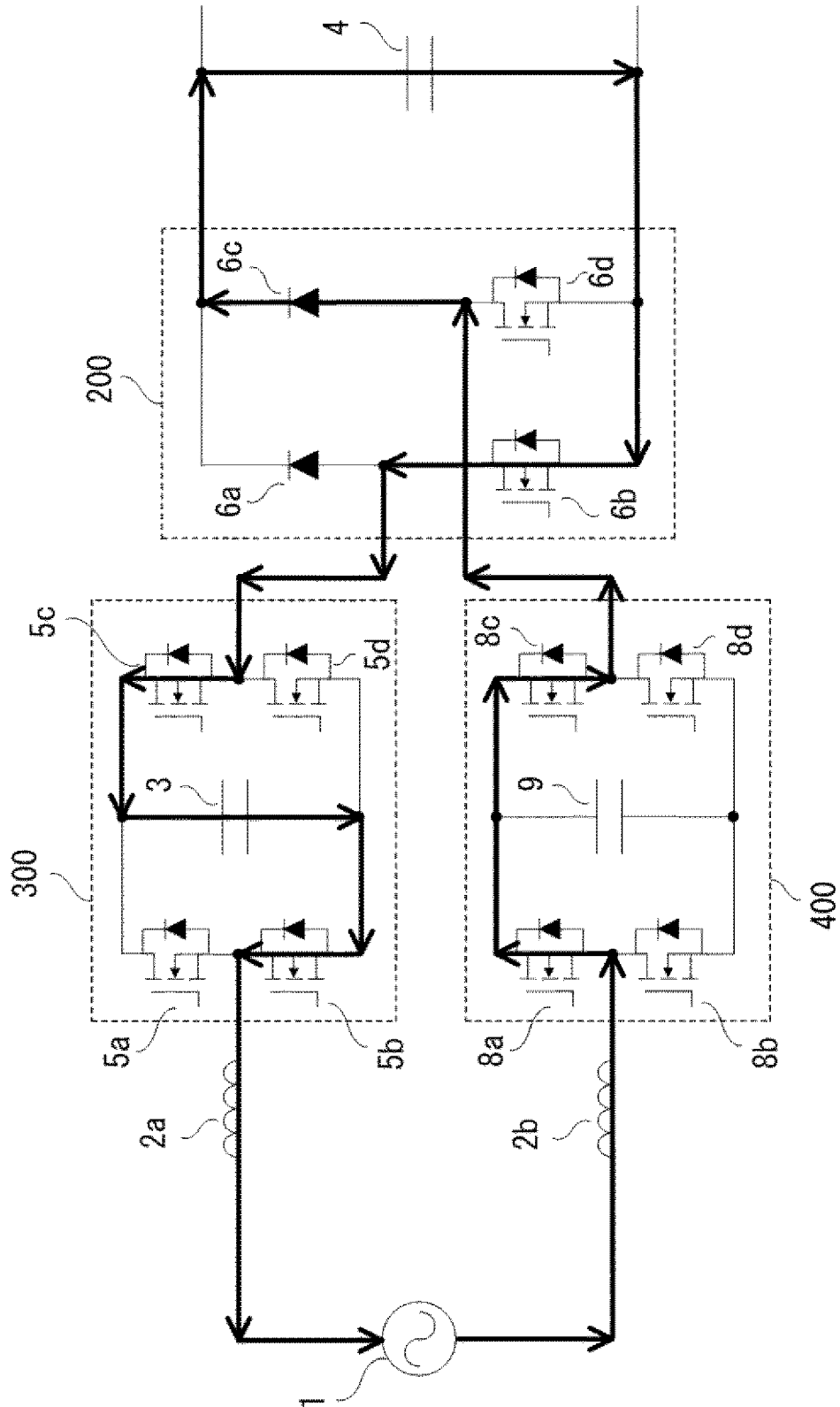
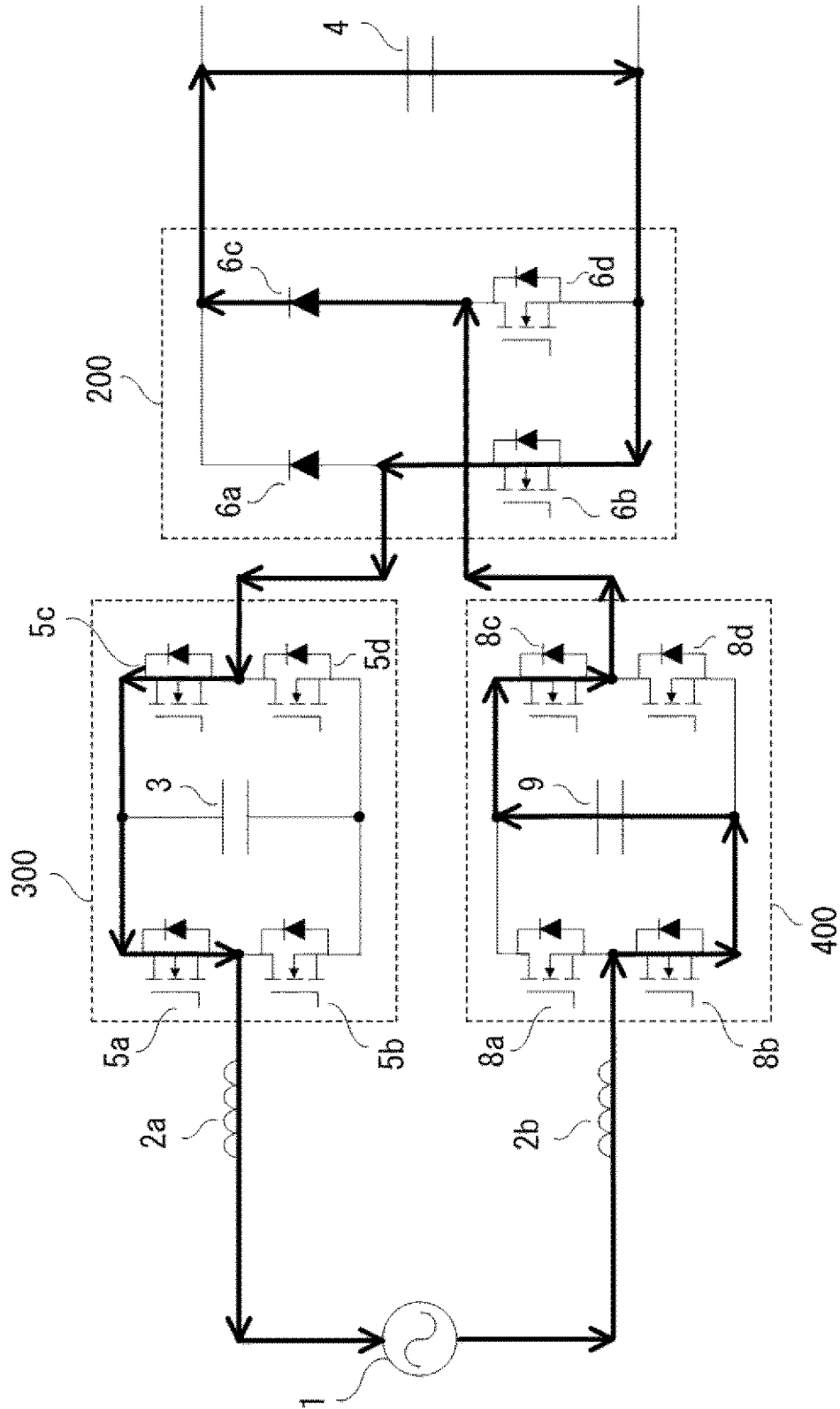


图82

[図83]



[図83]

[图84]

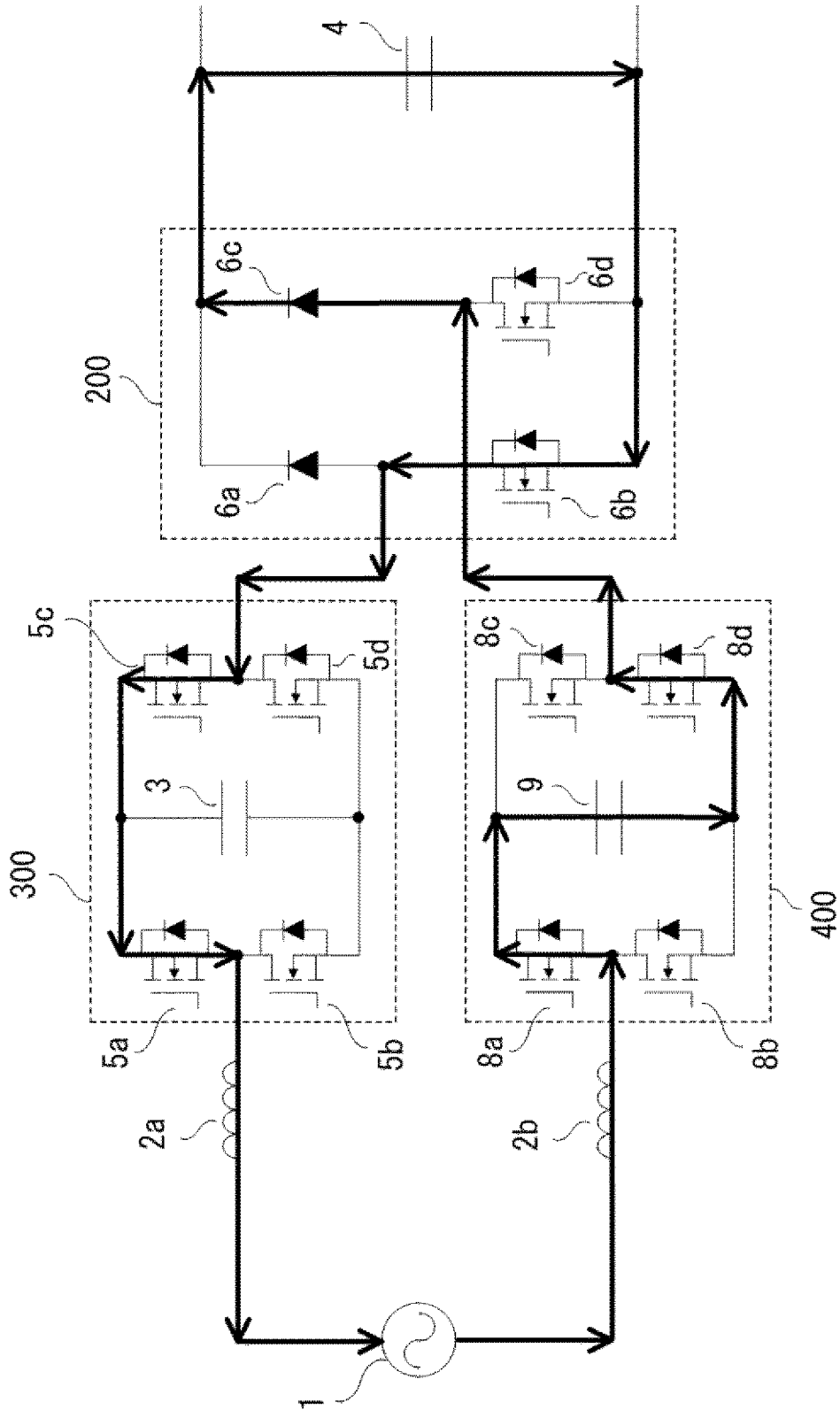


图84

[図85]

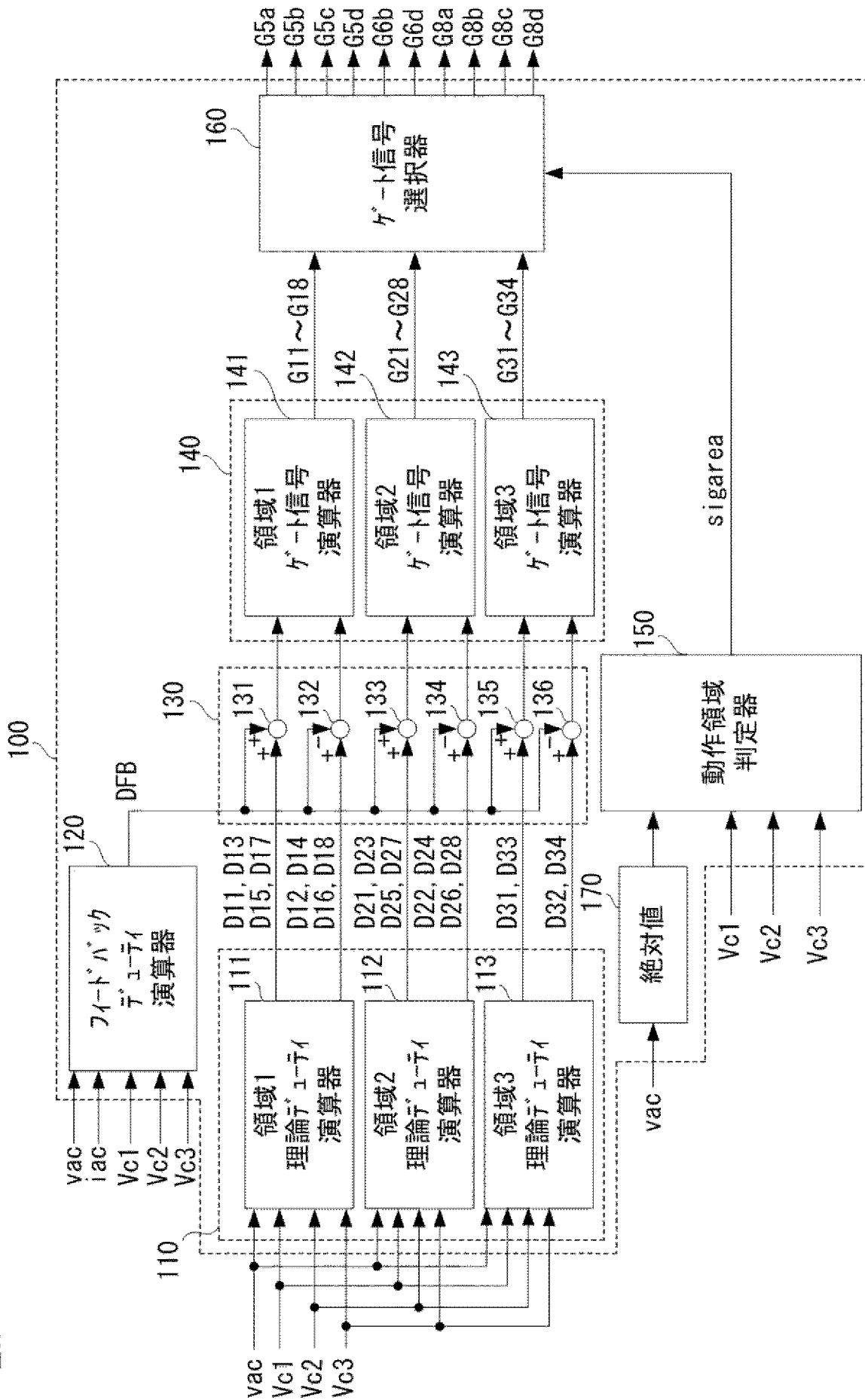
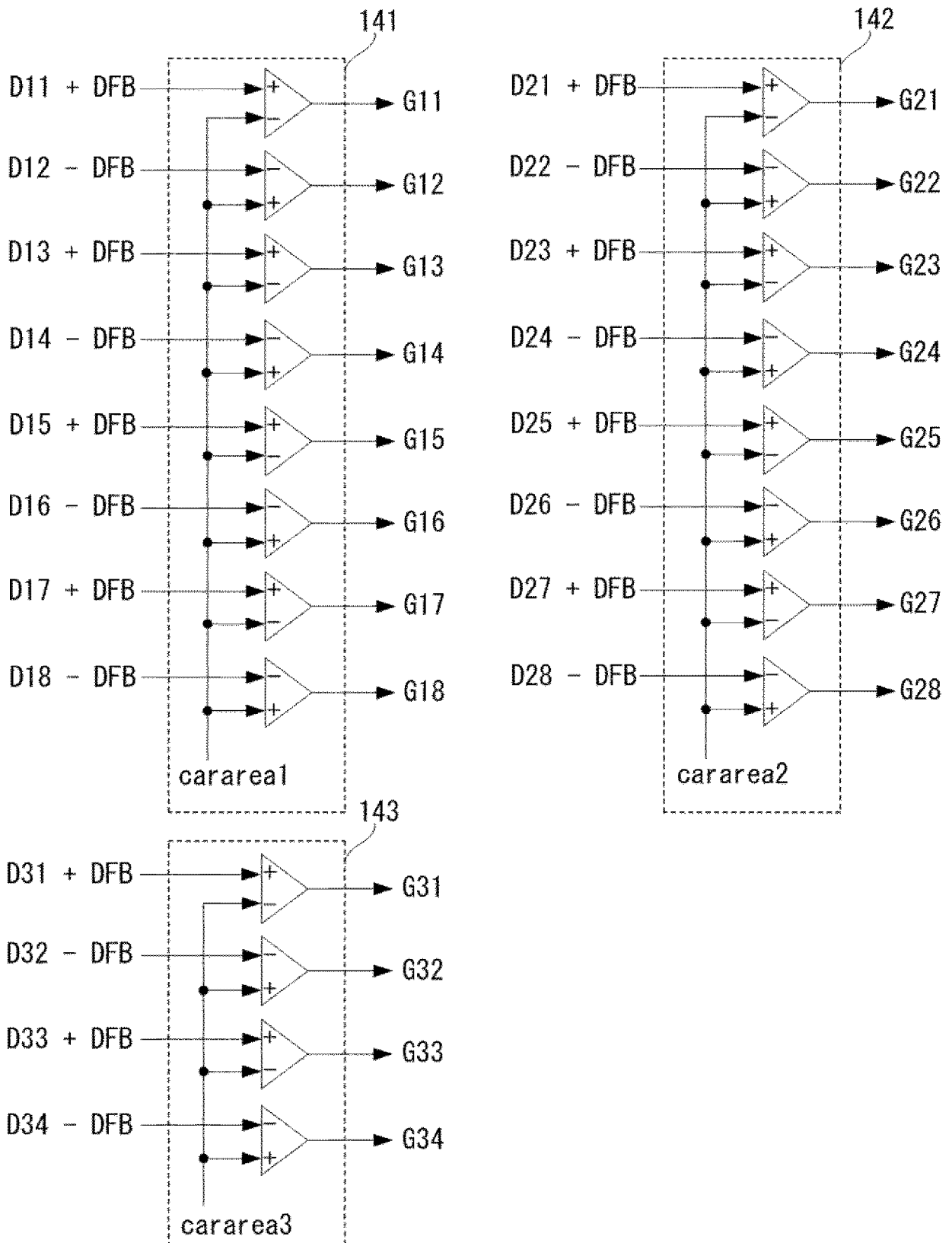


図85



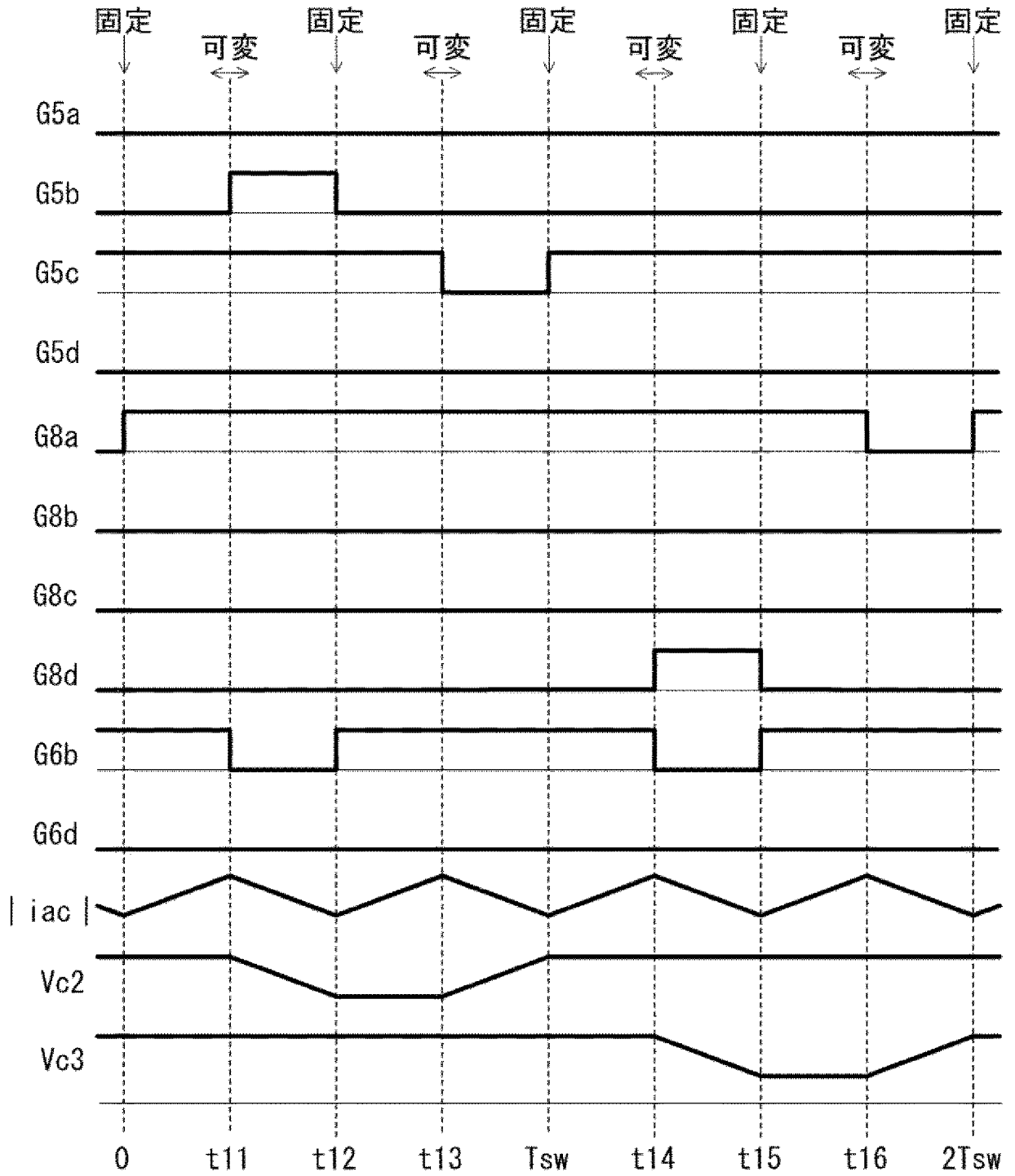
[図87]

図87



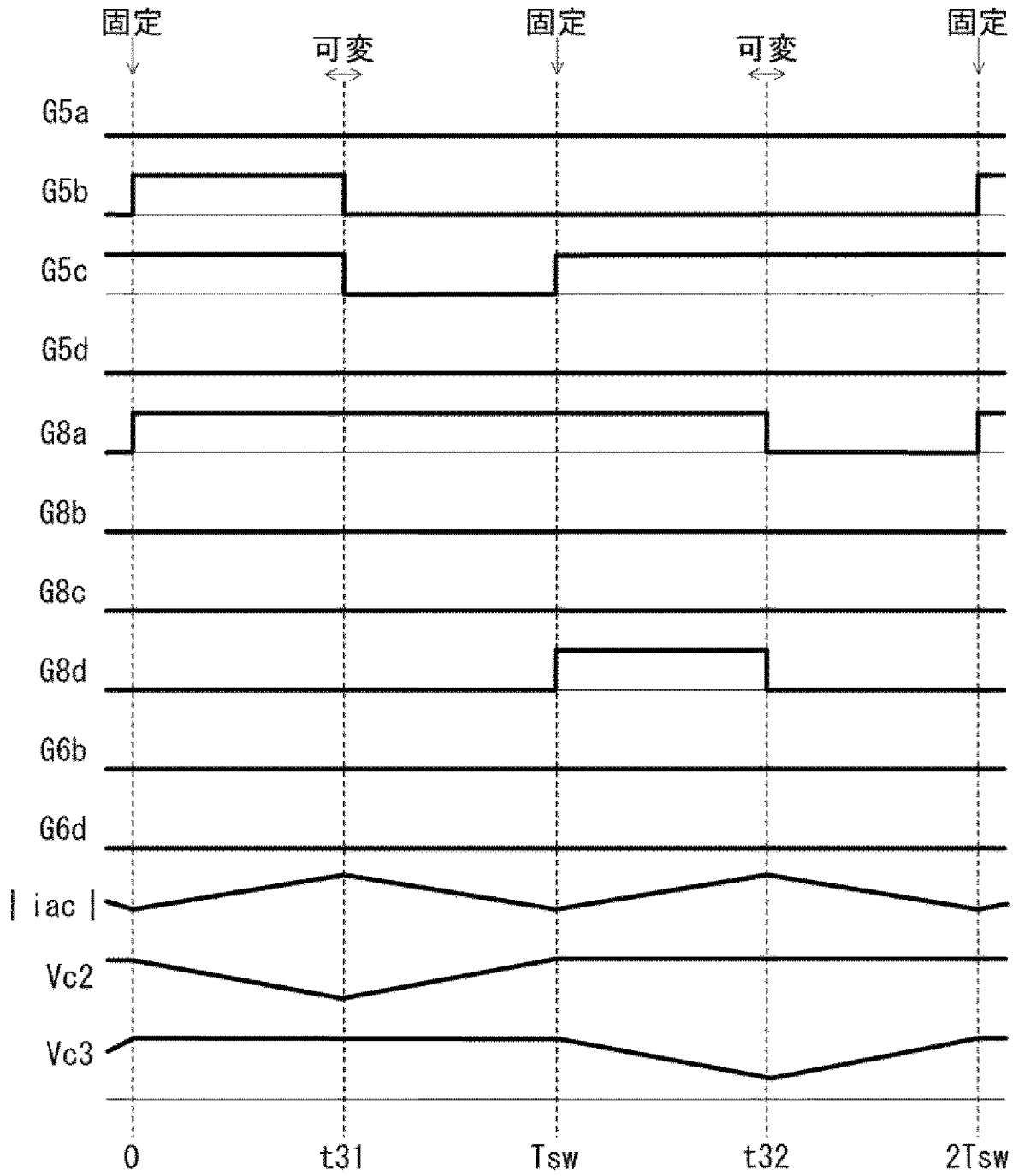
[図88]

図88



[図89]

図89



[図90]

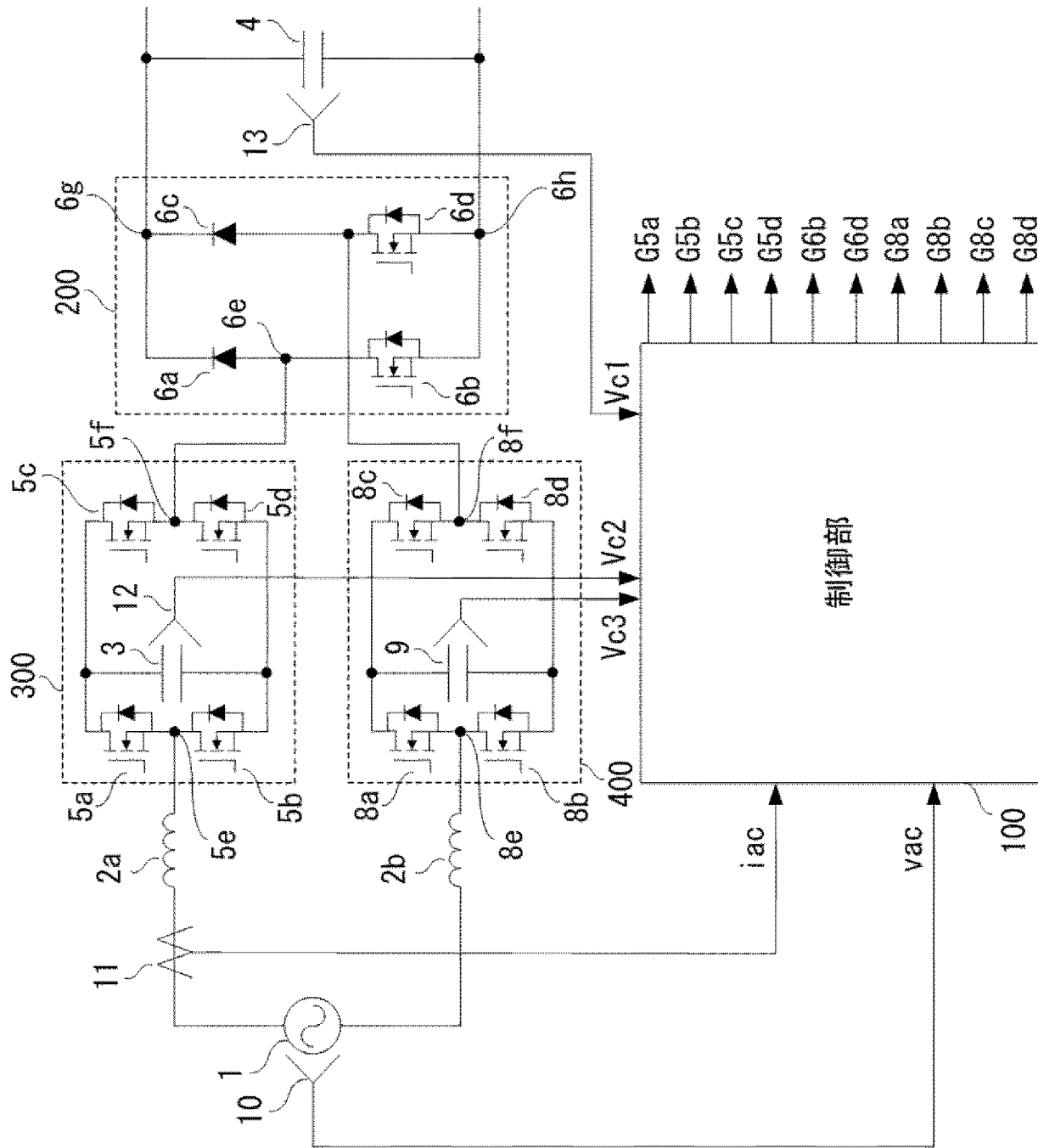
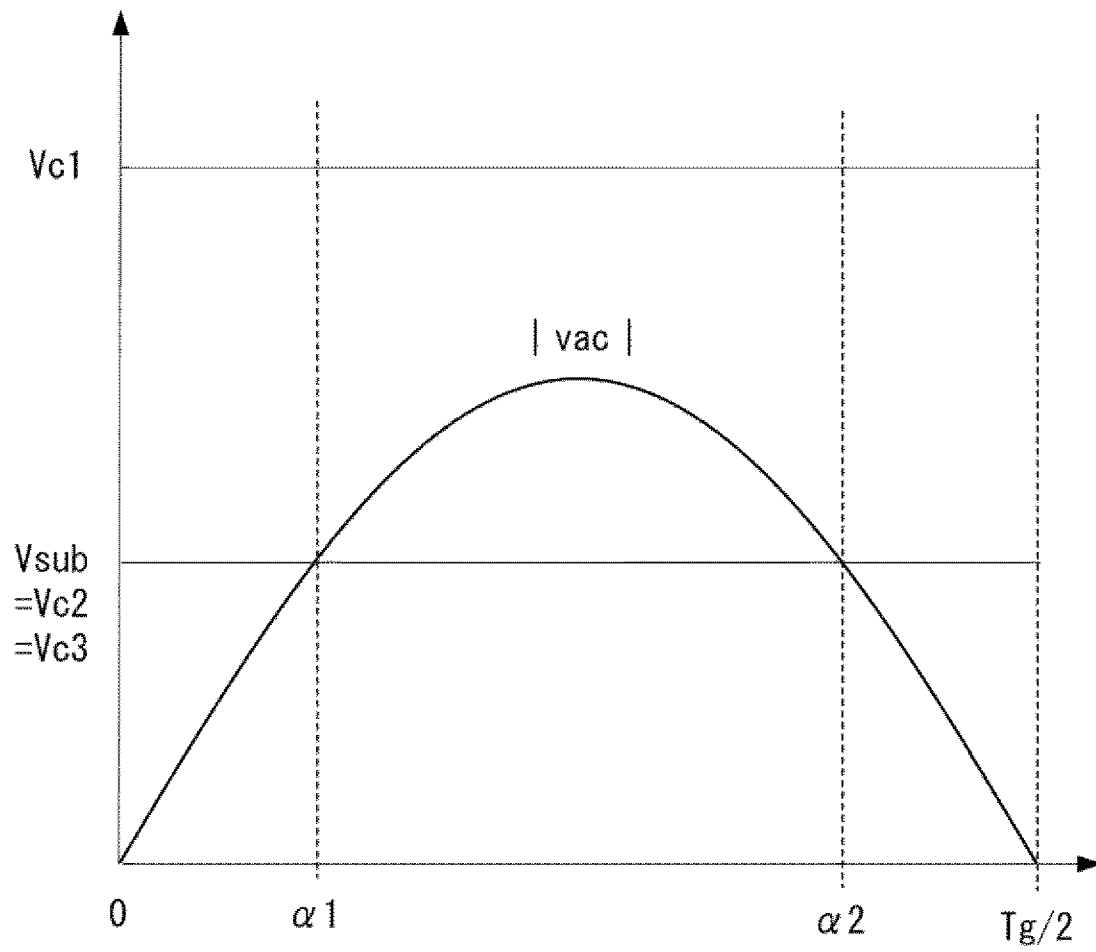


図90

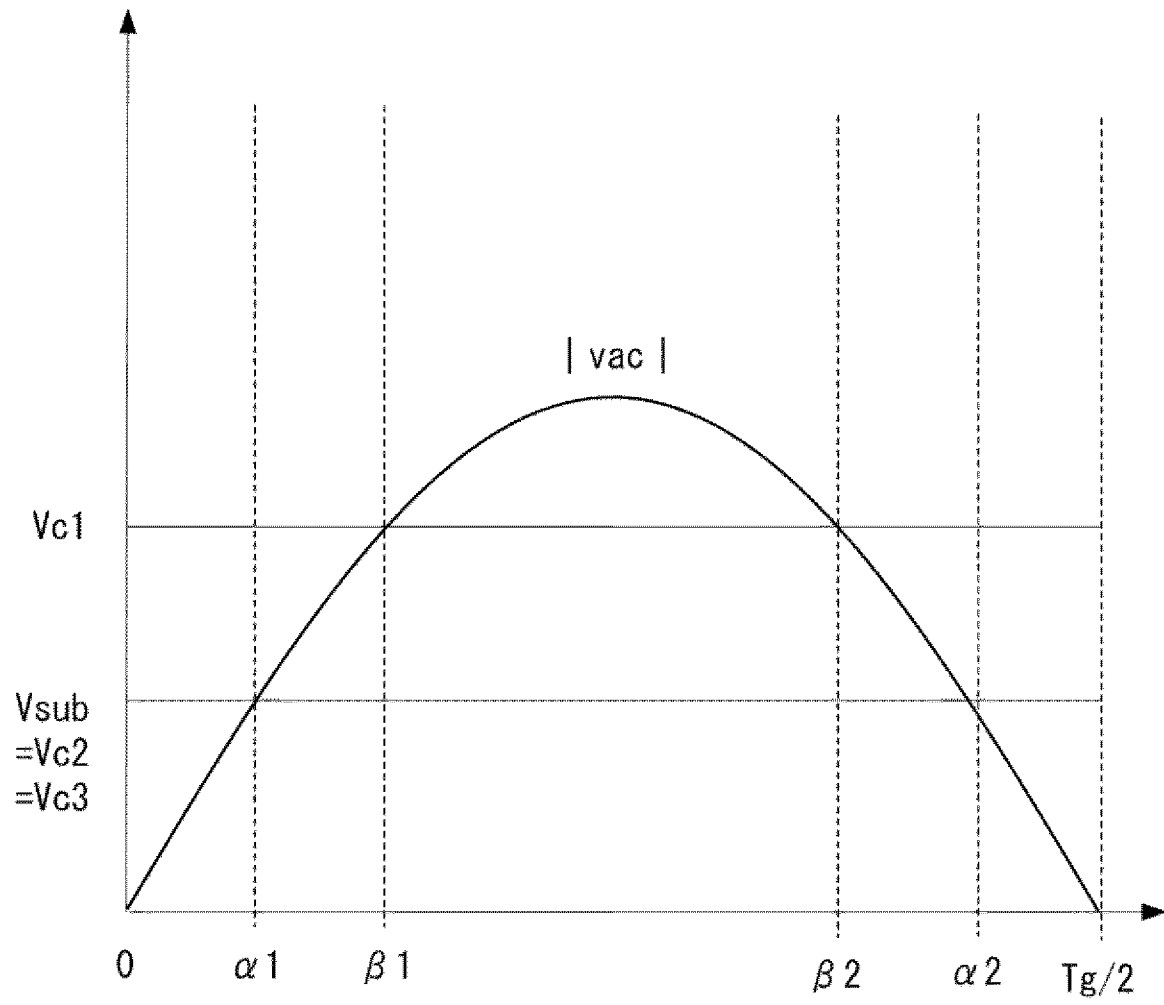
[図91]

図91

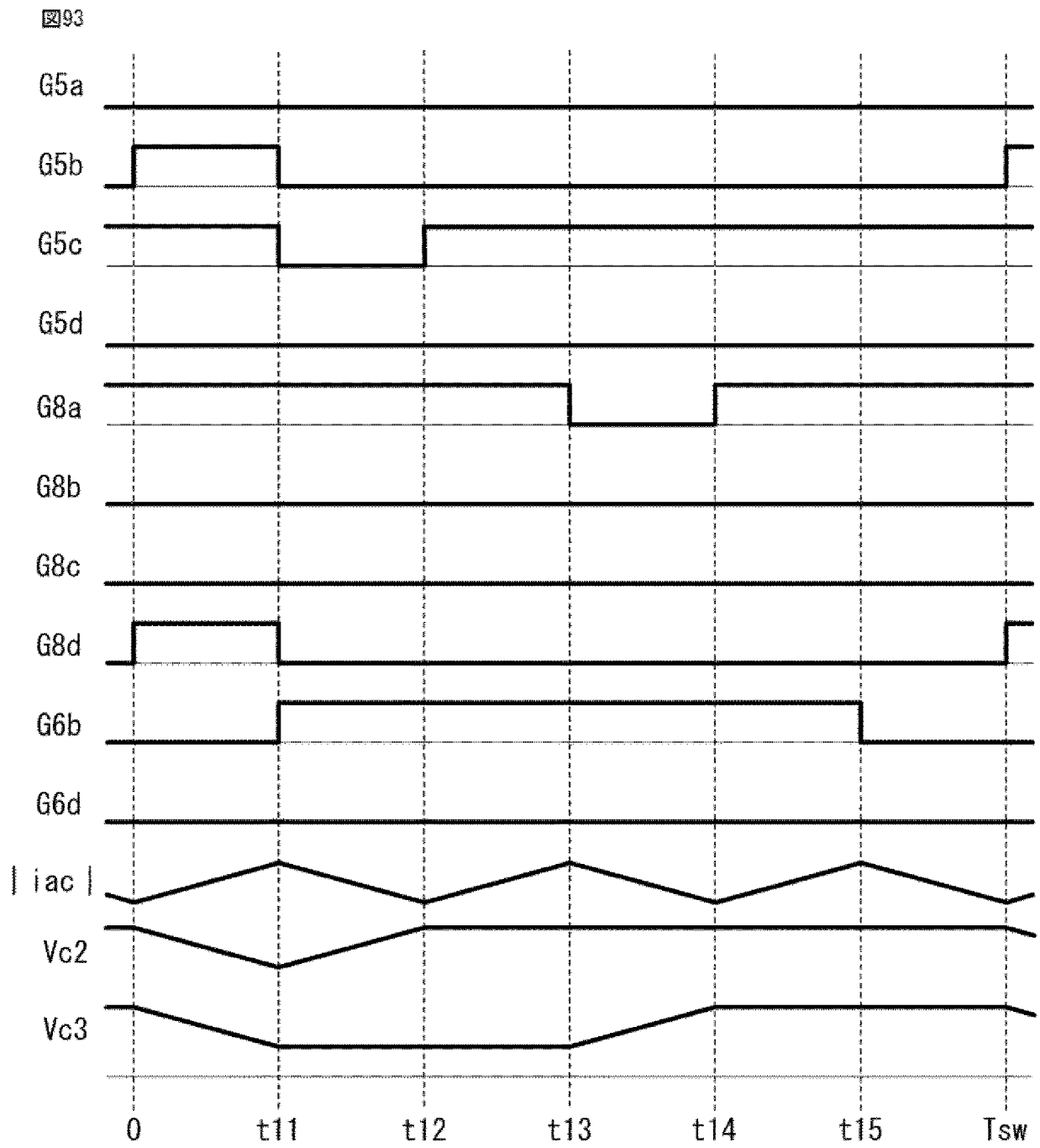


[92]

92

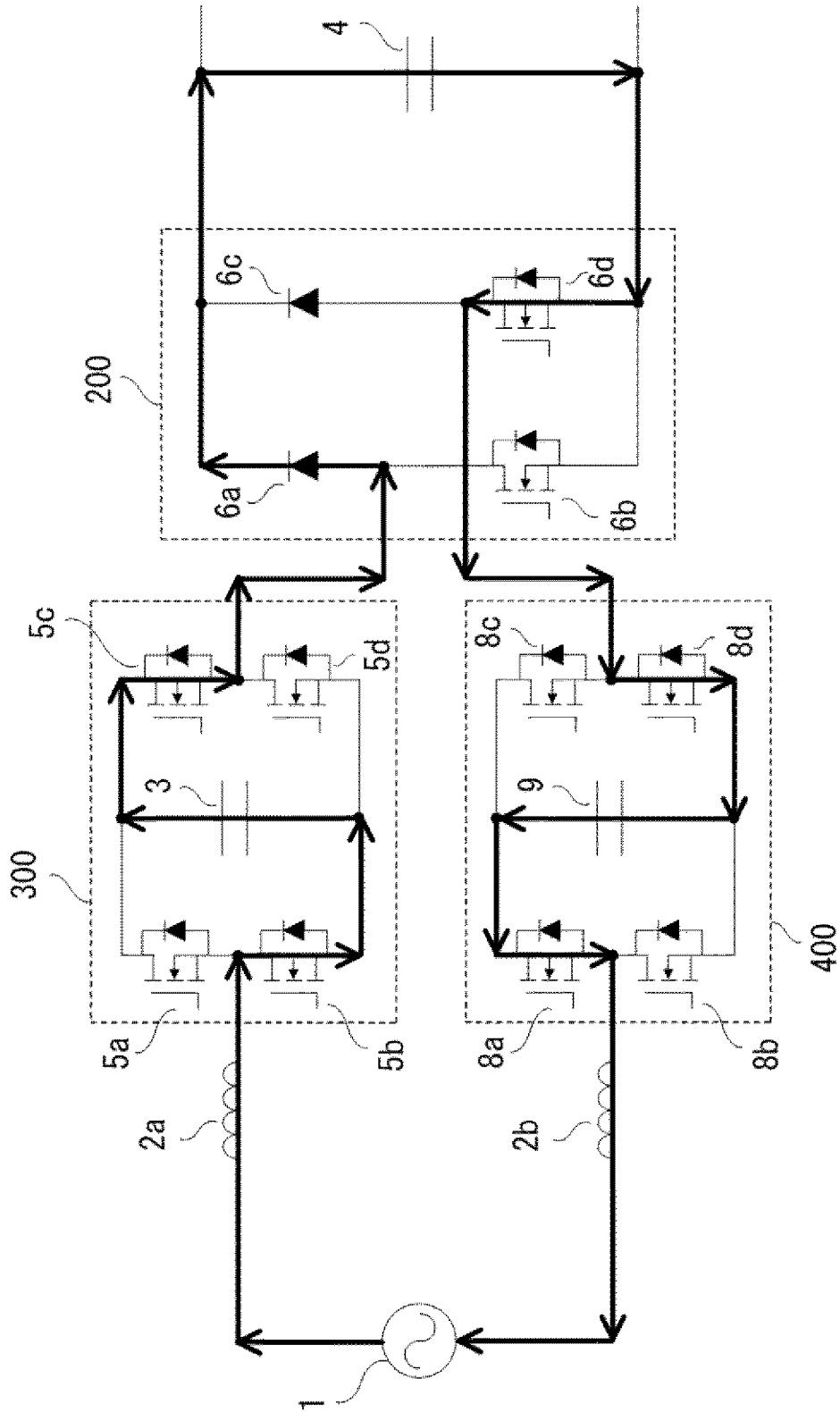


[図93]



[图94]

图94



[图95]

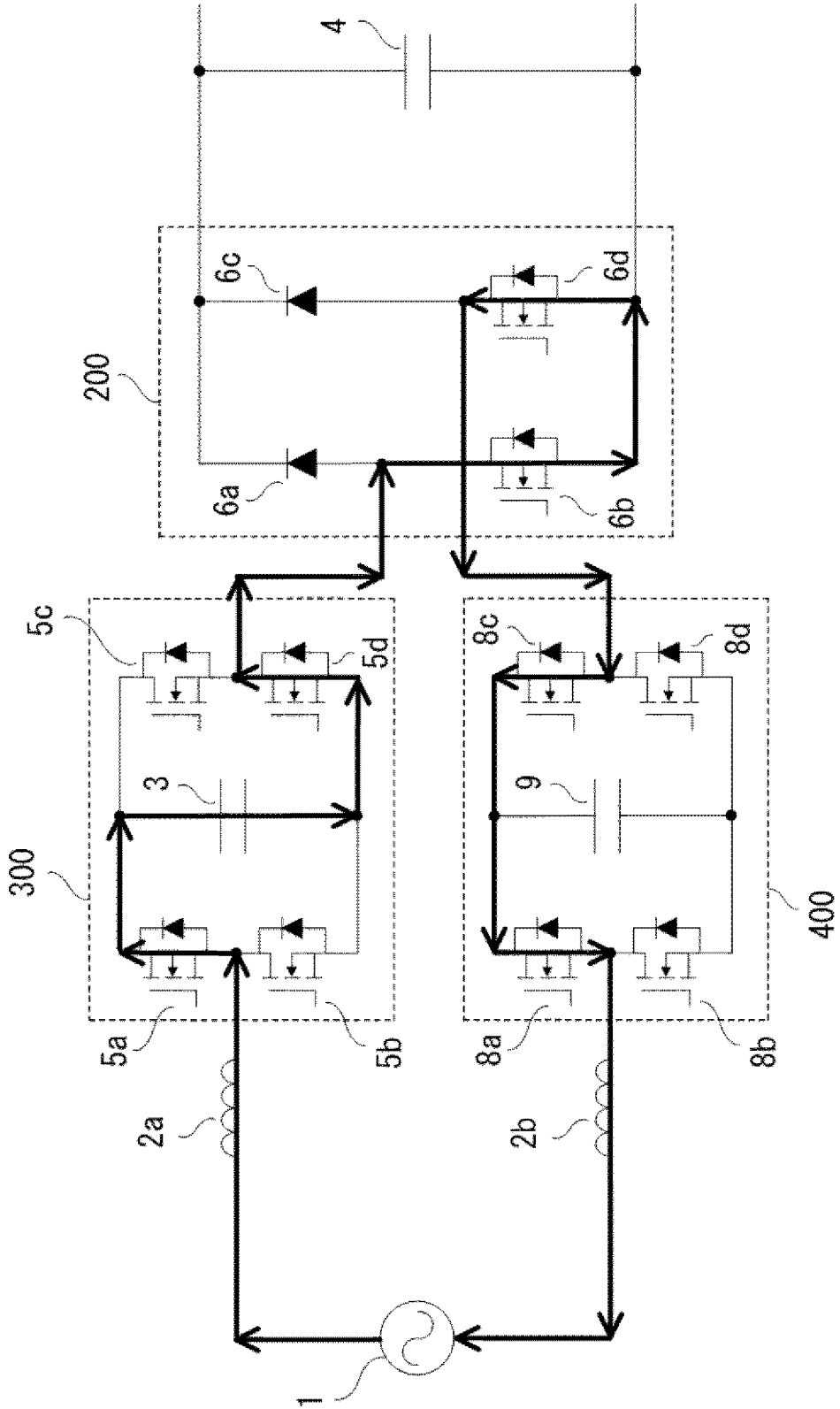


图95

[图96]

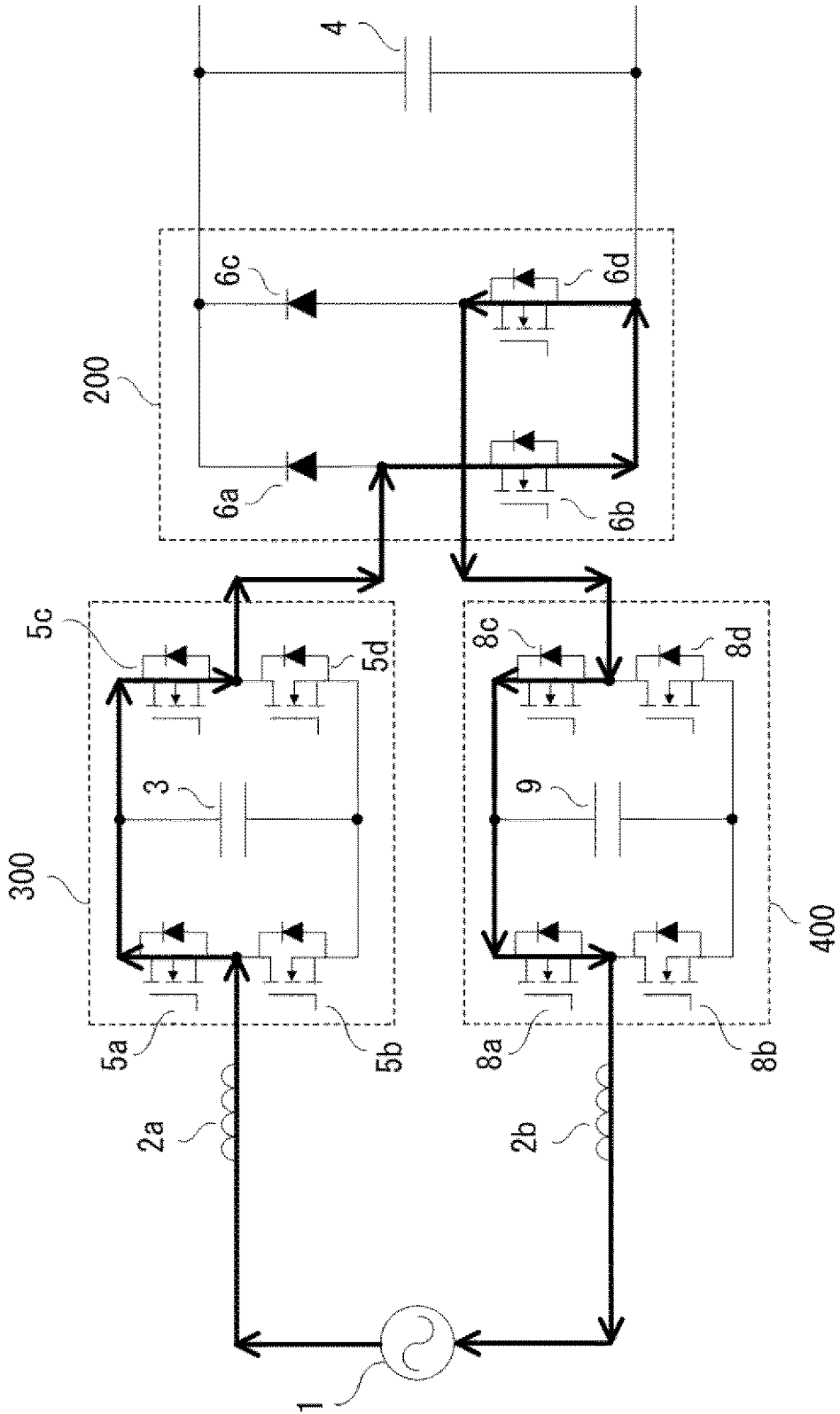


图96

[図97]

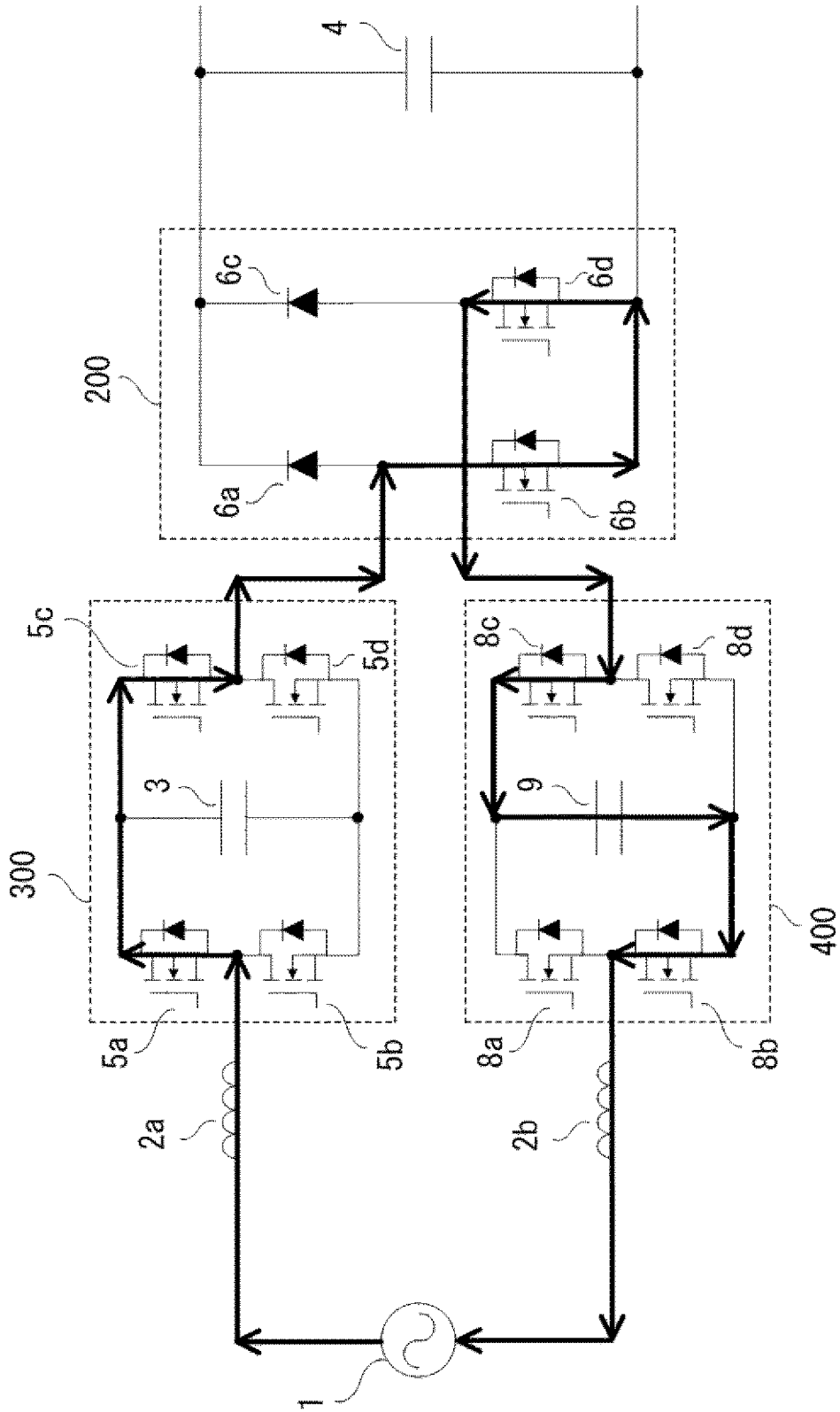


図97

[图98]

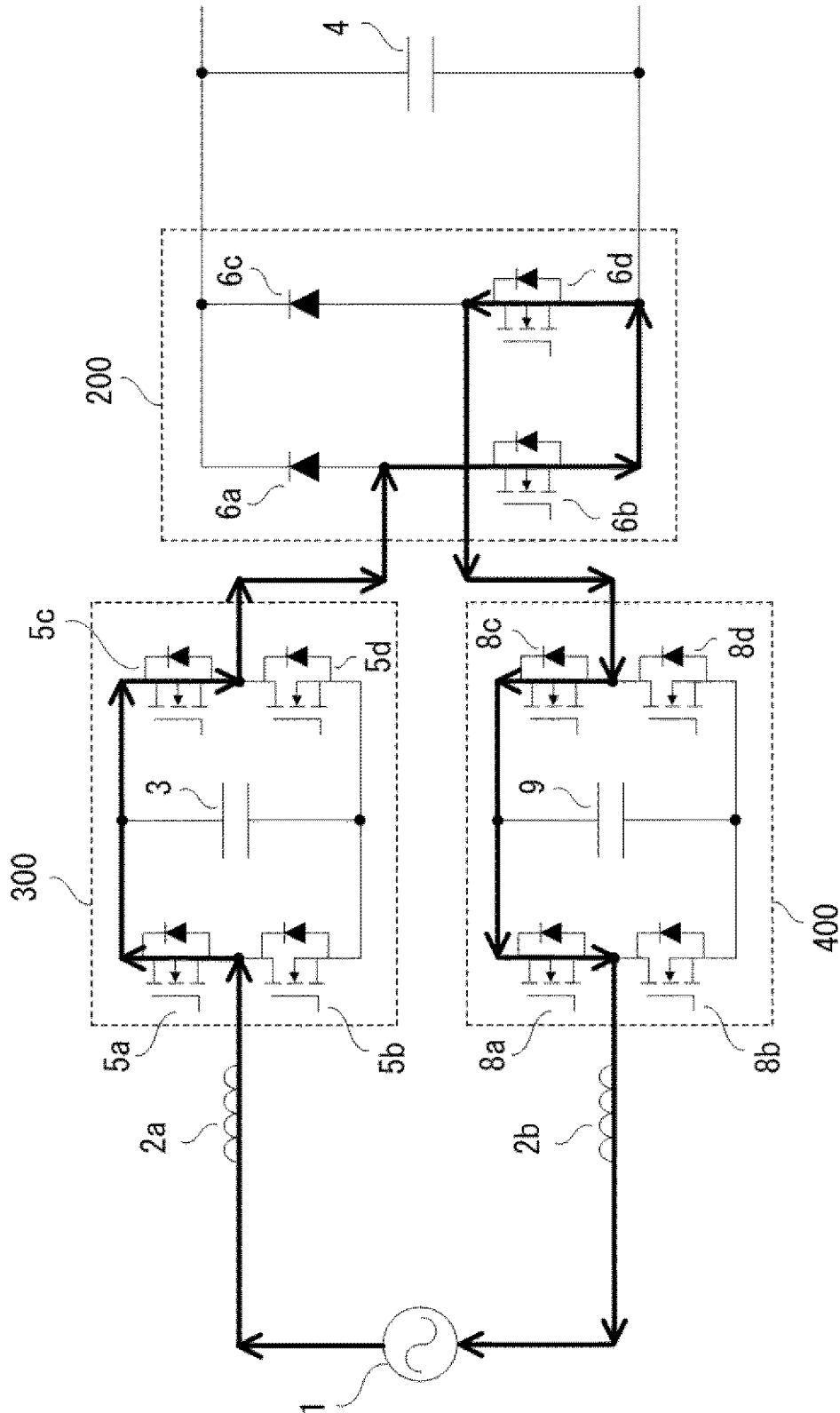
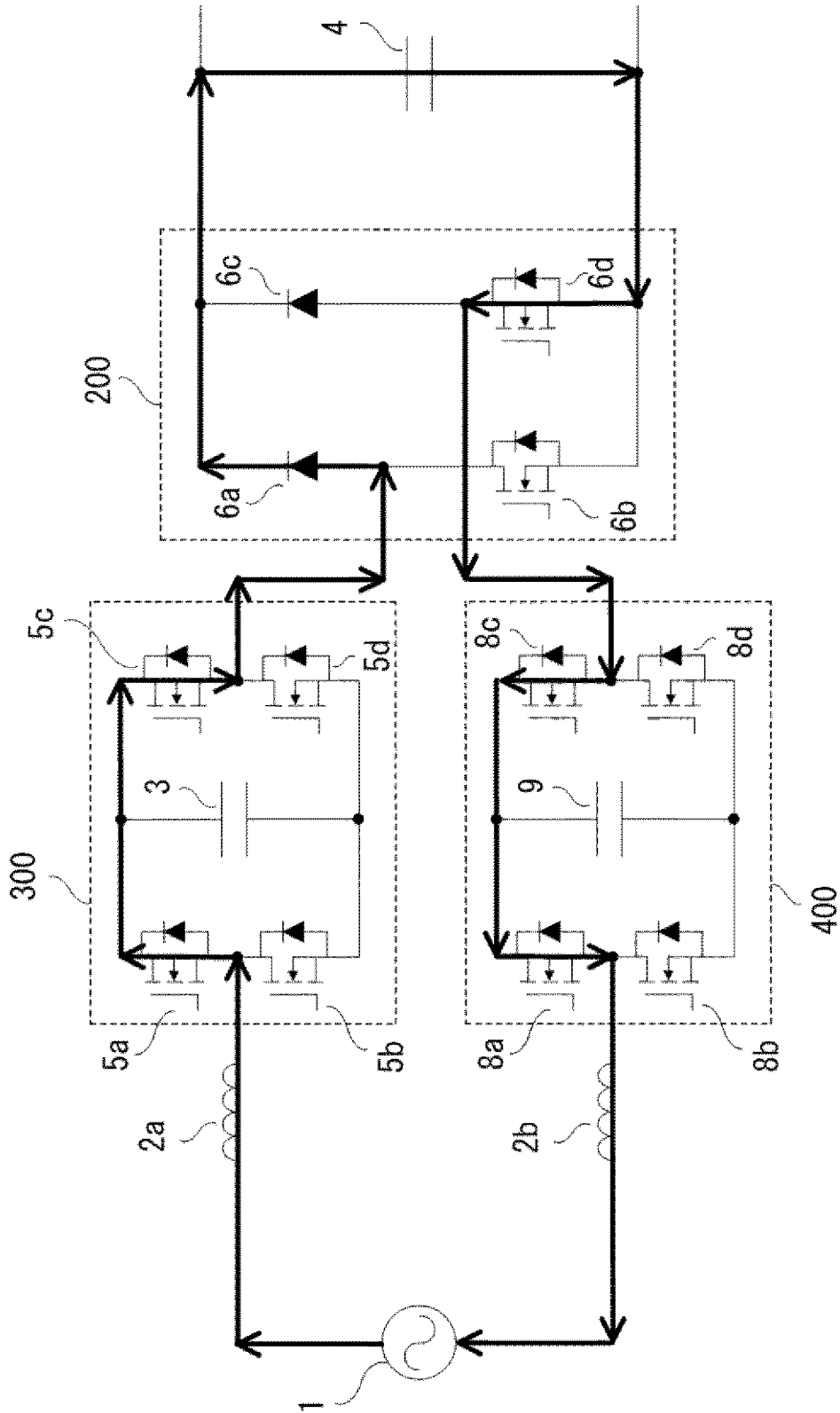


图98

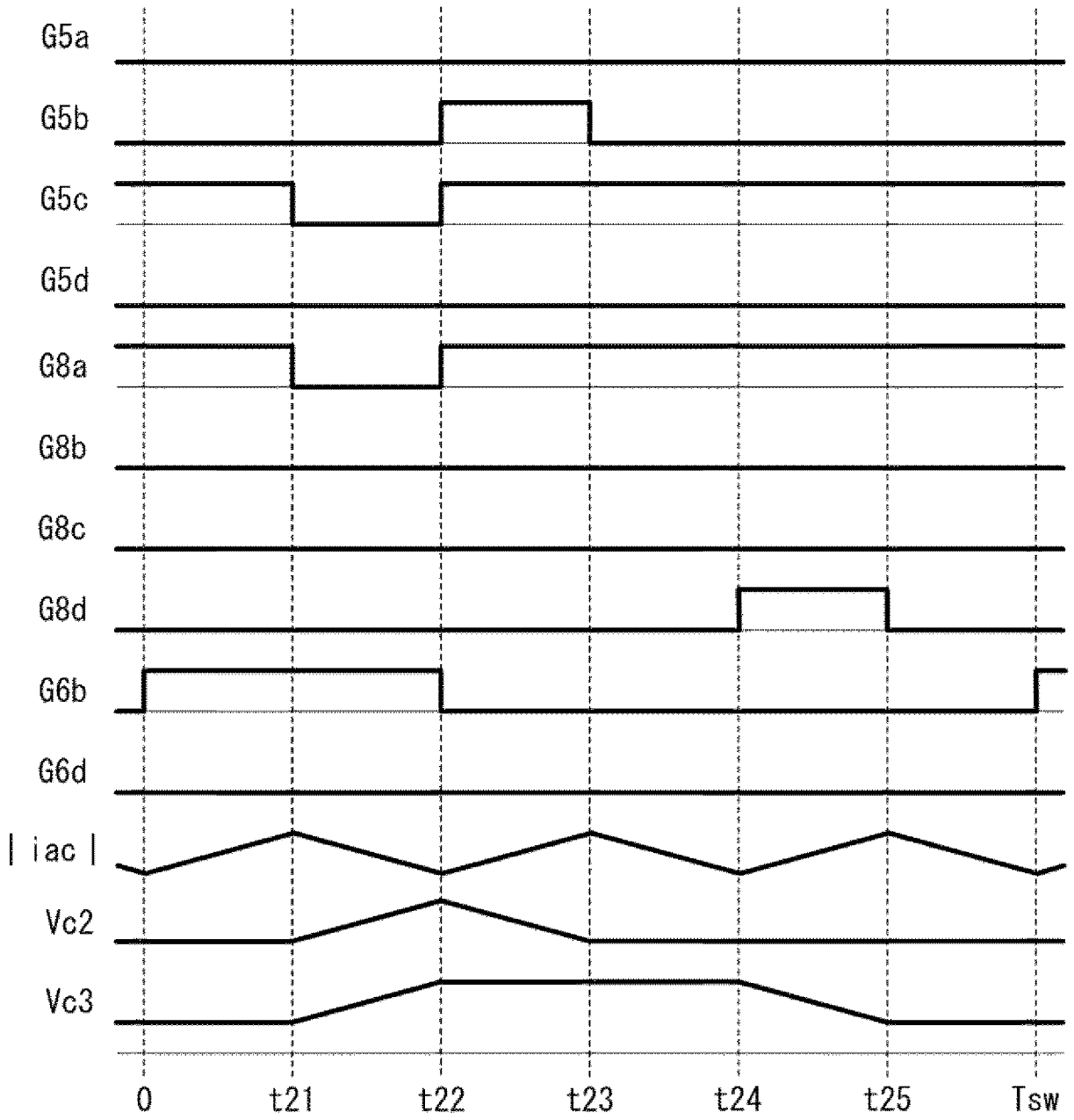
[図99]



[図99]

[図100]

図100



[圖101]

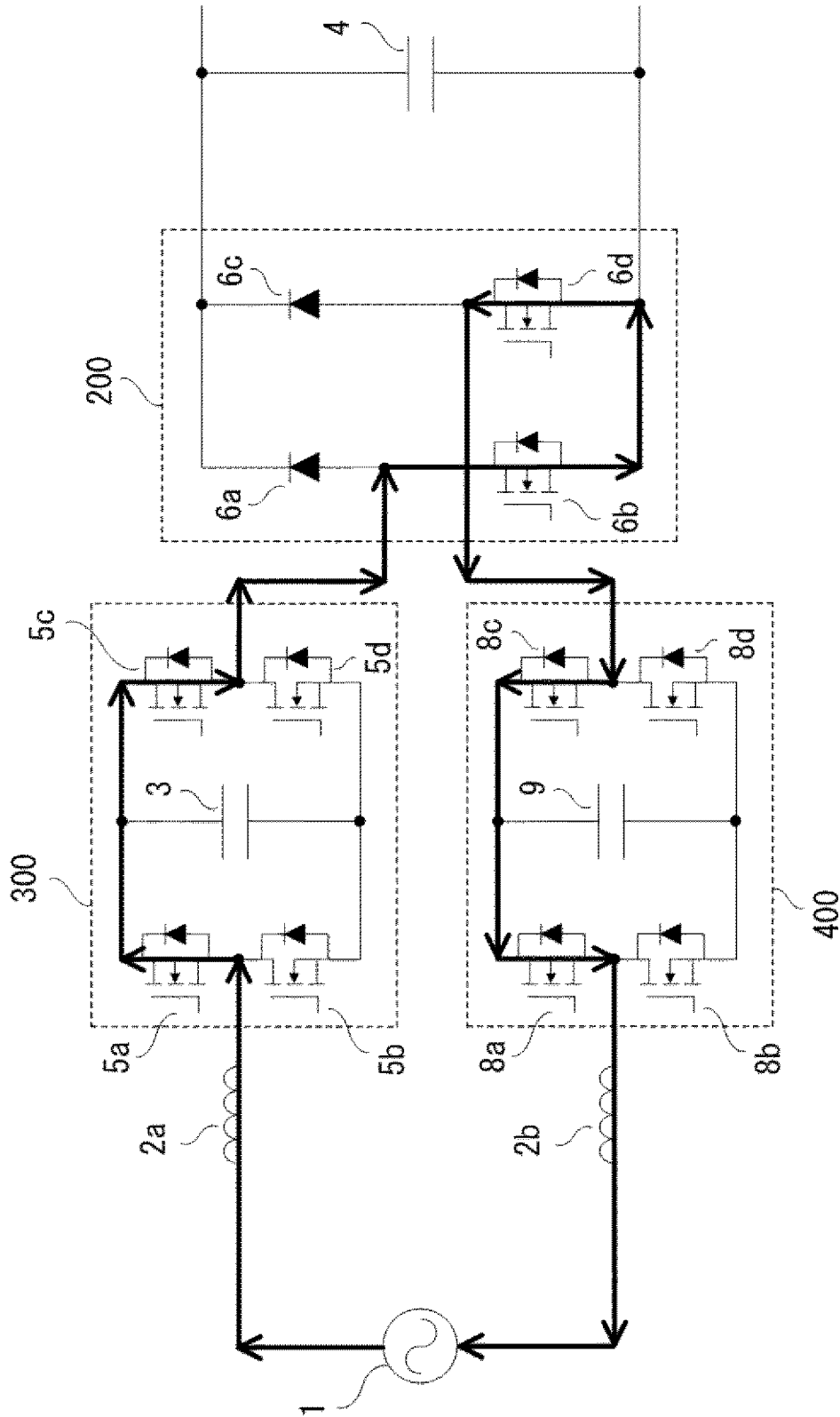


圖101

[图102]

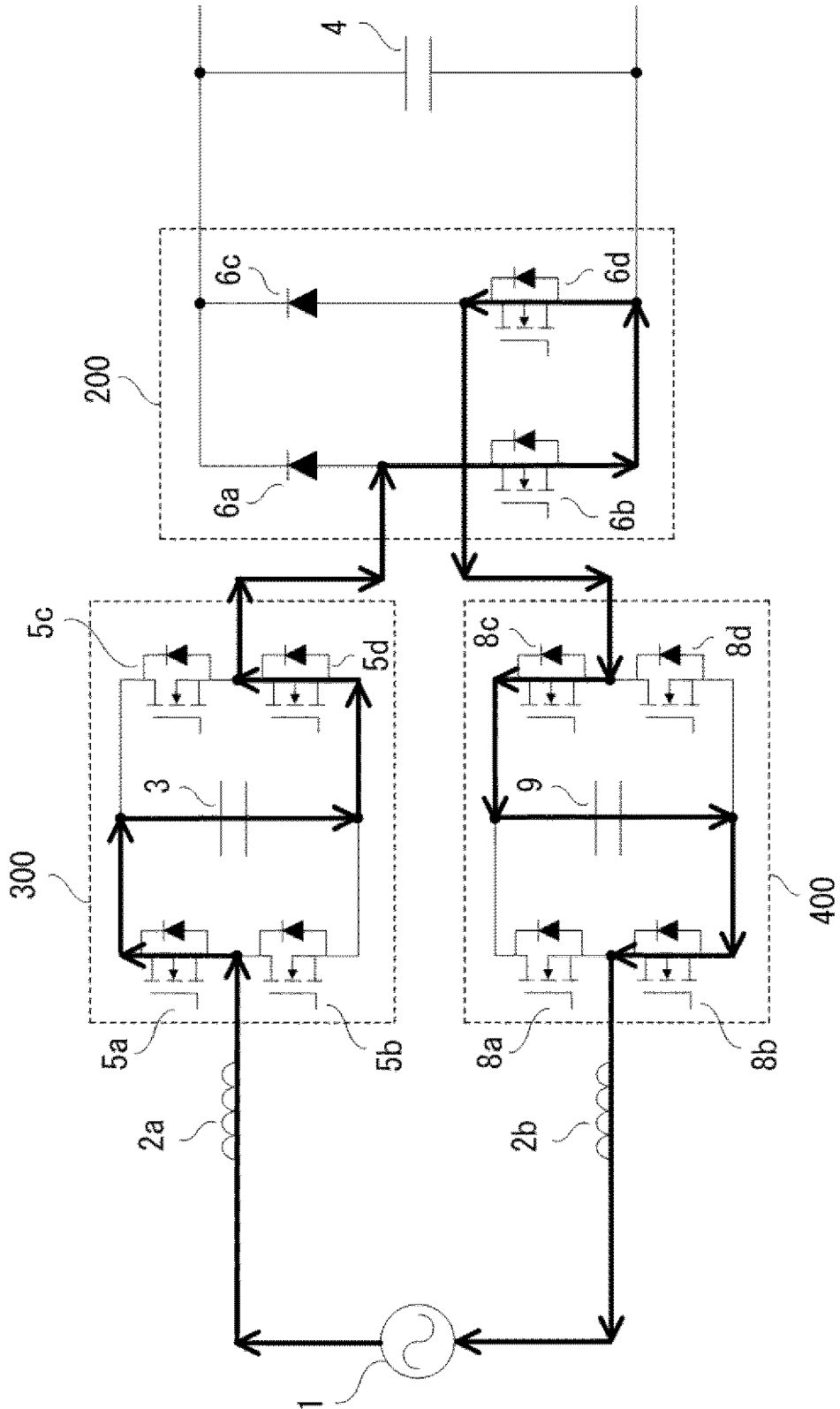


图102

[図103]

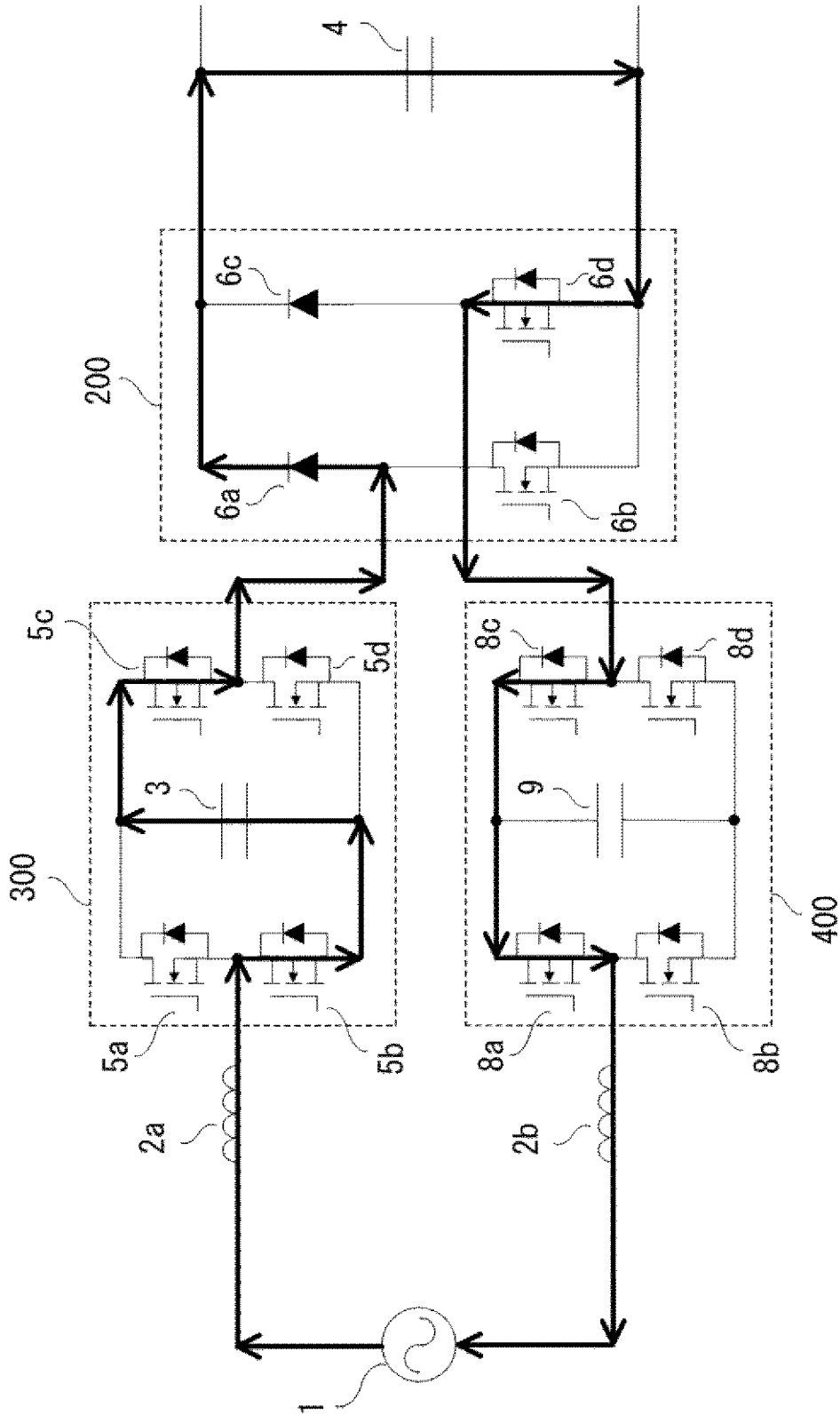


図103

[圖104]

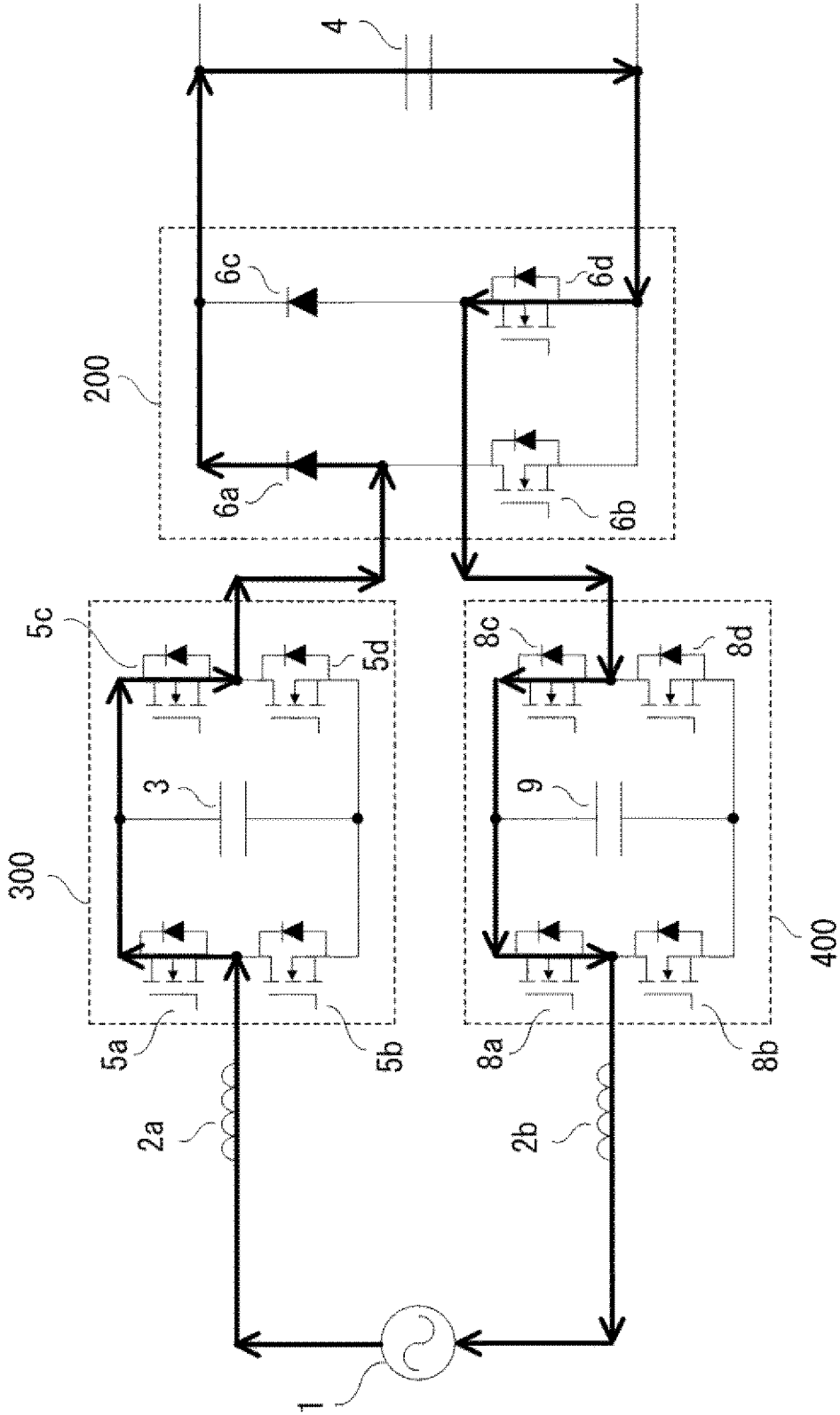


圖104

[図105]

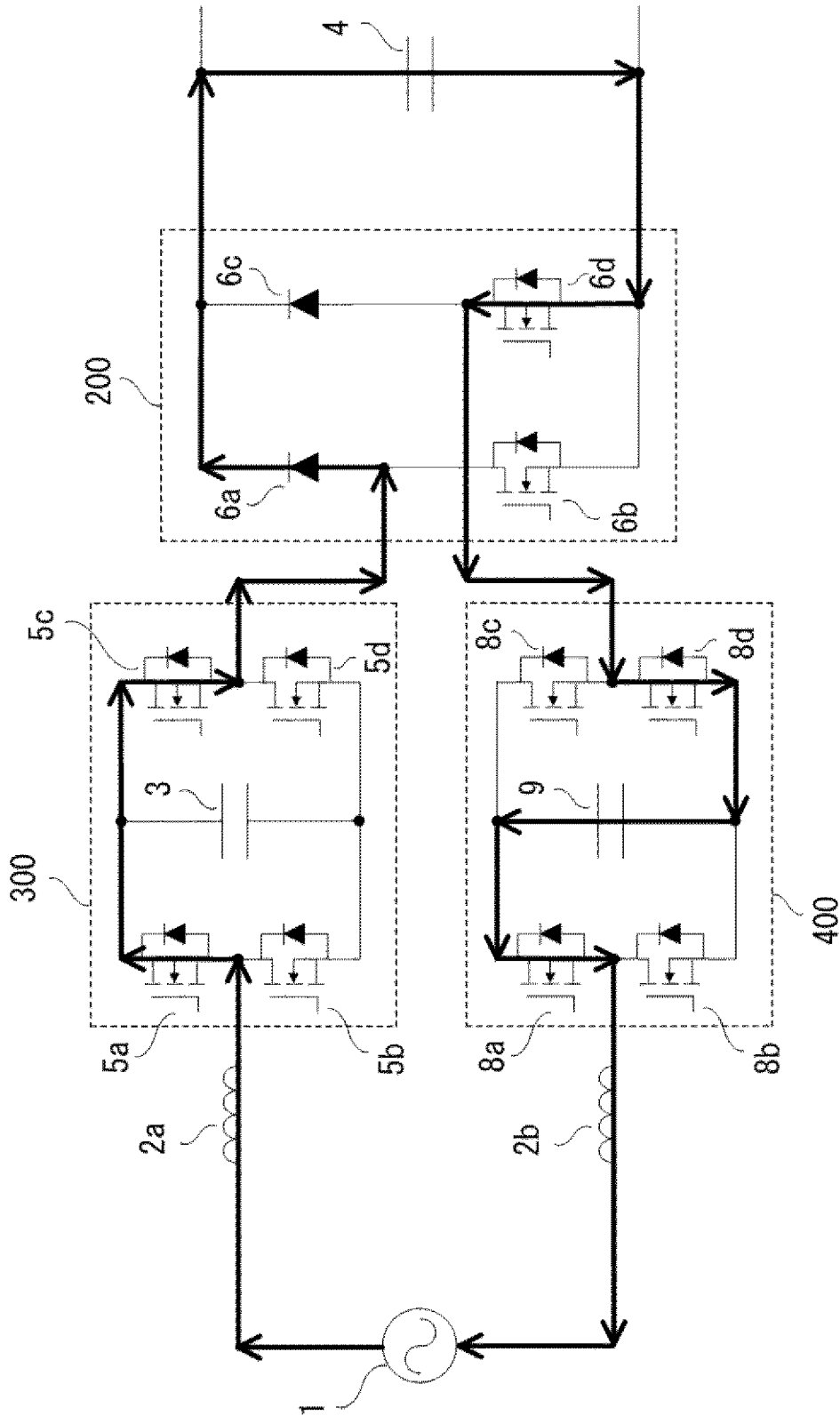
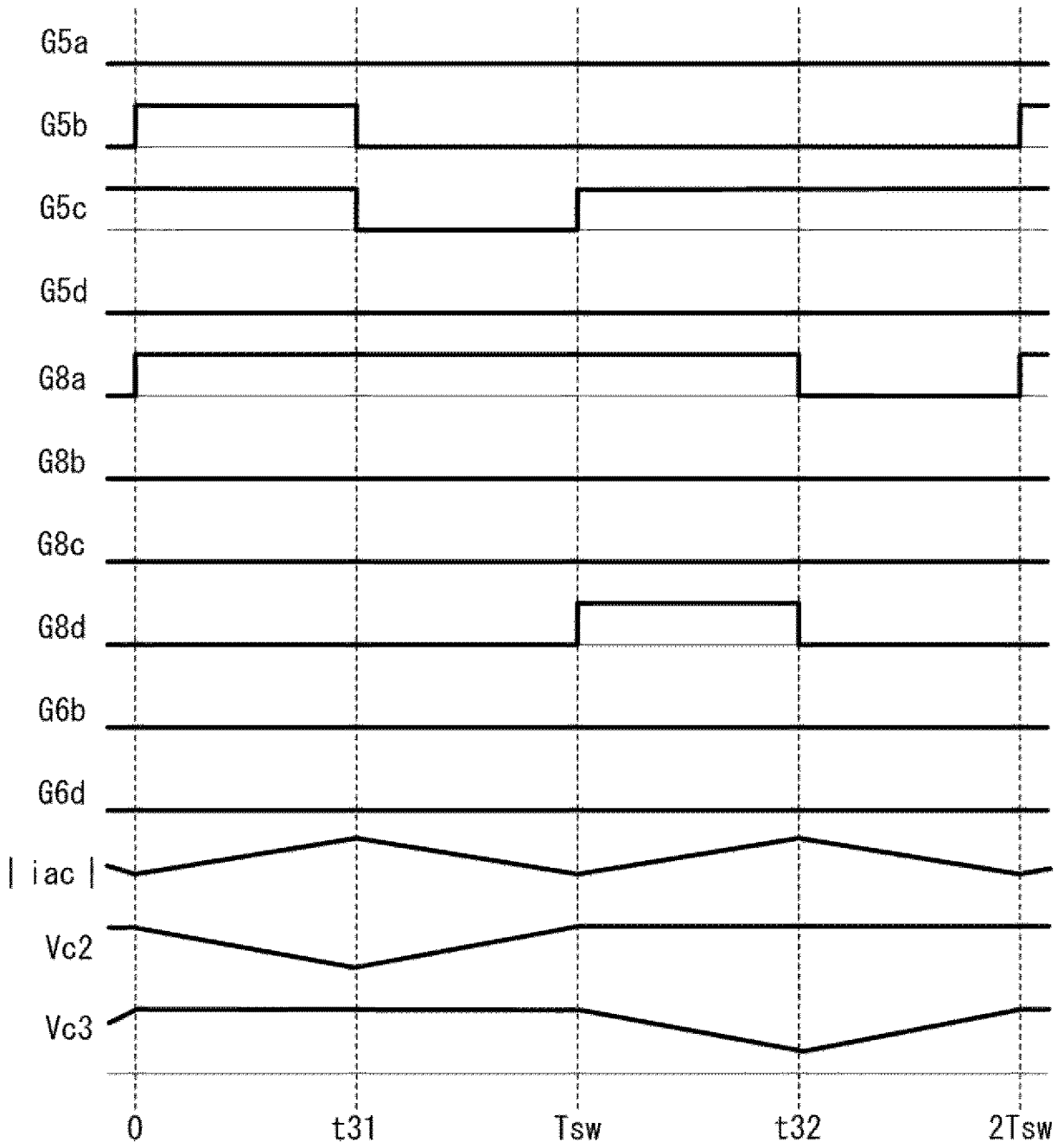


図105



[図107]

図107



[図108]

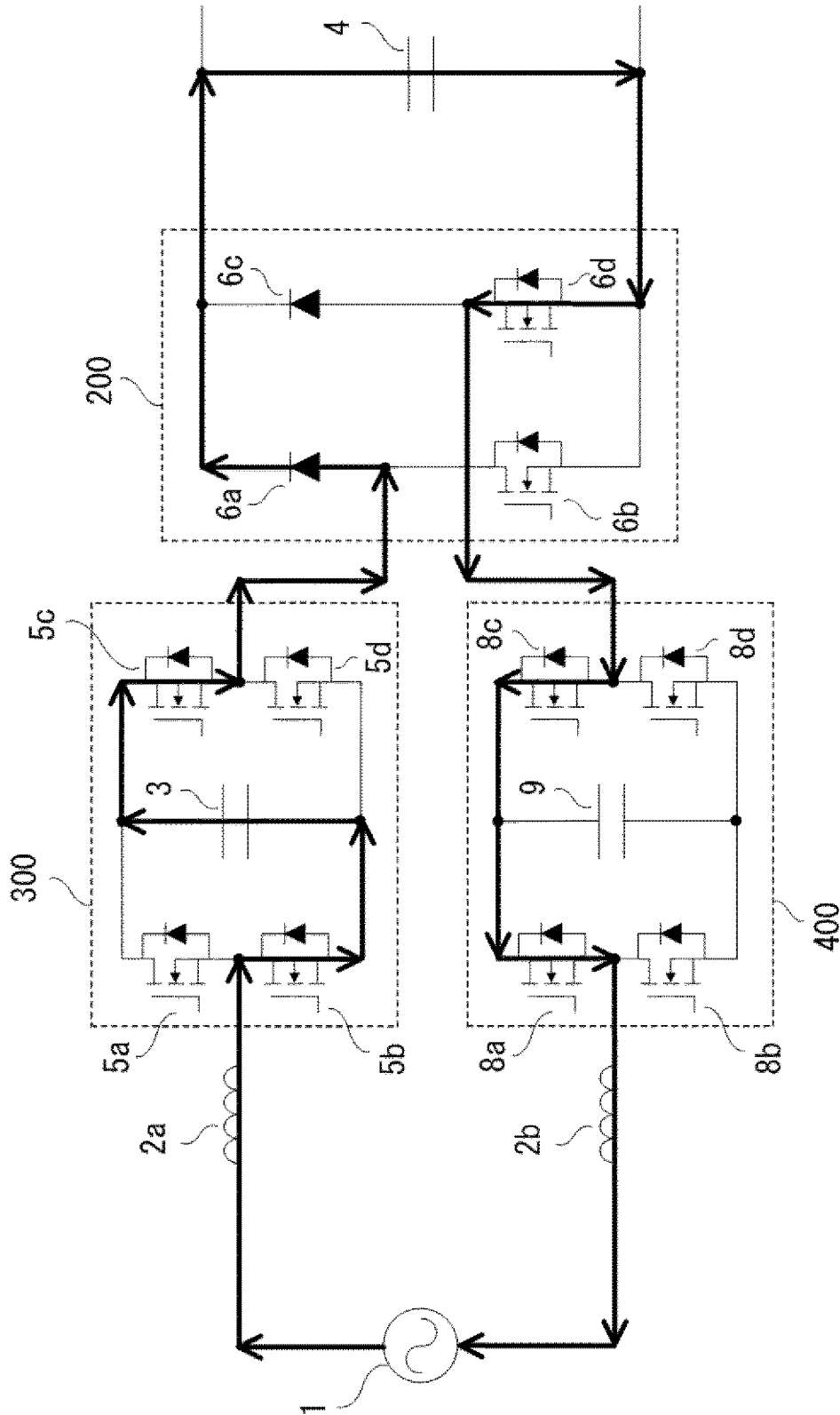


図108

[圖109]

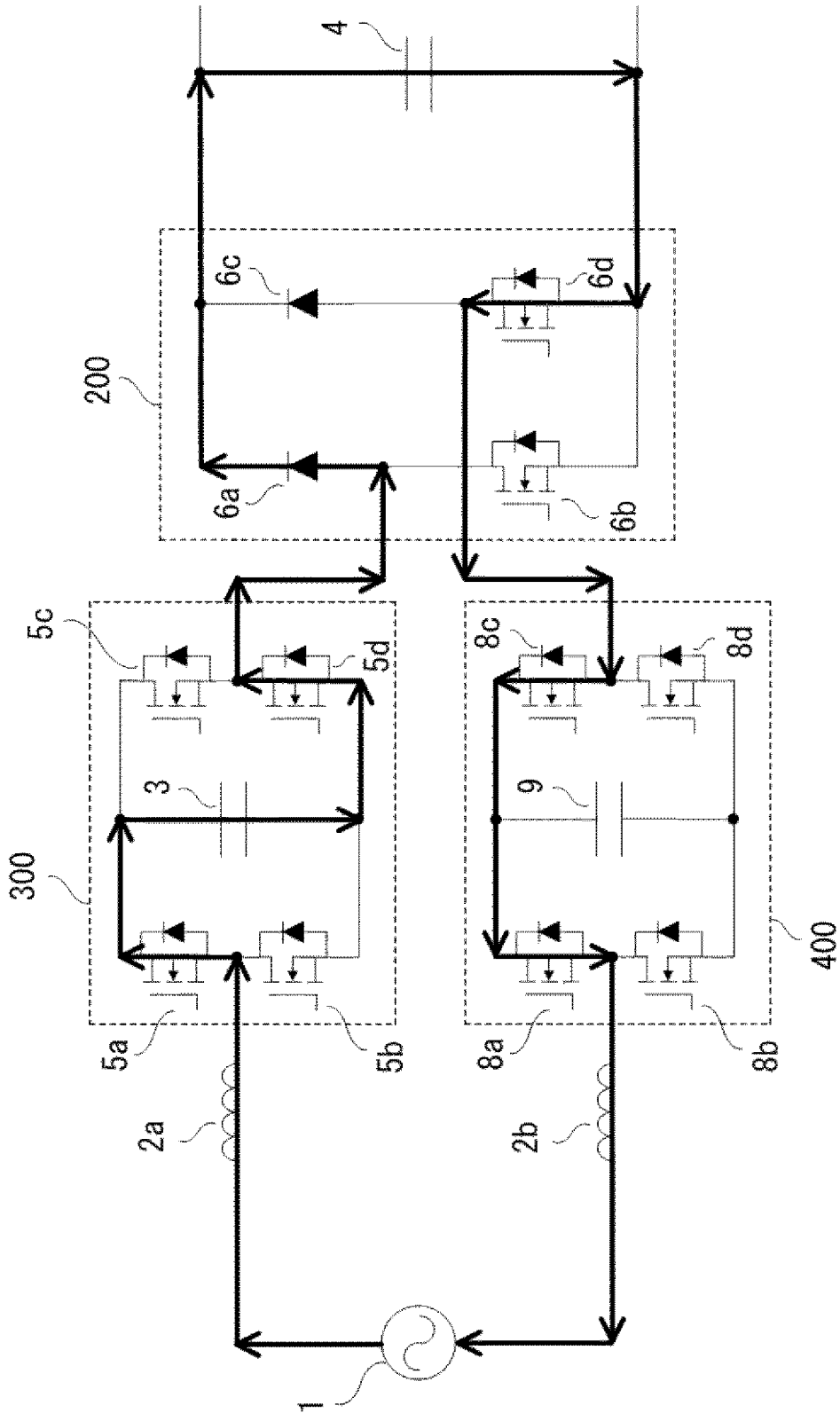


圖109

[圖110]

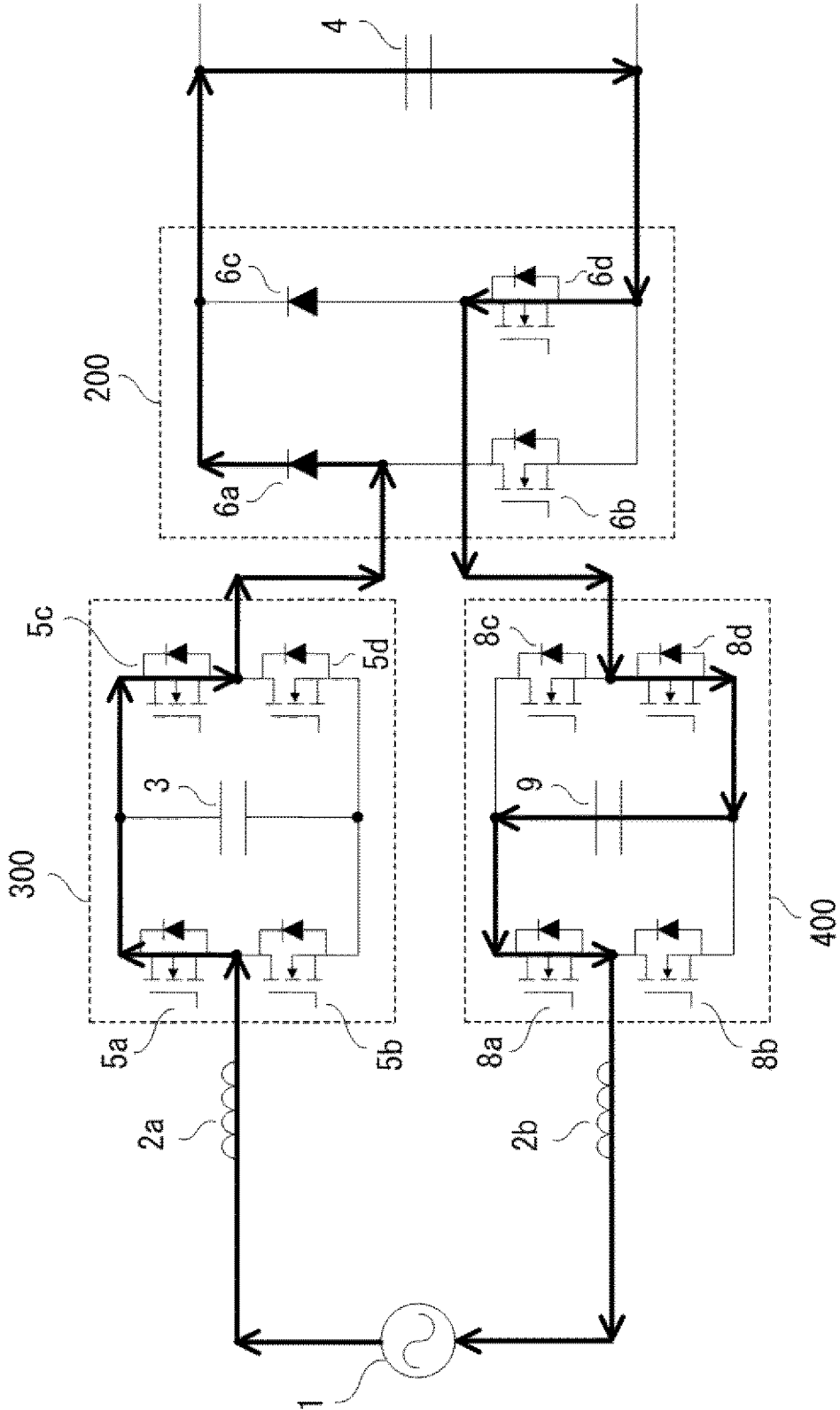


圖110

[図111]

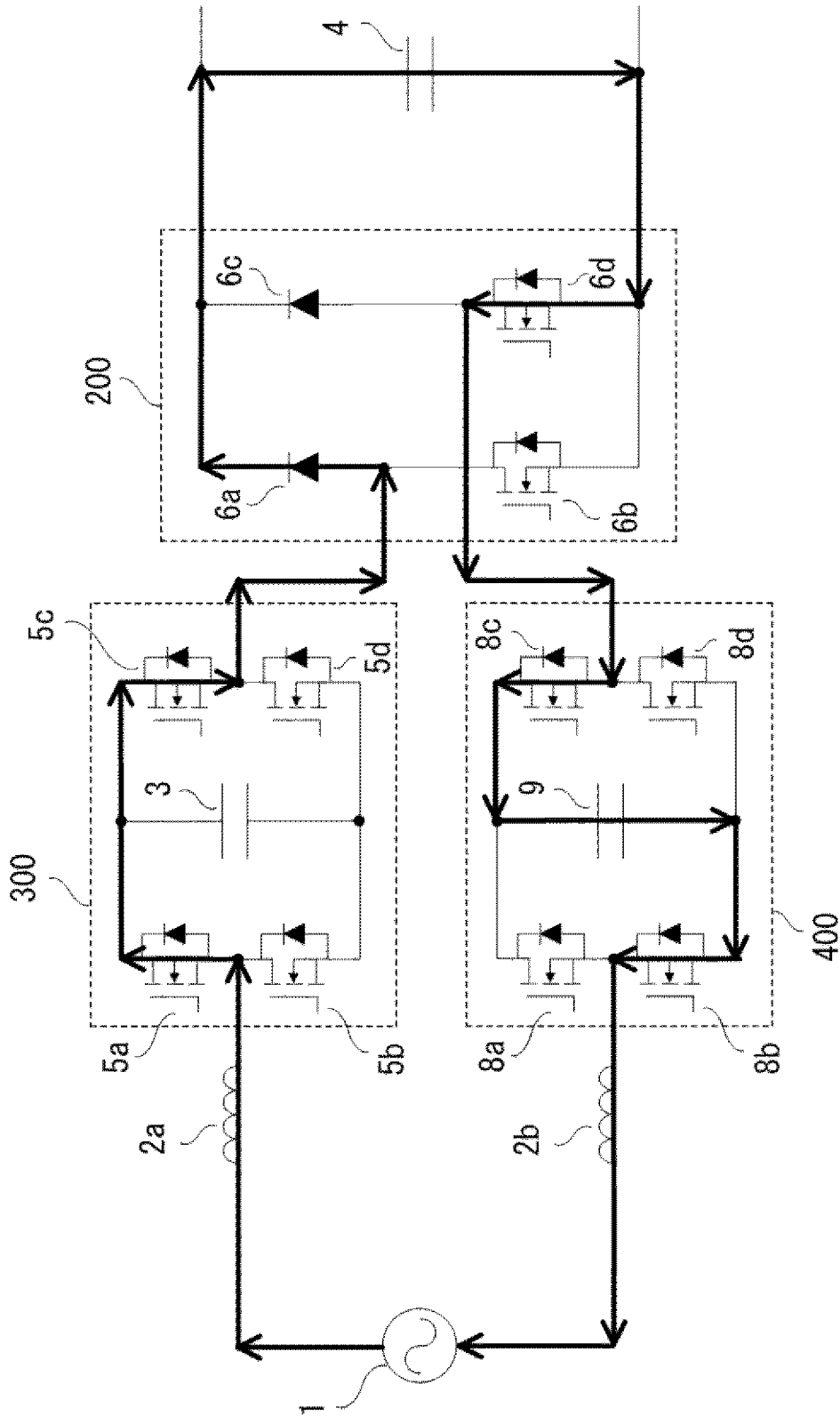
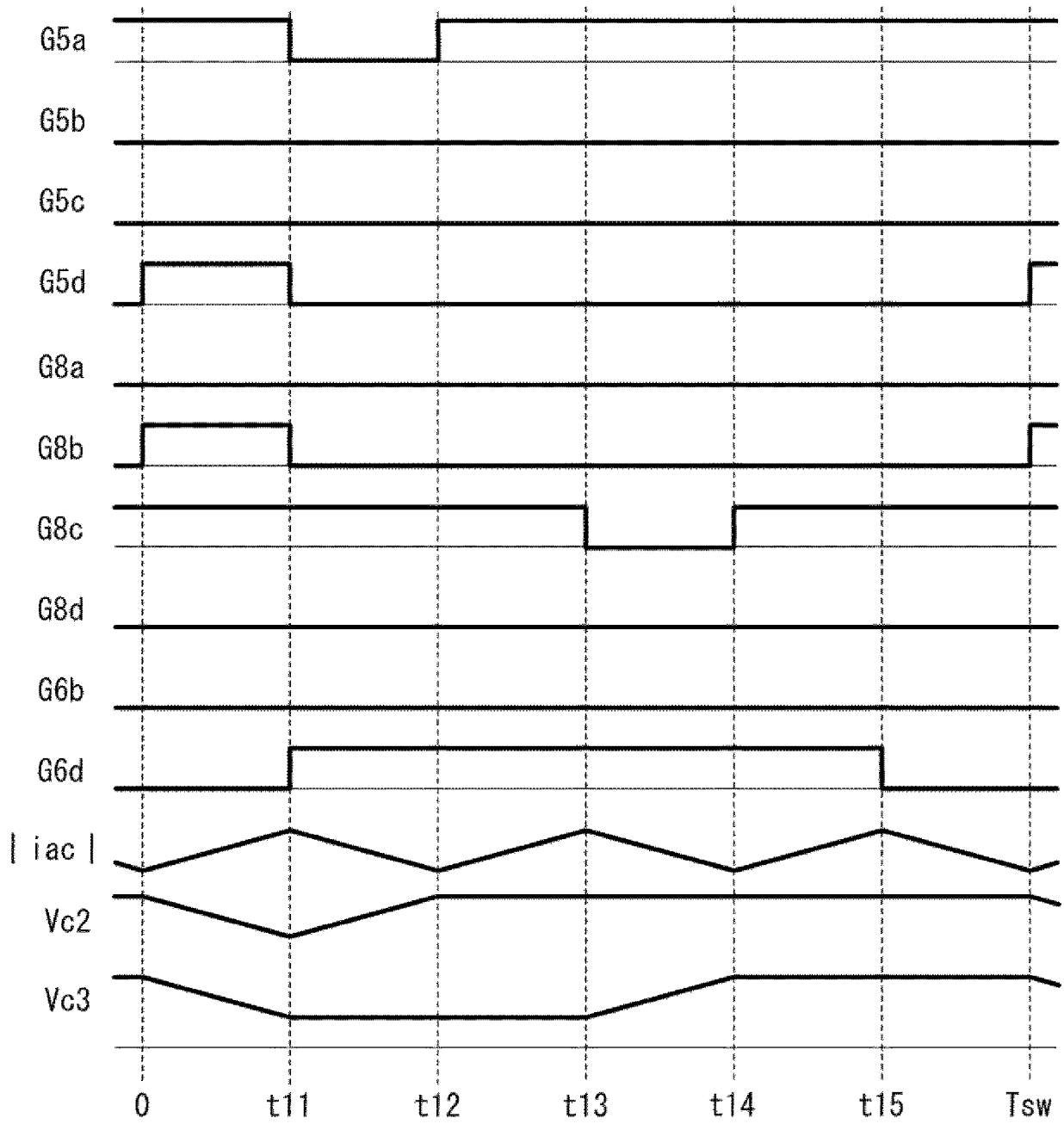


図111

[図112]

図112



[图113]

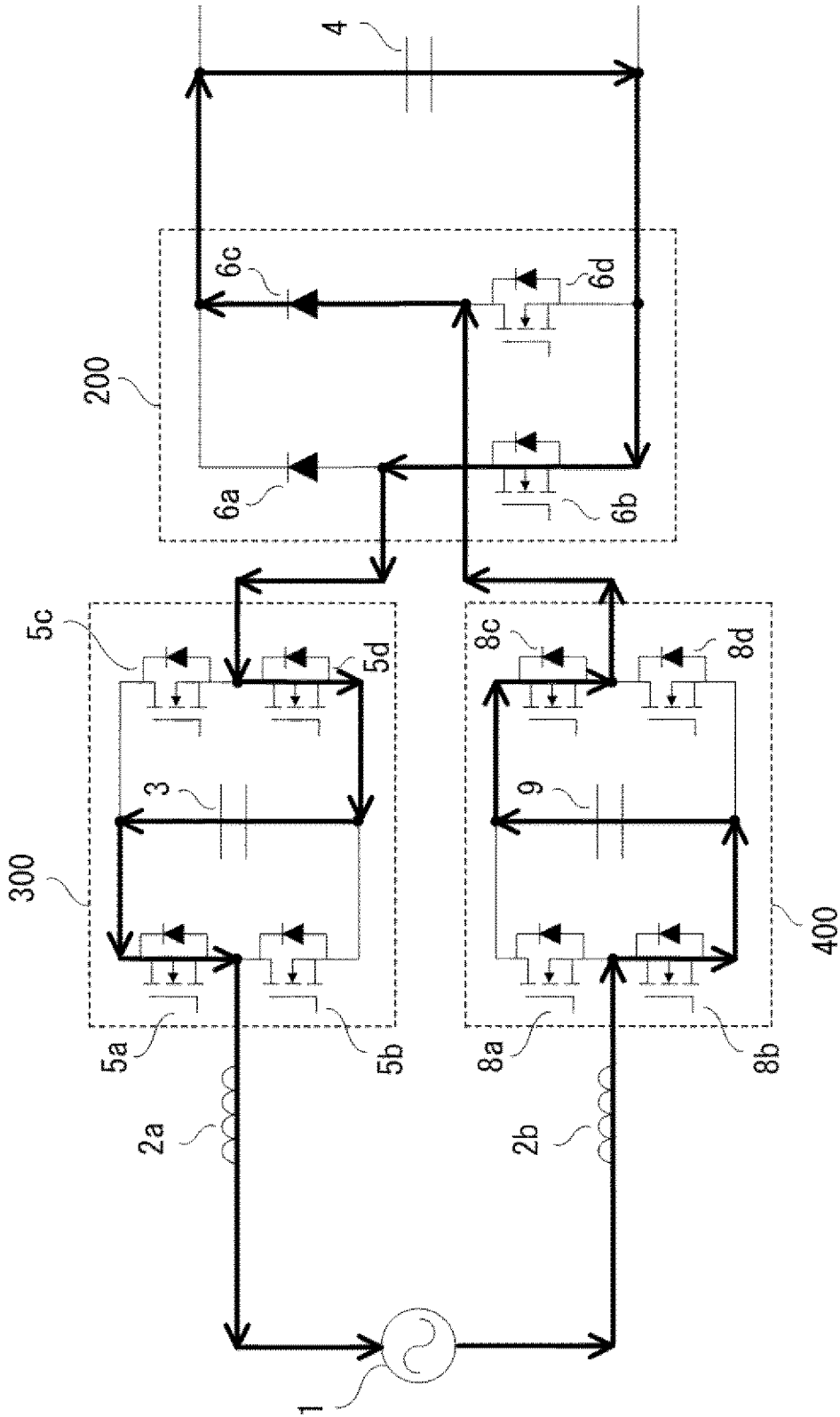


图113

[图114]

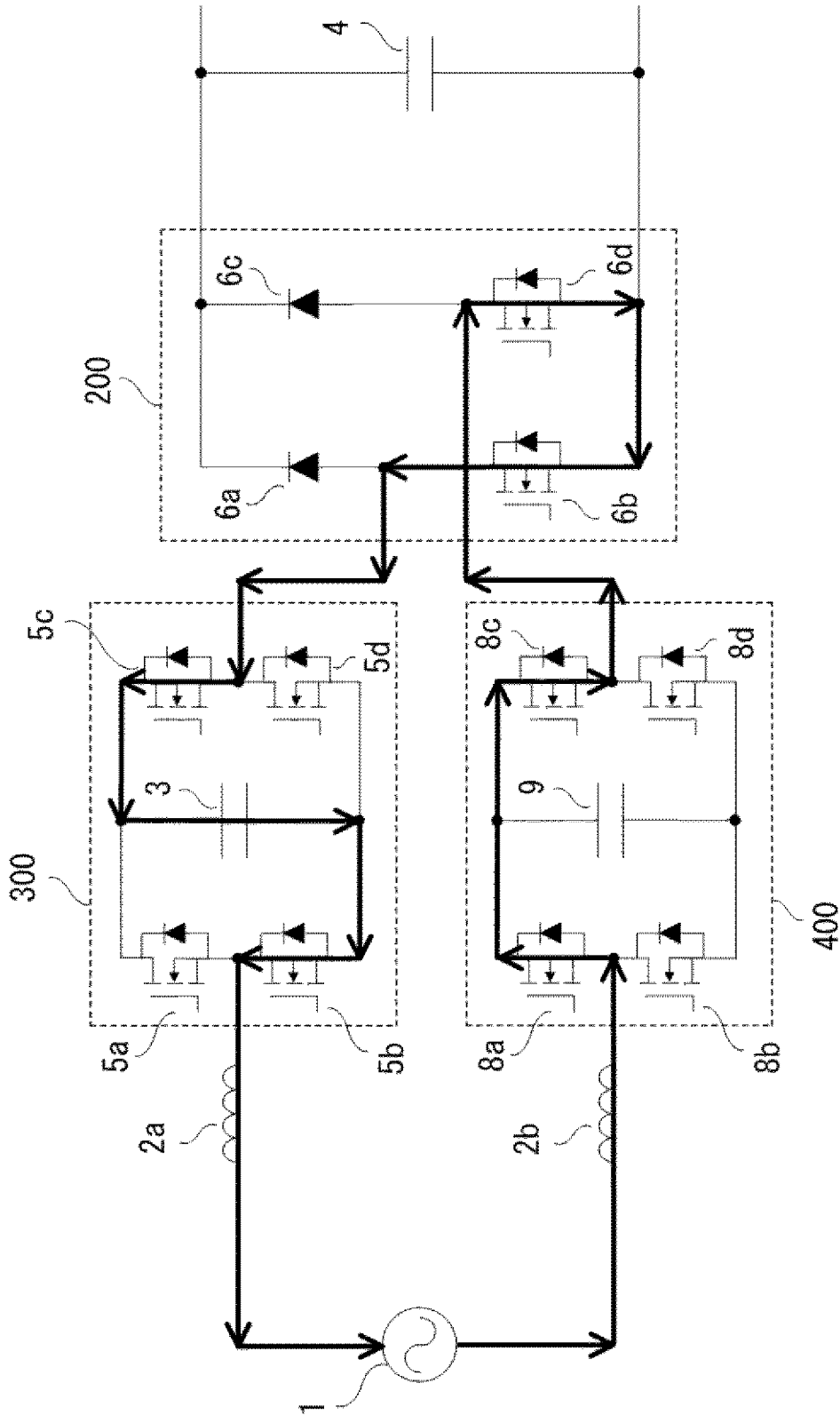


图114

[図115]

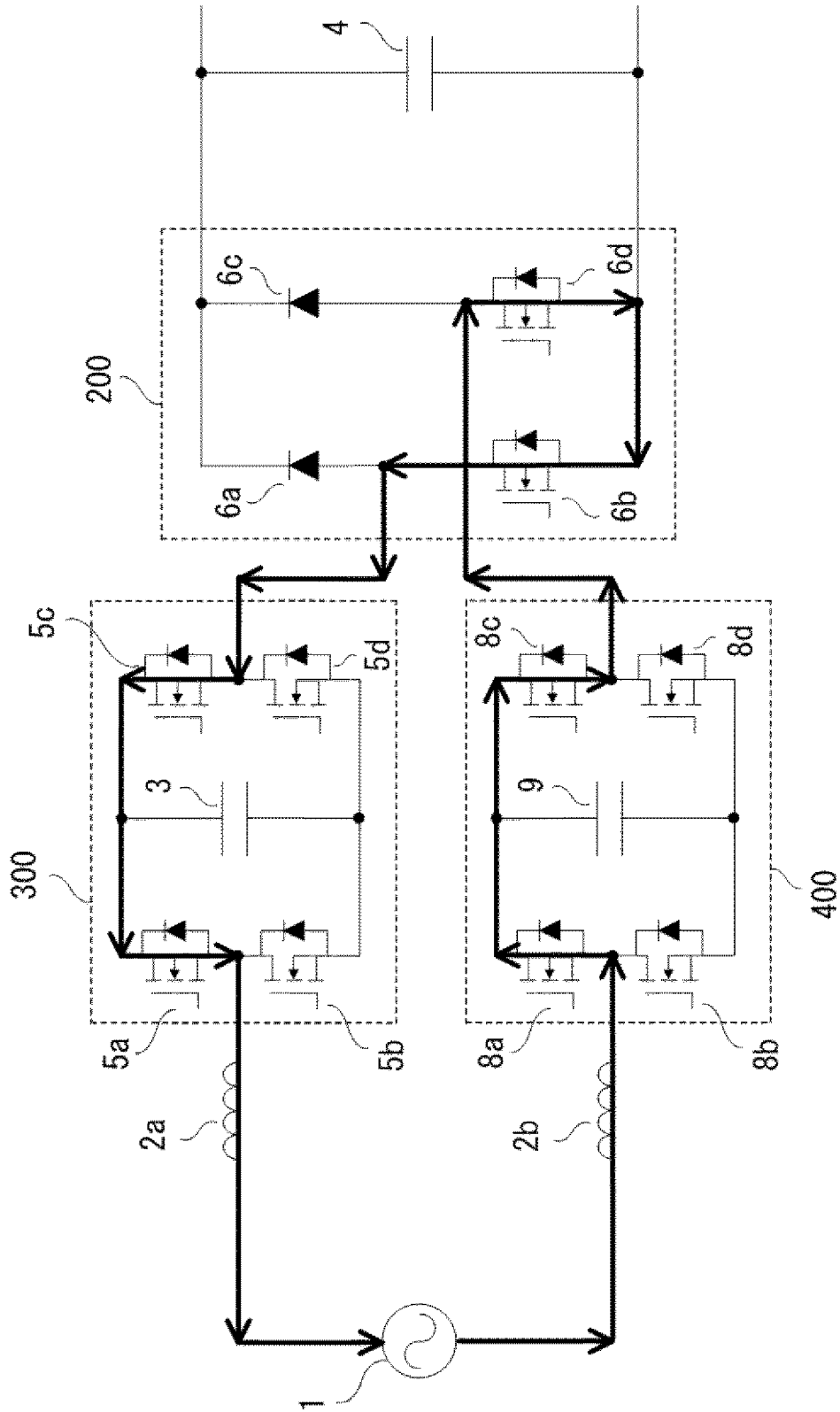


図115

[圖116]

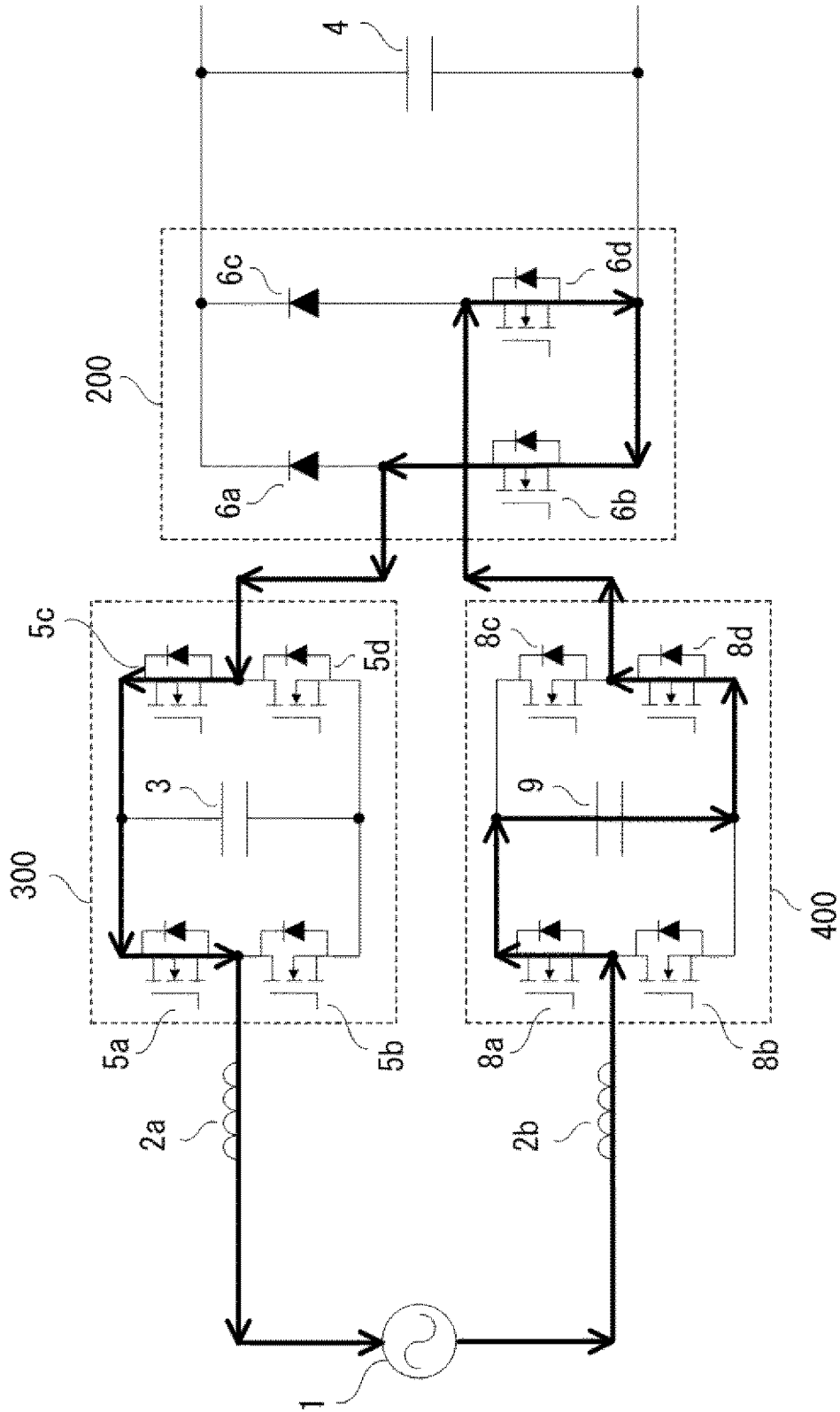


圖116

[圖117]

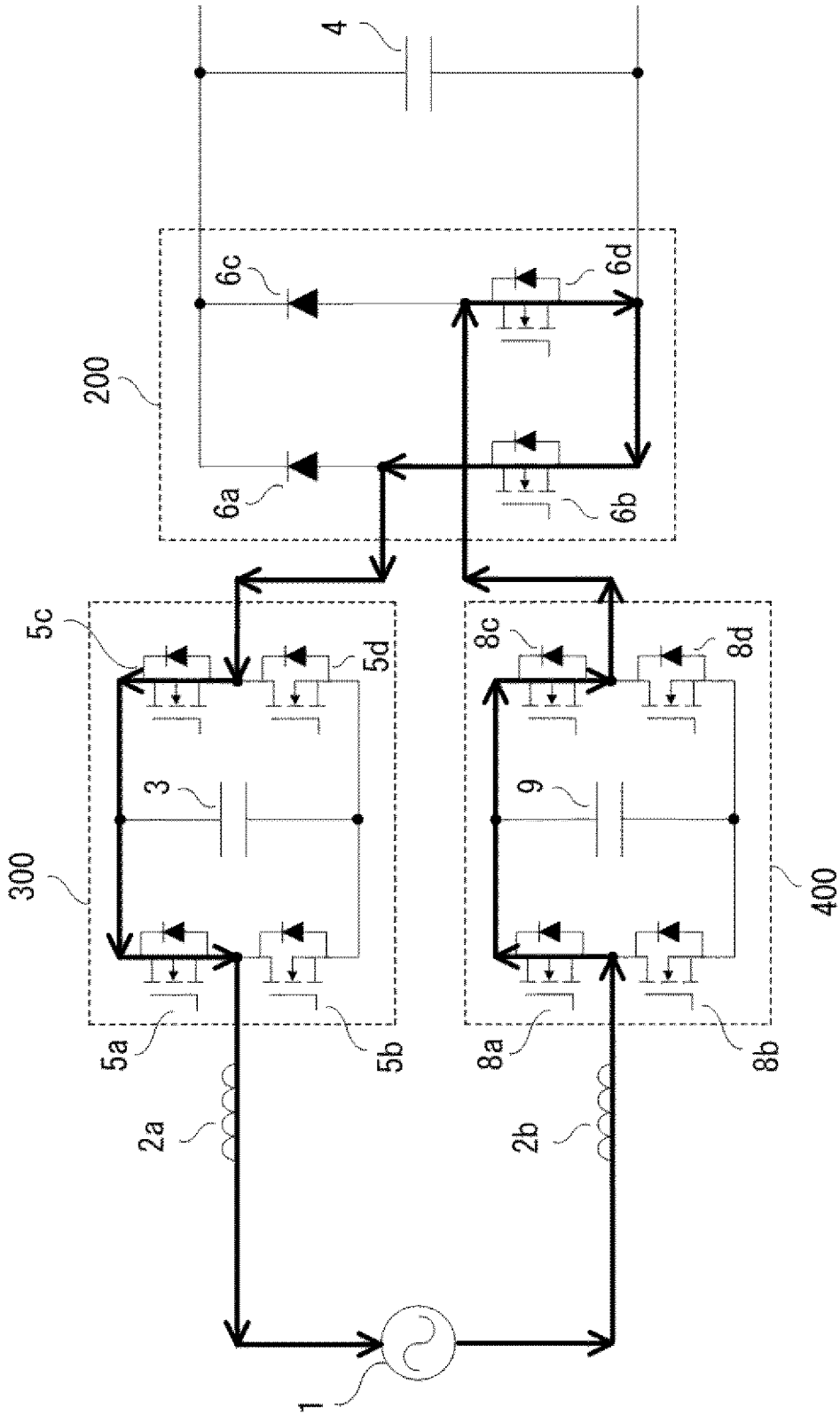


圖117

[圖118]

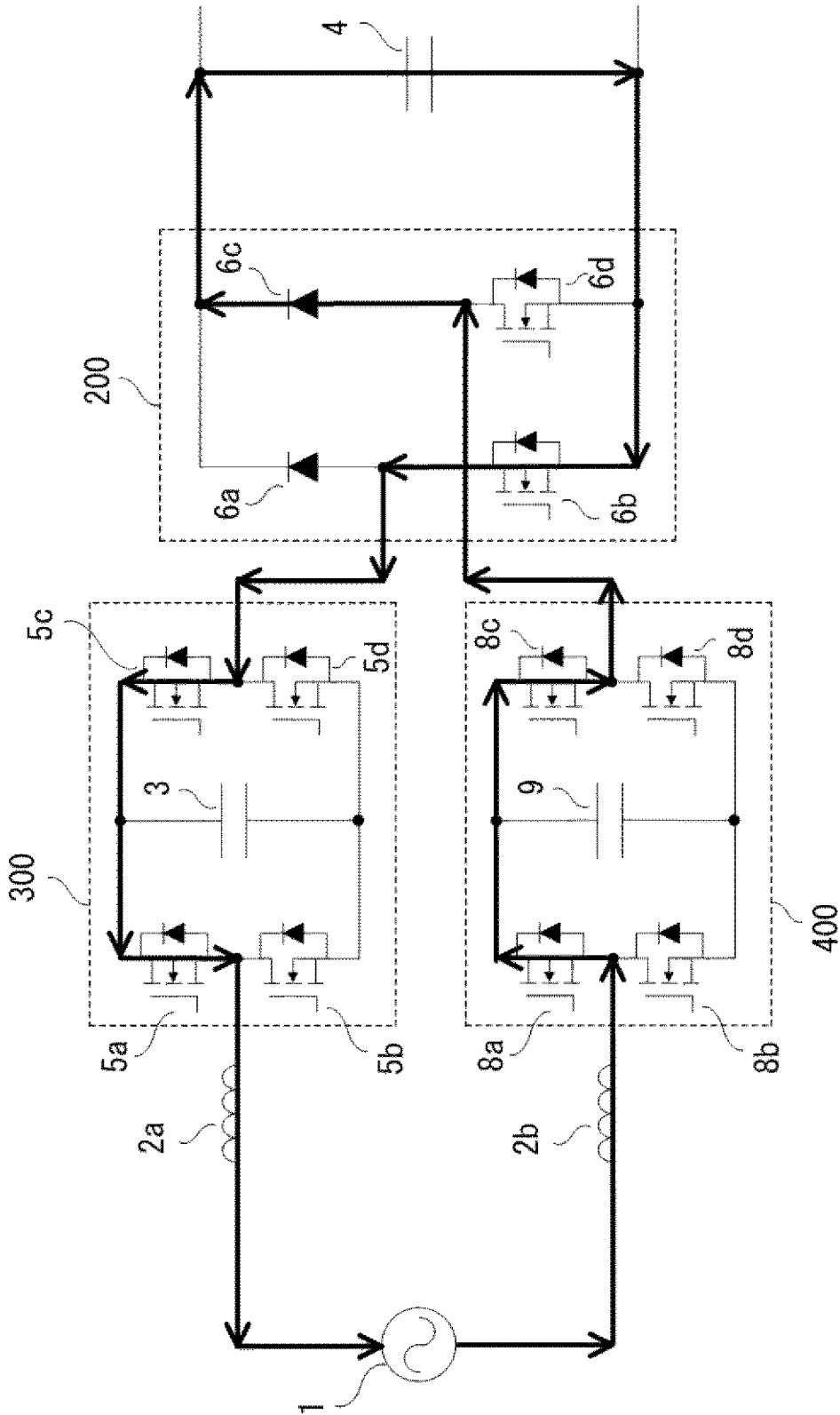
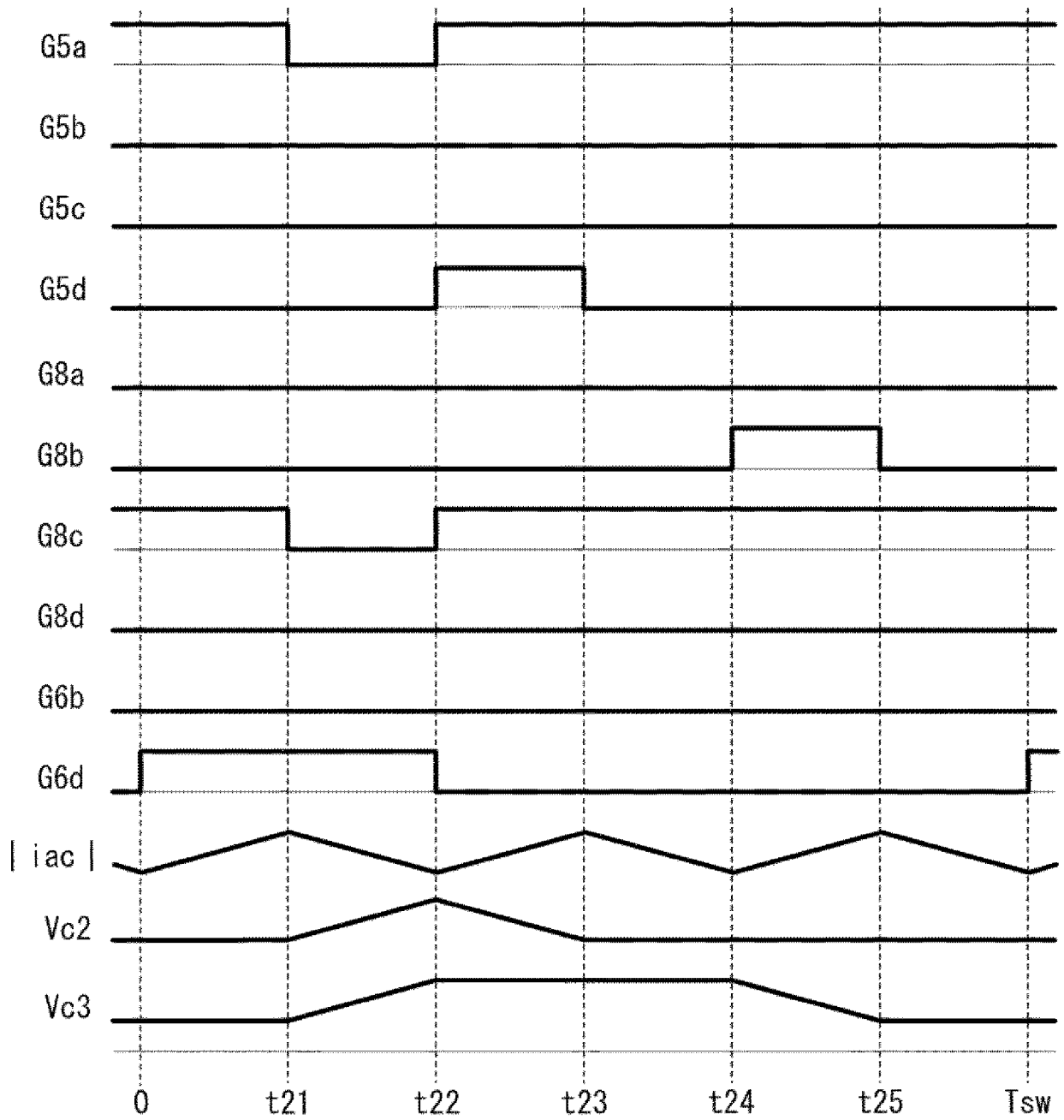


圖118

[図119]

図119



[图120]

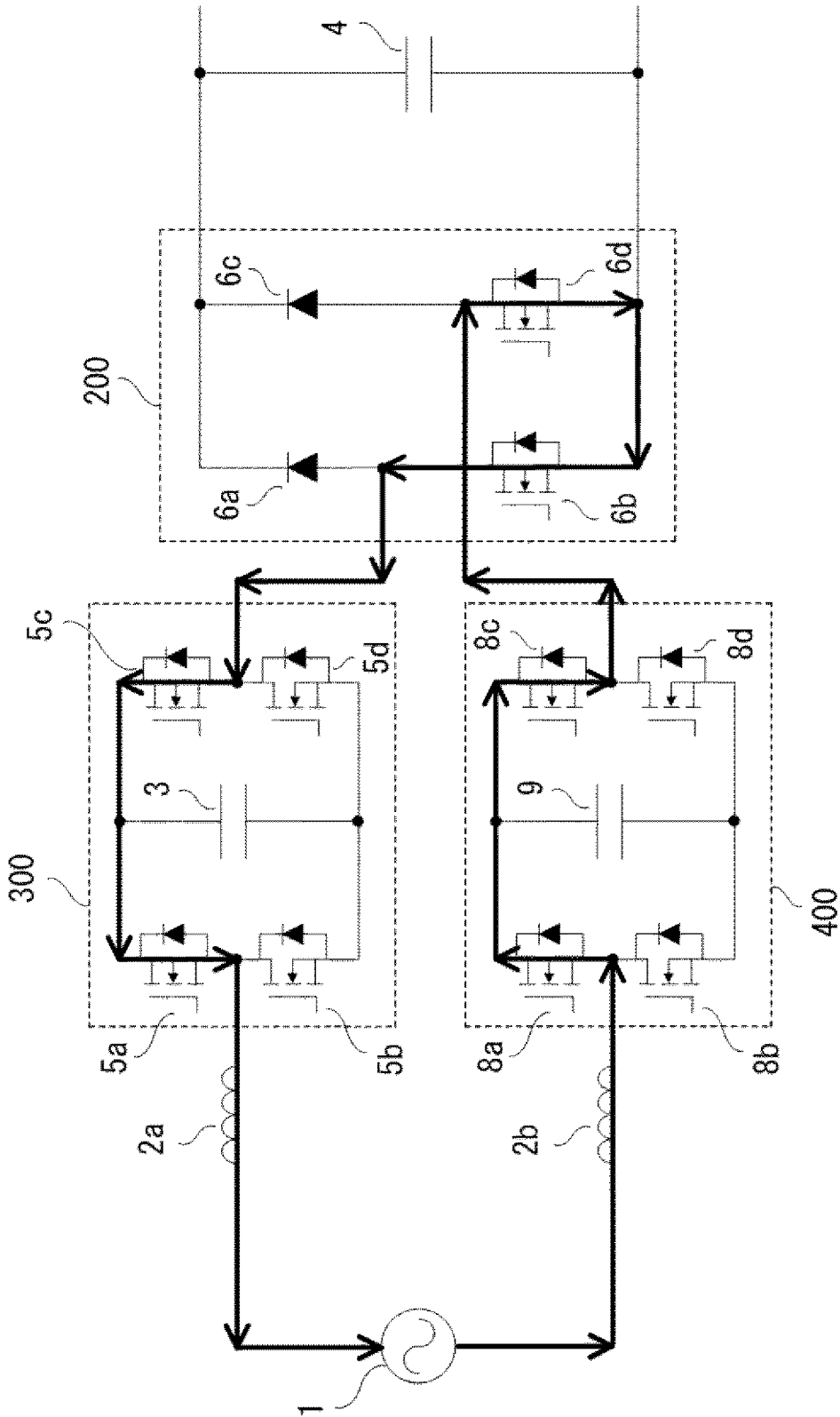


图120

[図121]

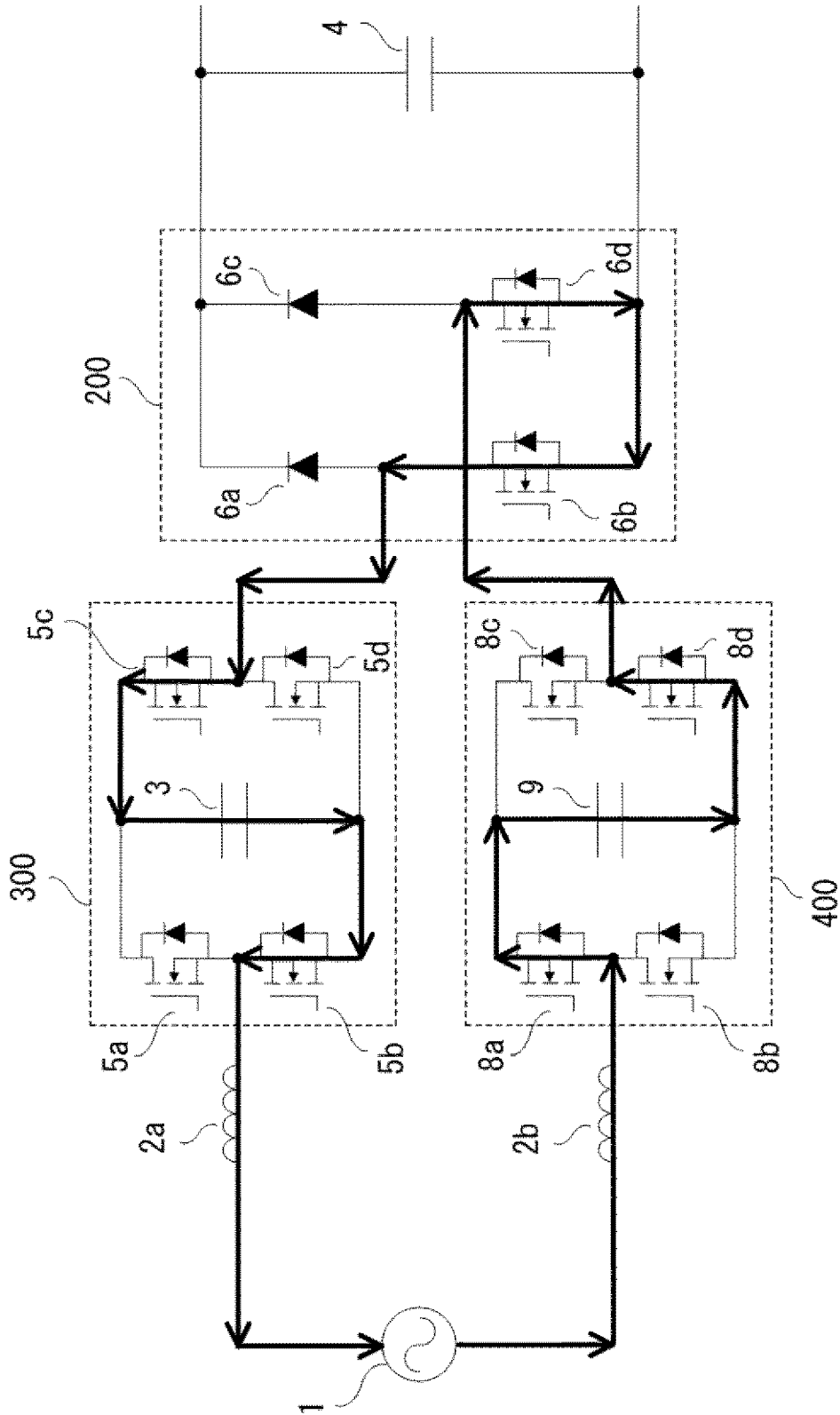


図121

[圖122]

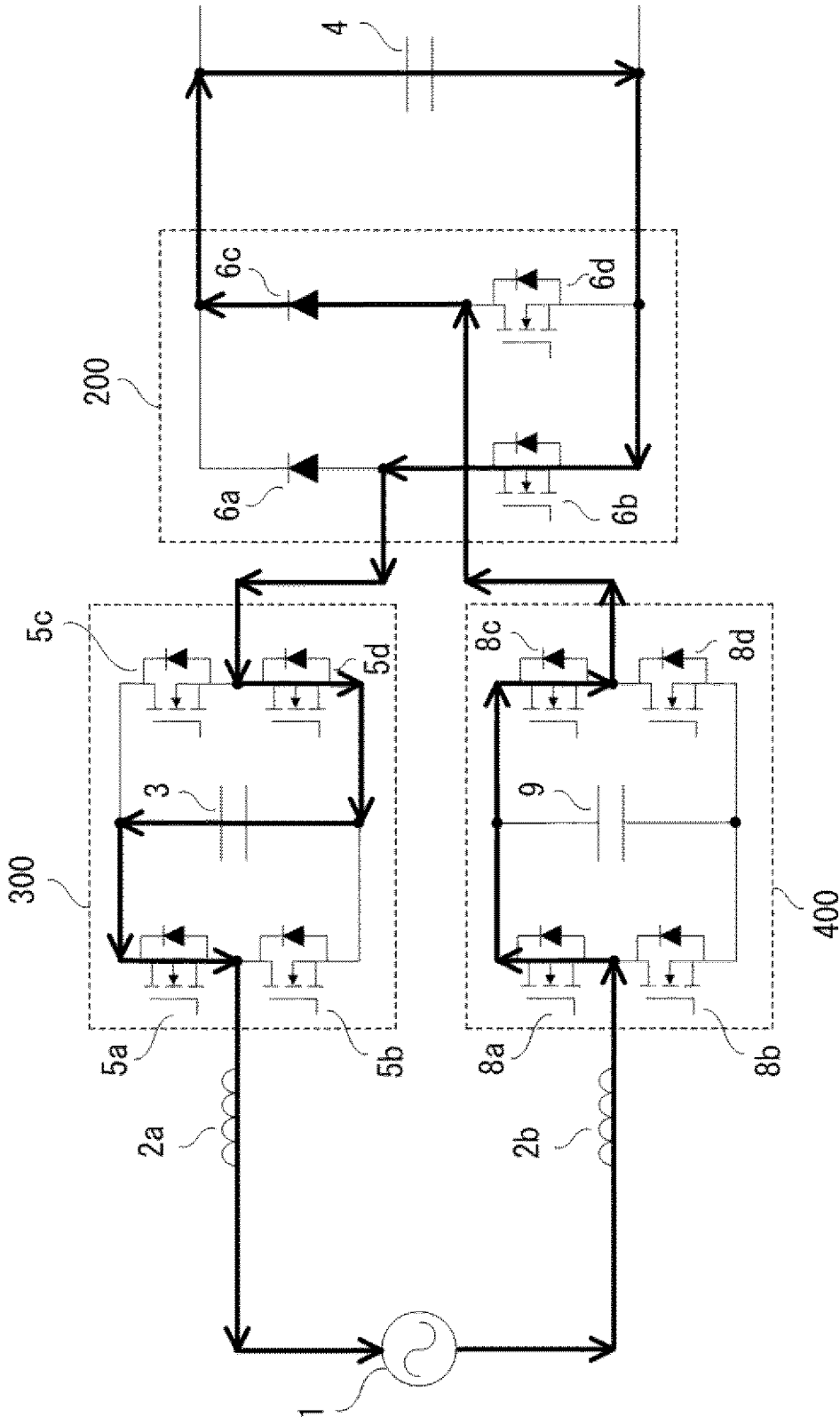


圖122

[图123]

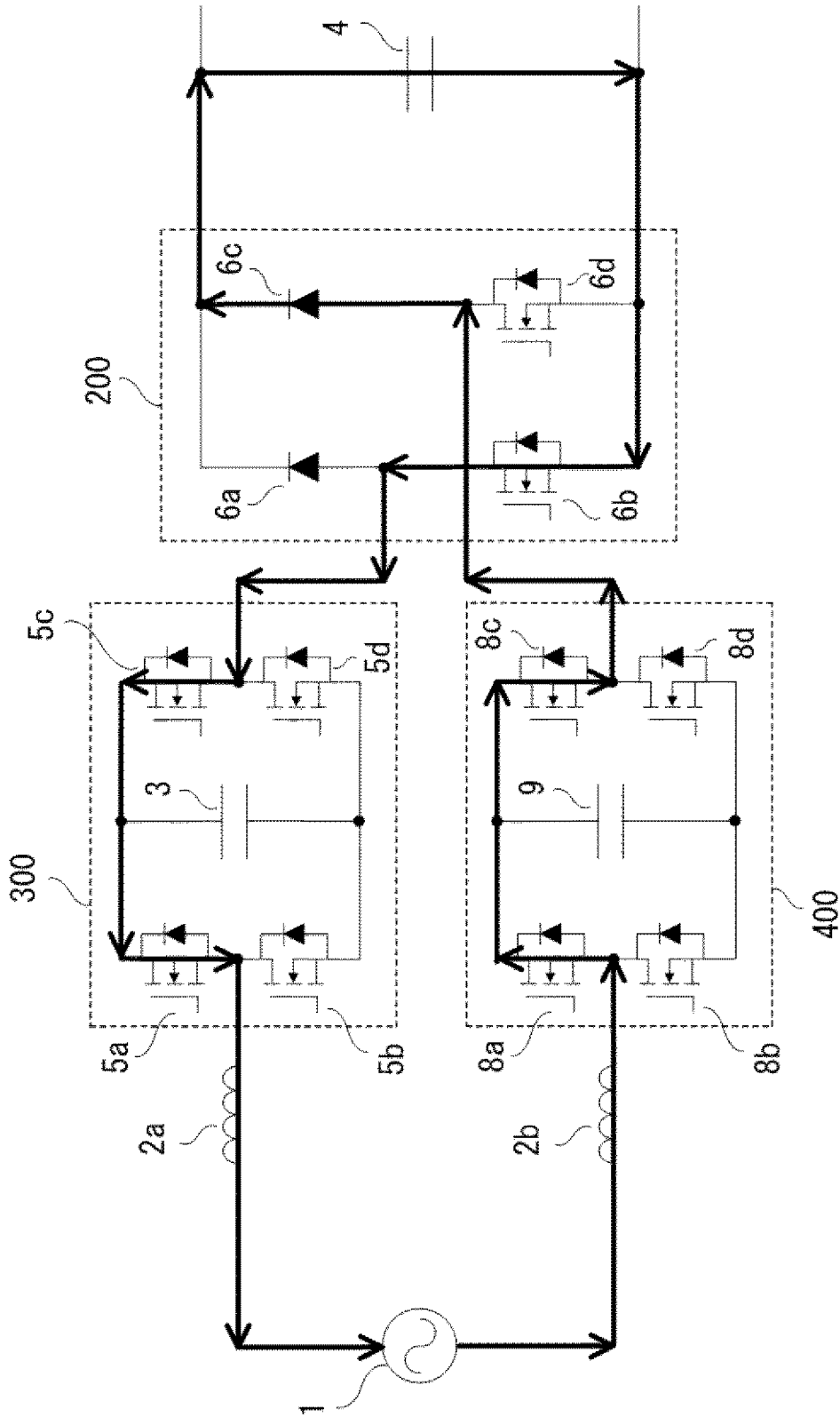


图123

[图124]

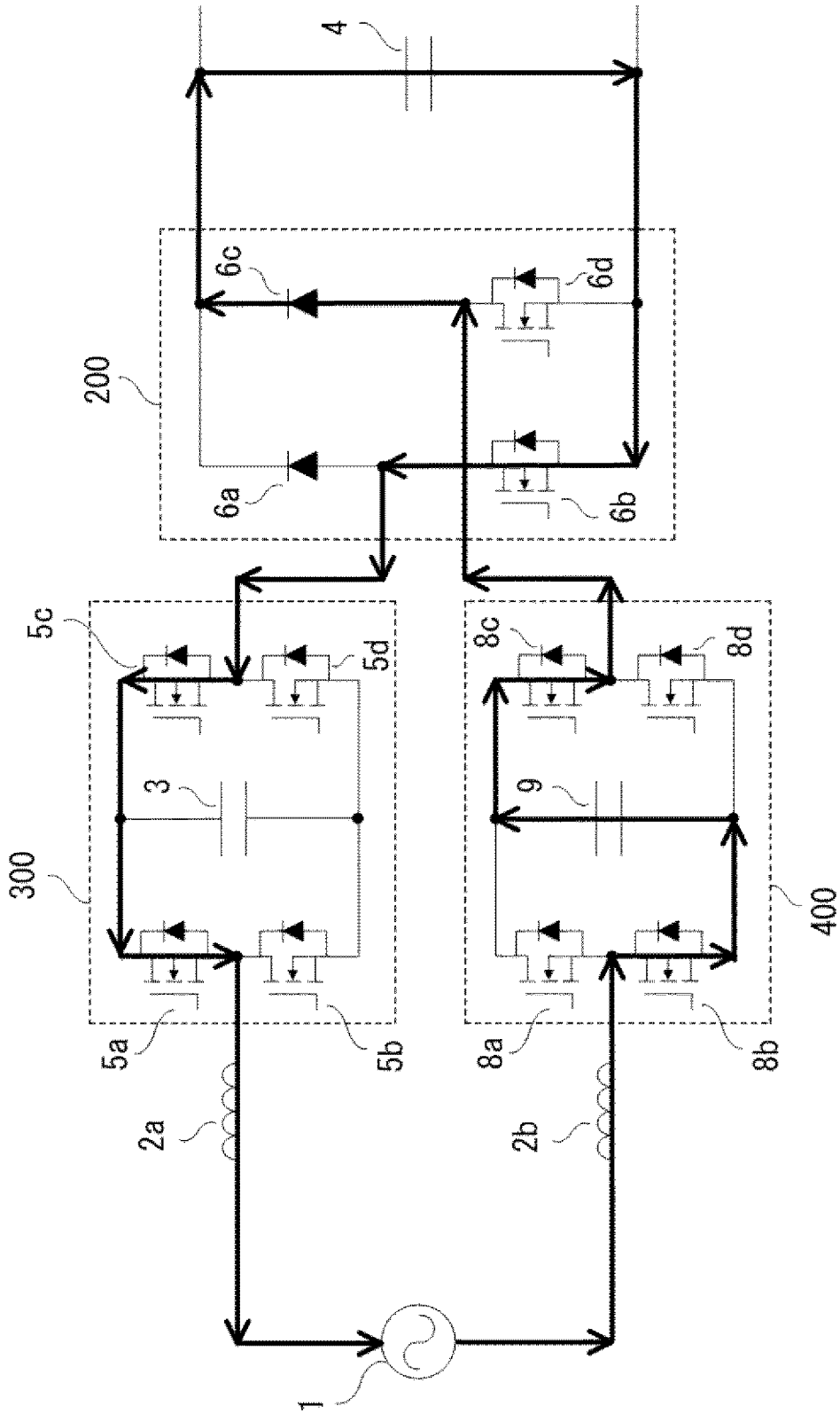


图124

[图125]

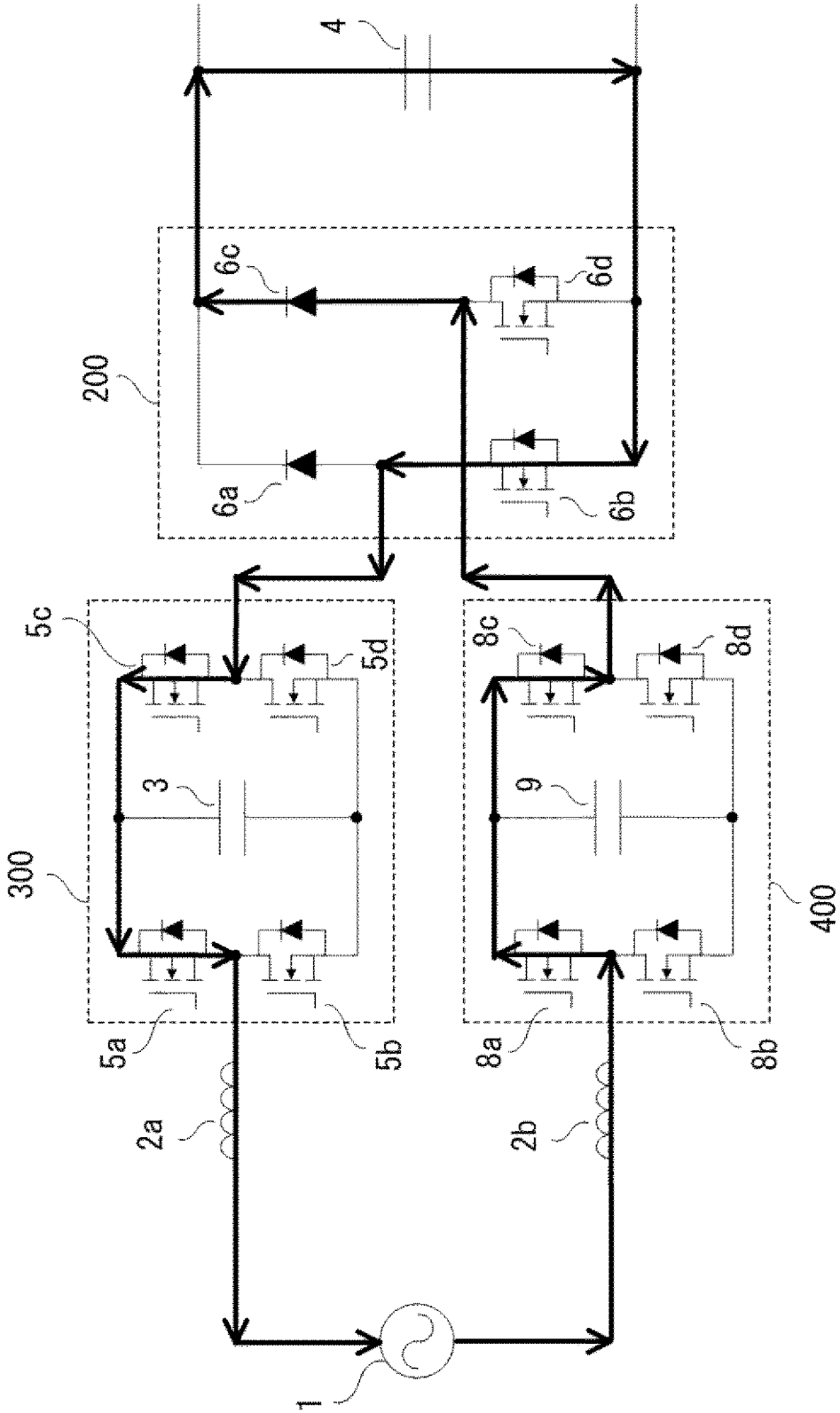
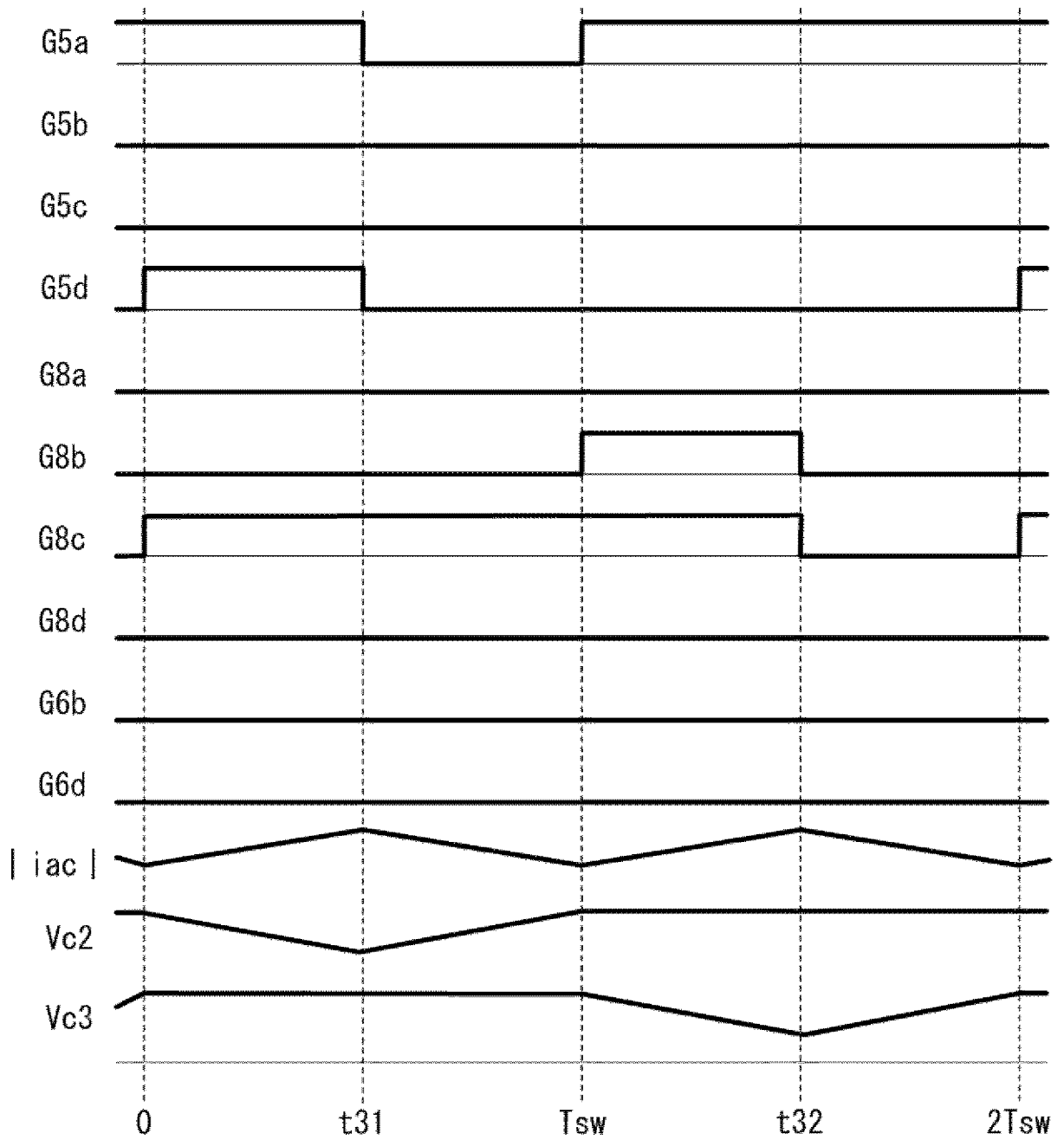


图125

[図126]

図126



[图127]

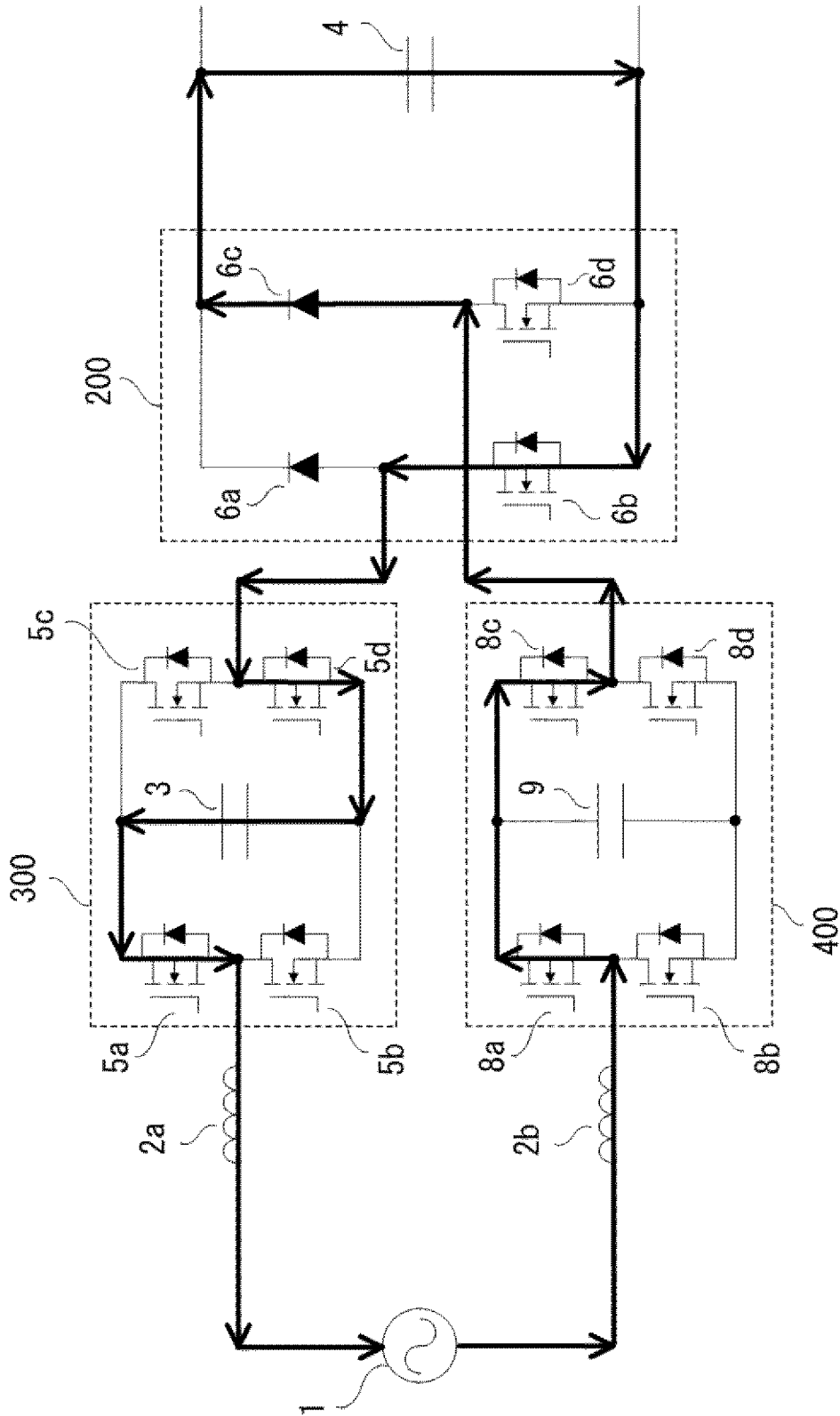


图127

[图128]

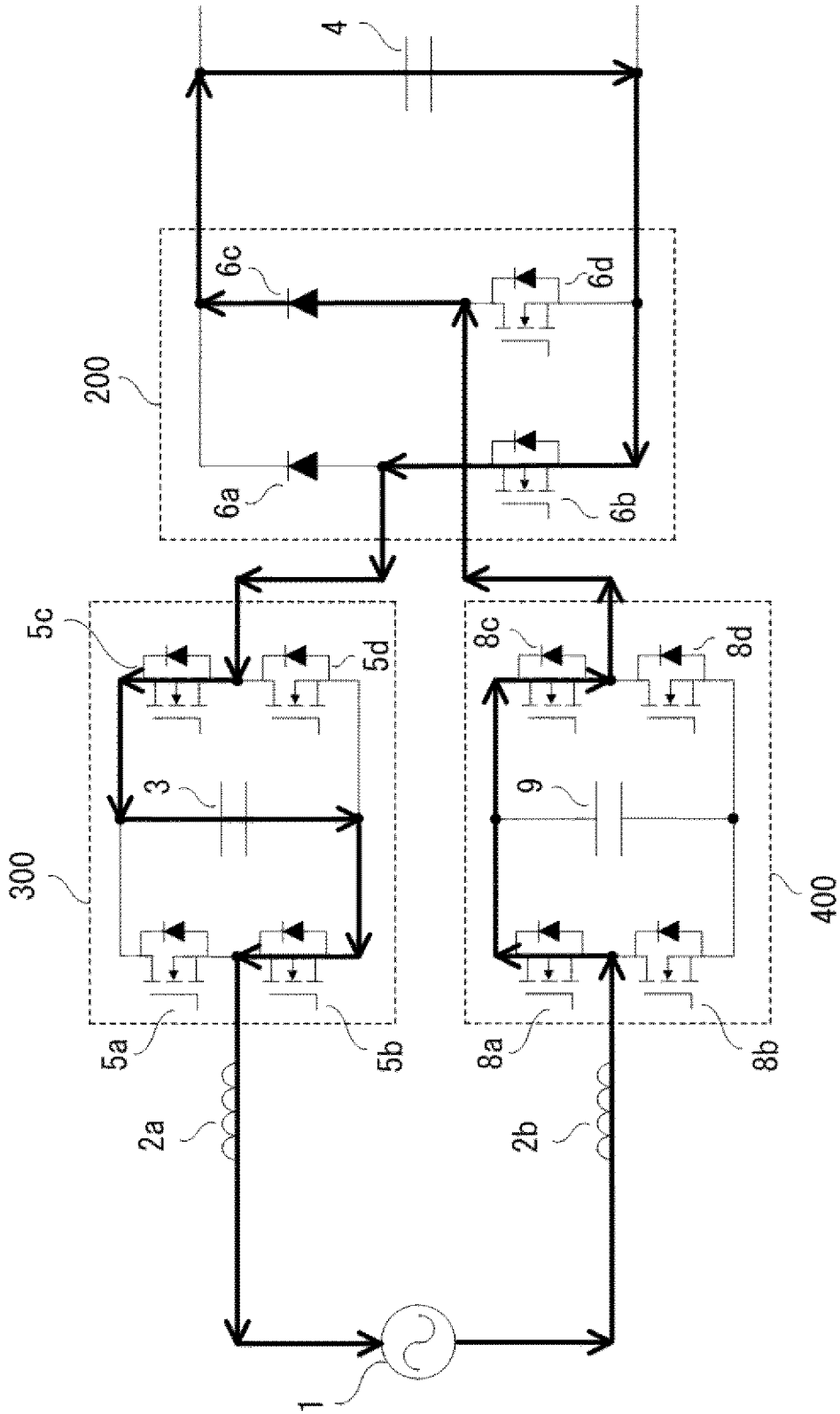


图128

[圖129]

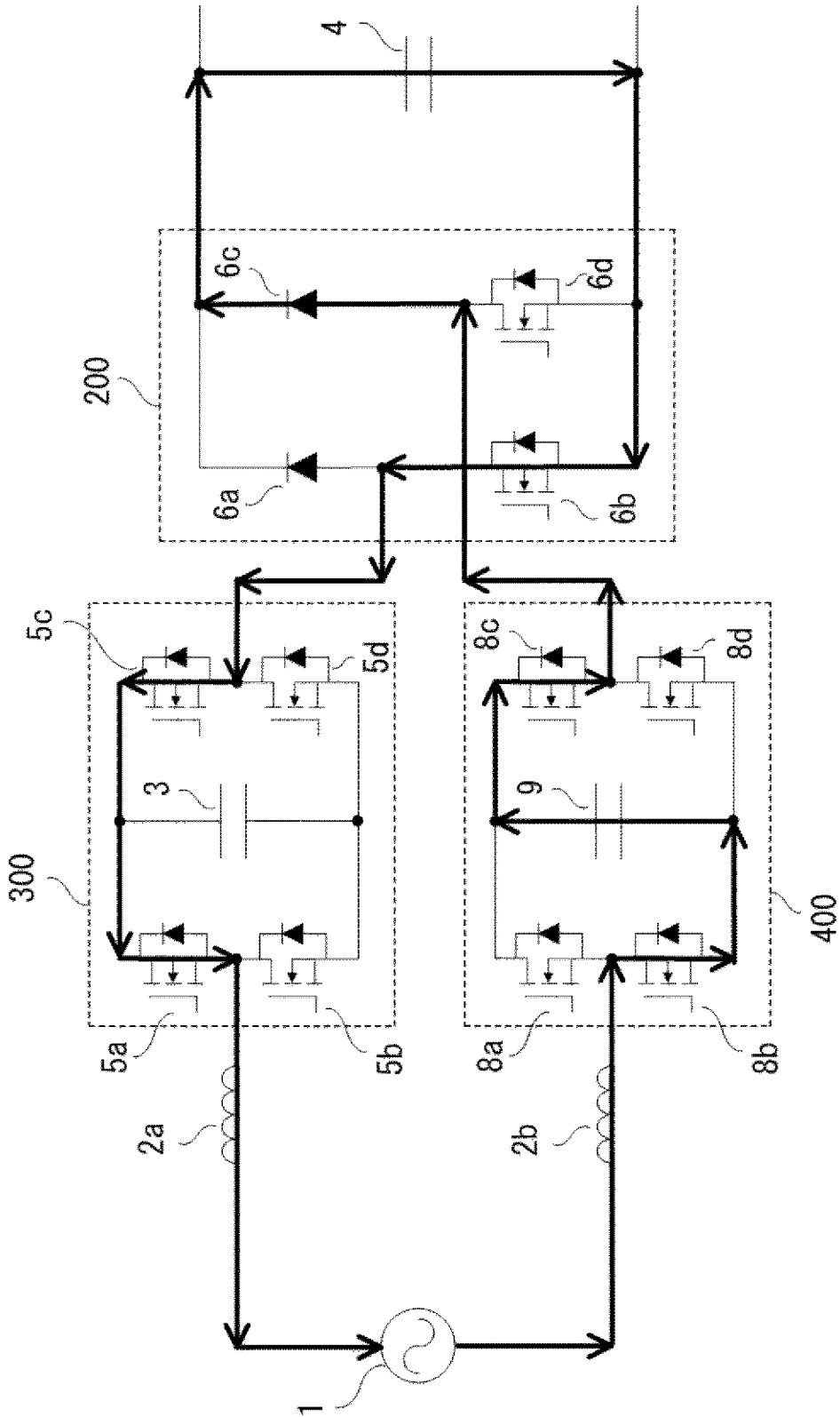


圖129

[図130]

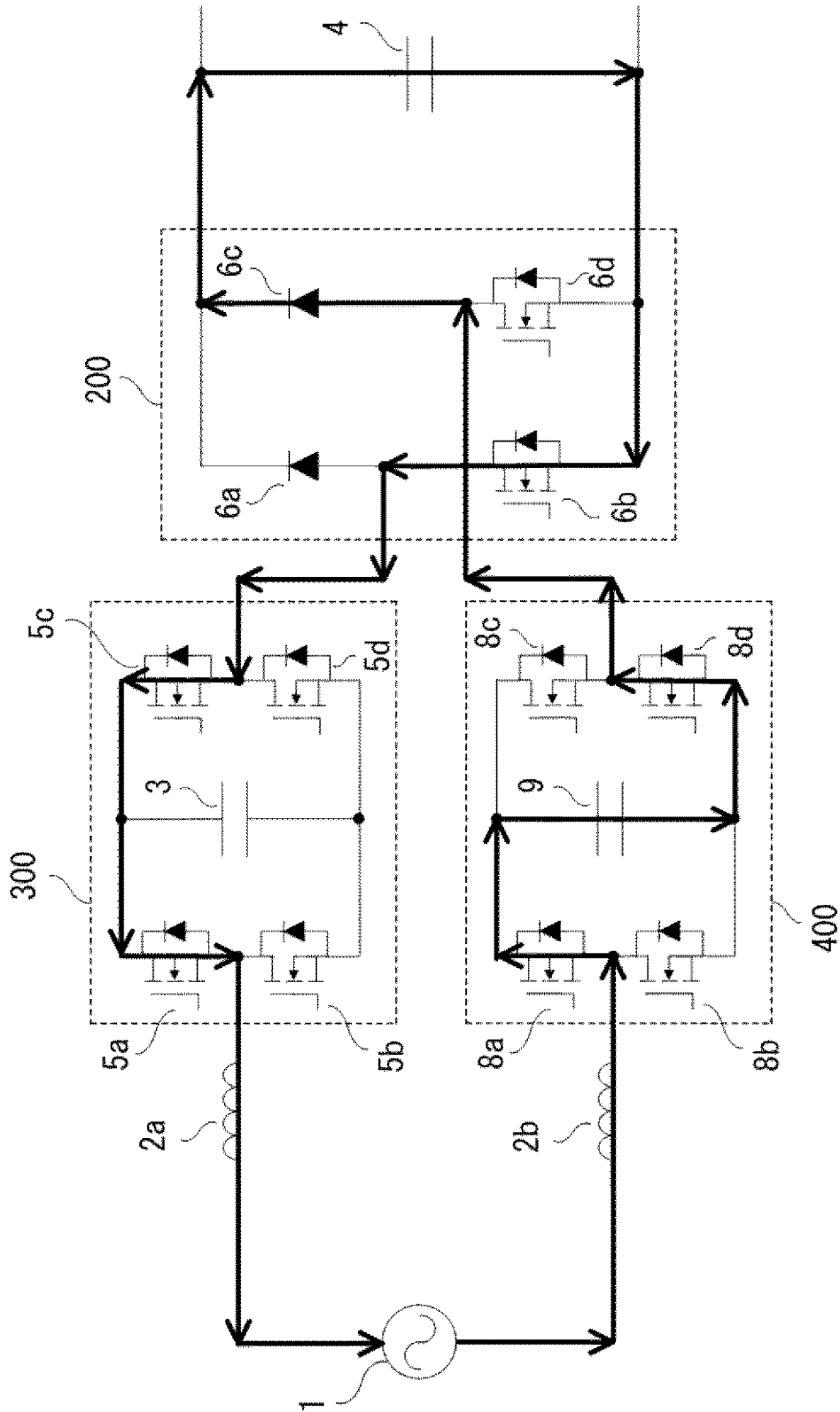


図130

[図131]

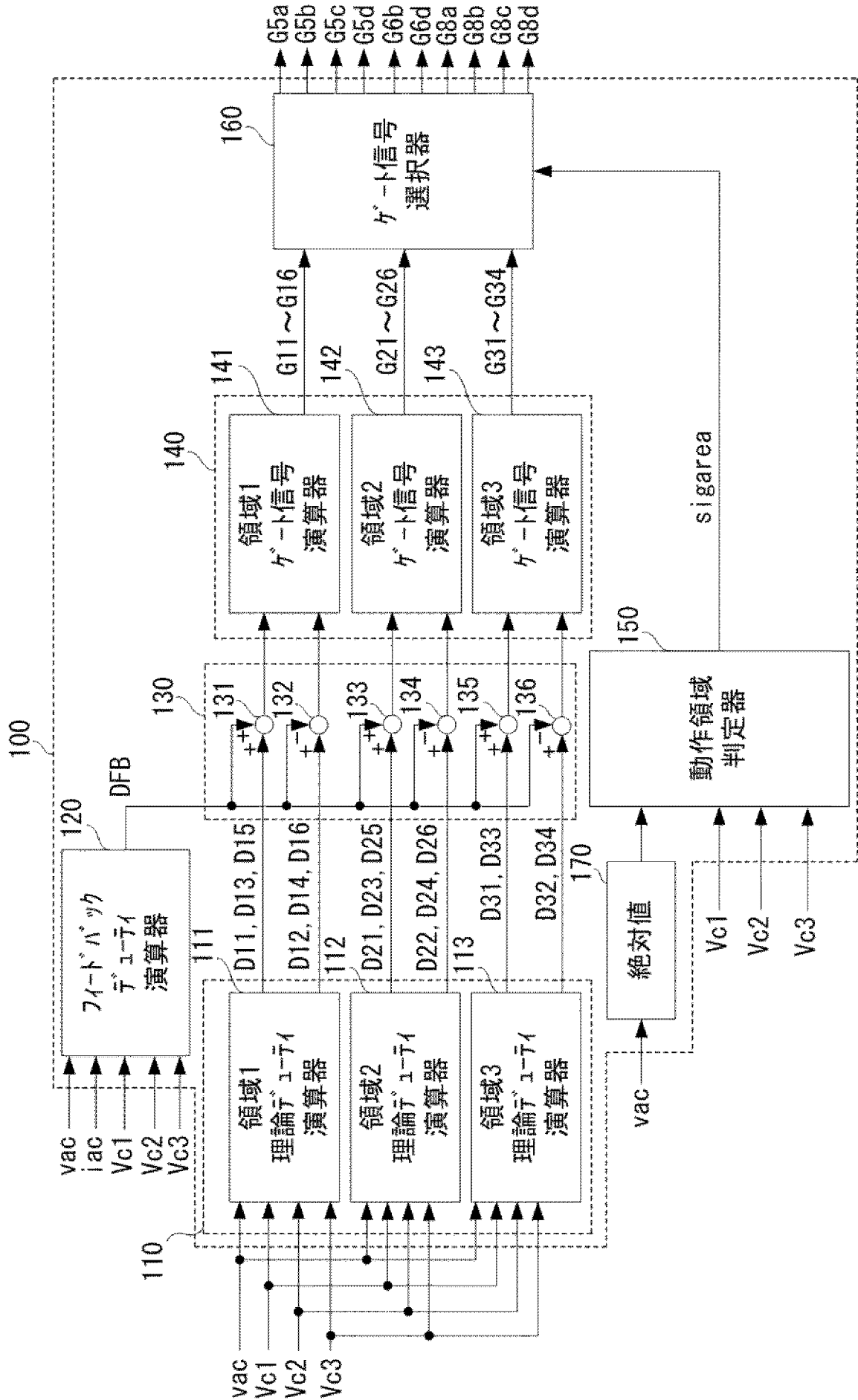


図131

[図132]

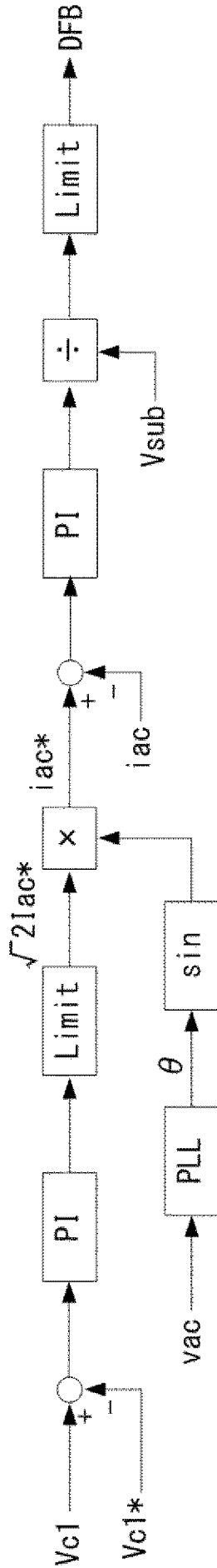
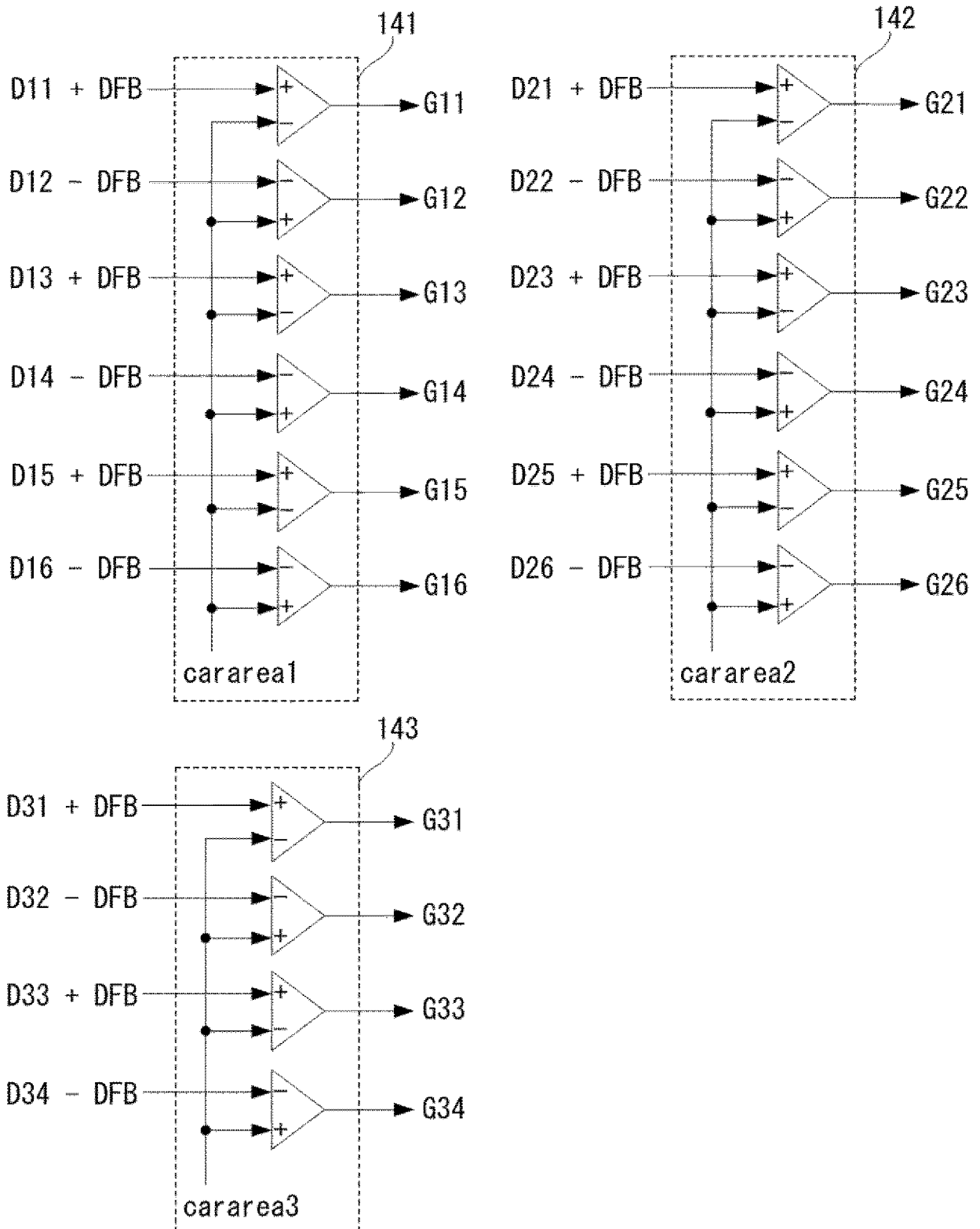


図132

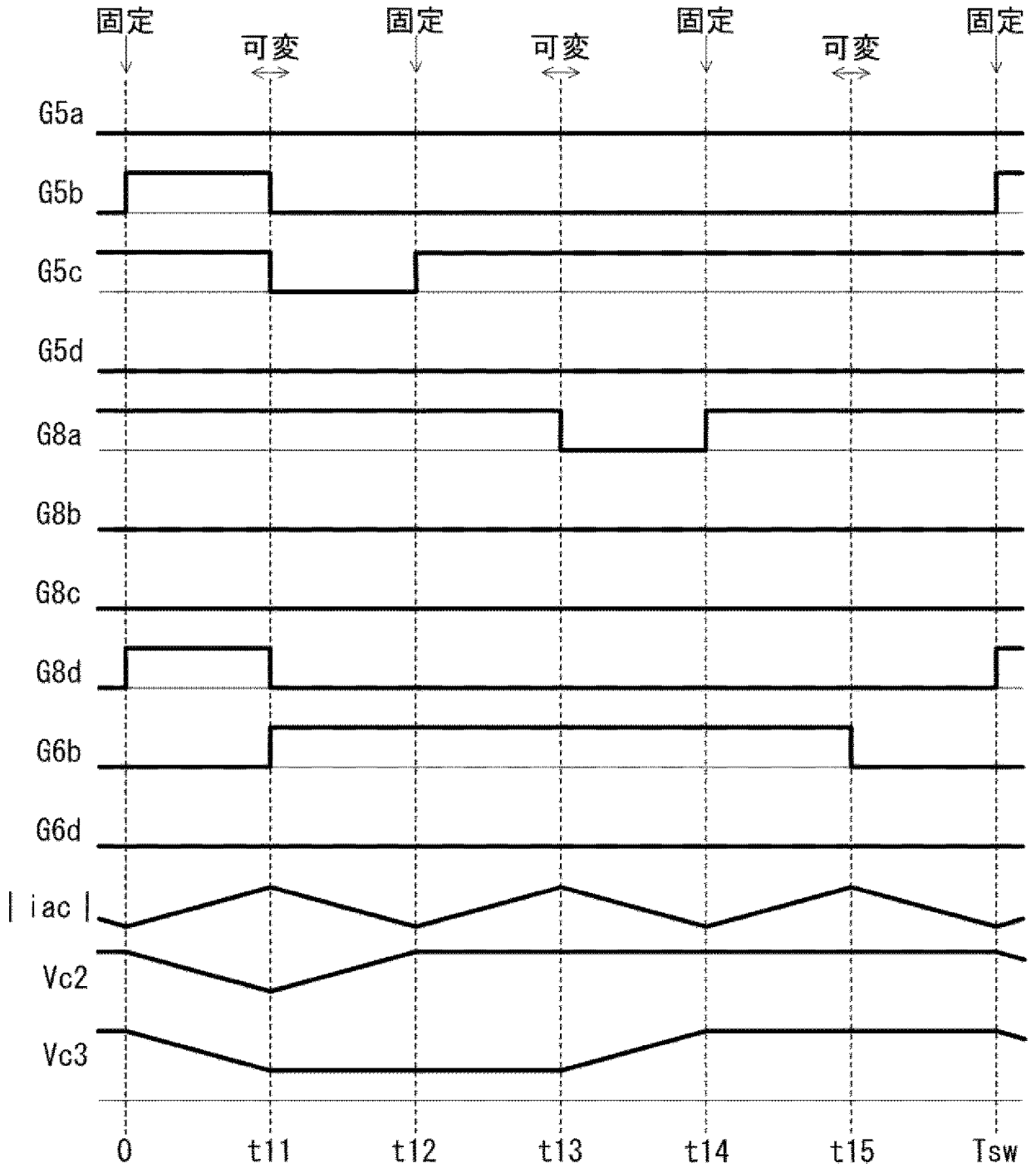
[図133]

図133



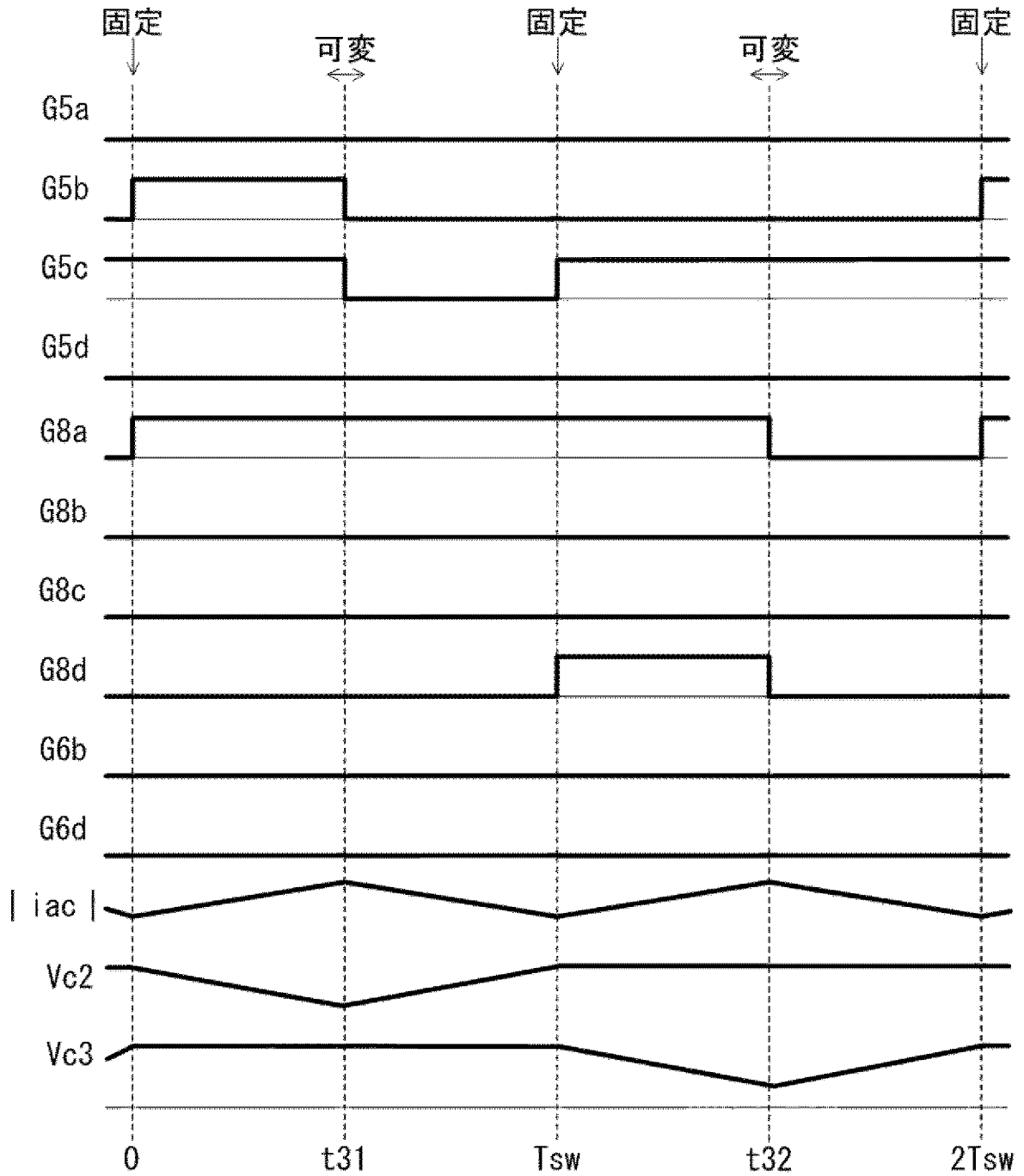
[図134]

図134



[図135]

図135



[图136]

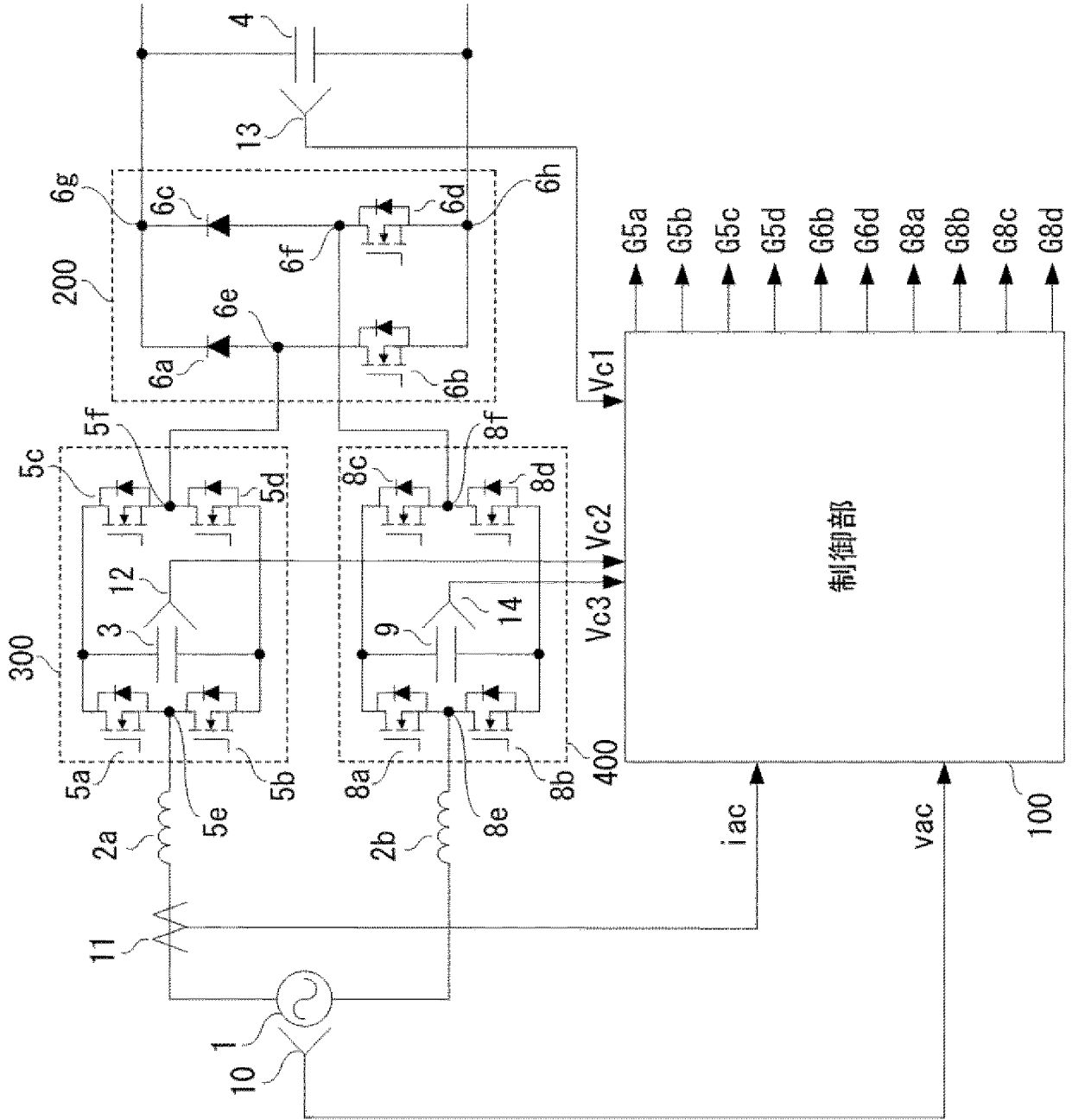
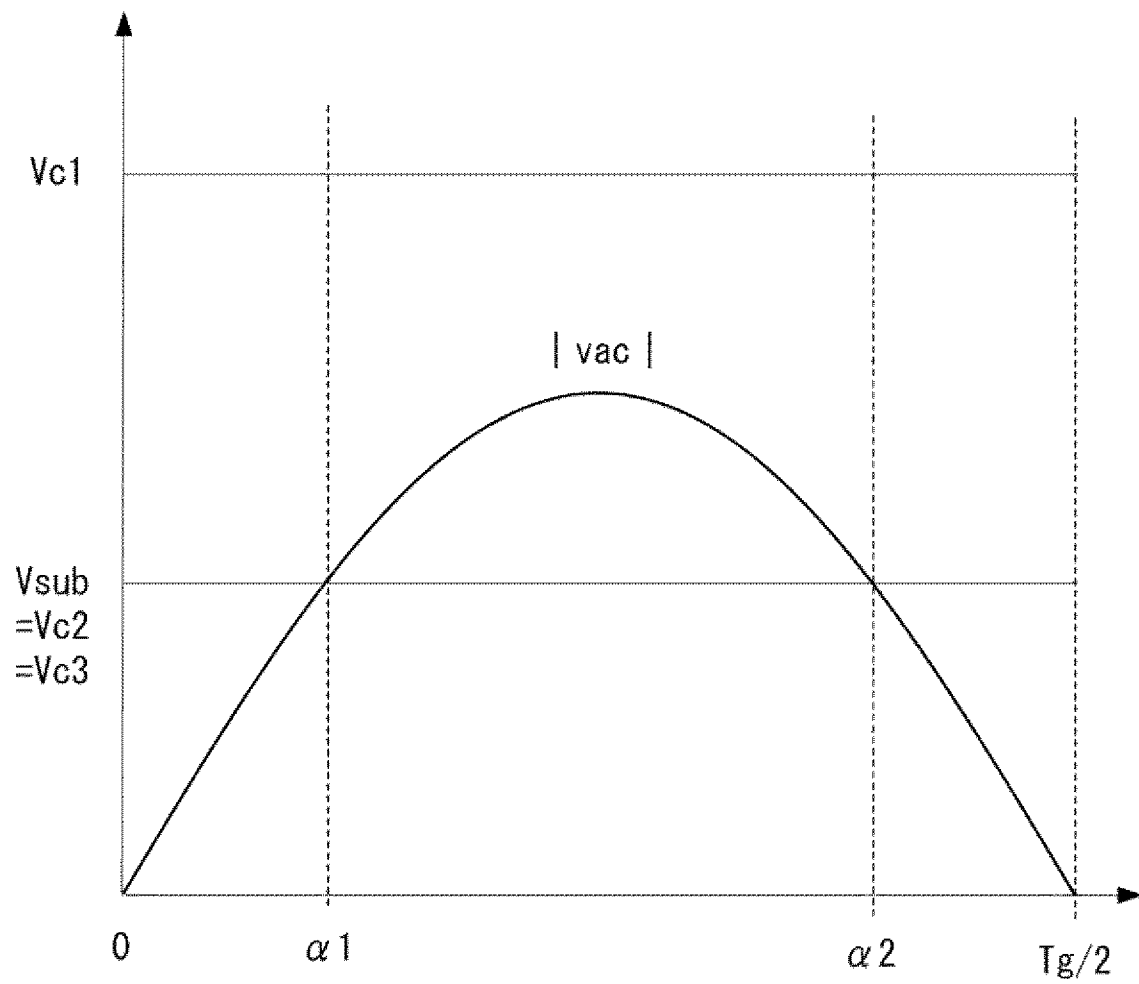


图136

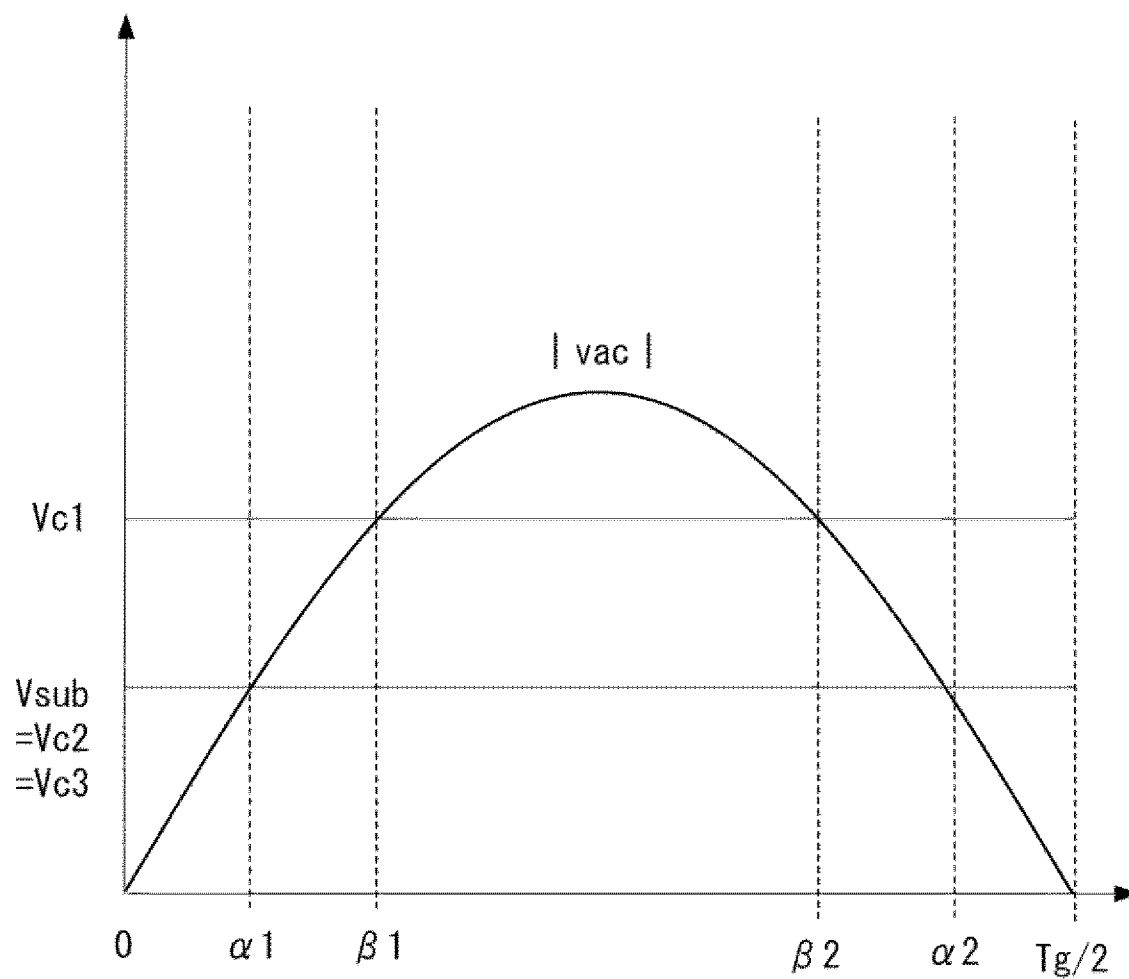
[図137]


図137



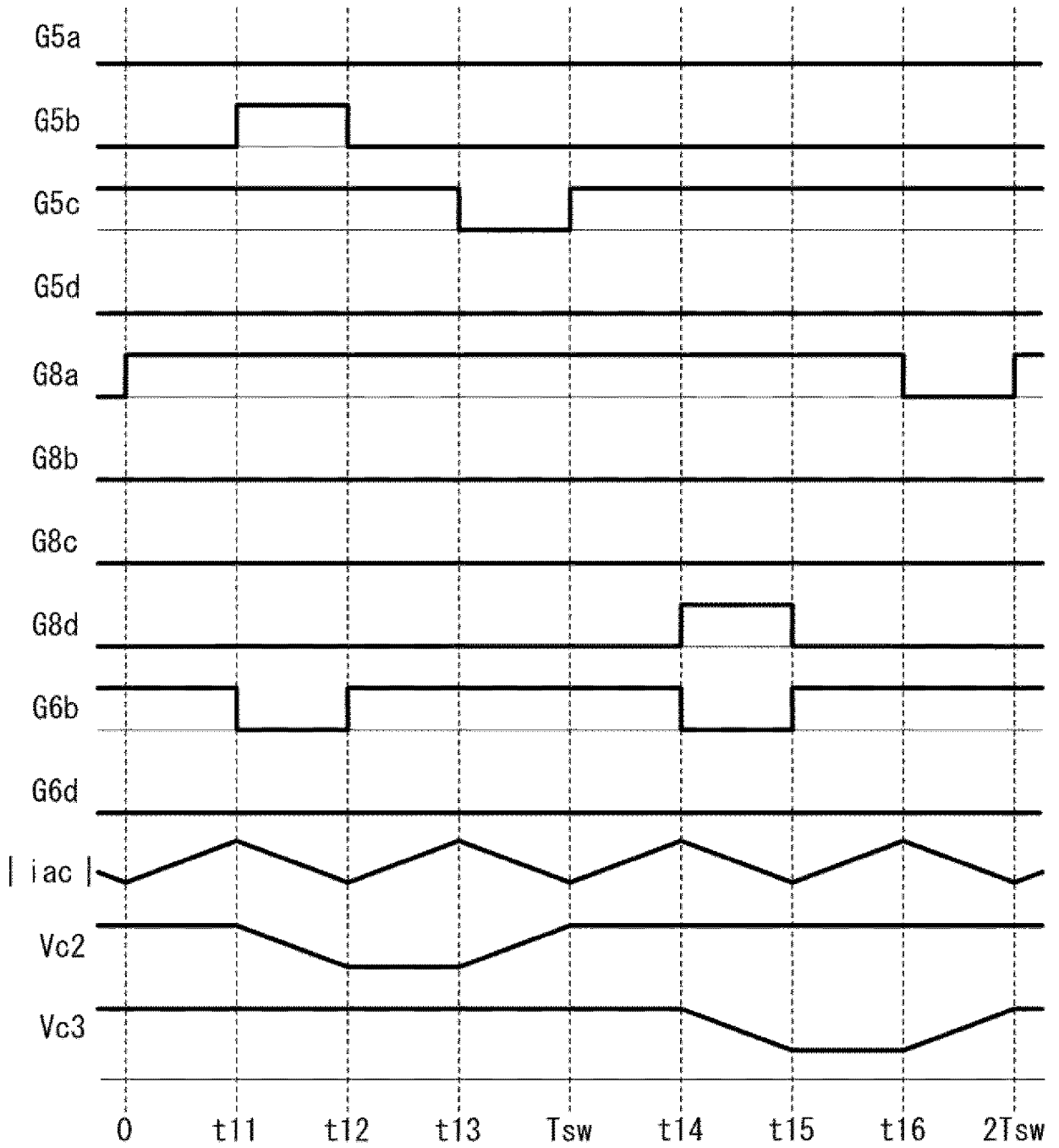
[図138]

図138



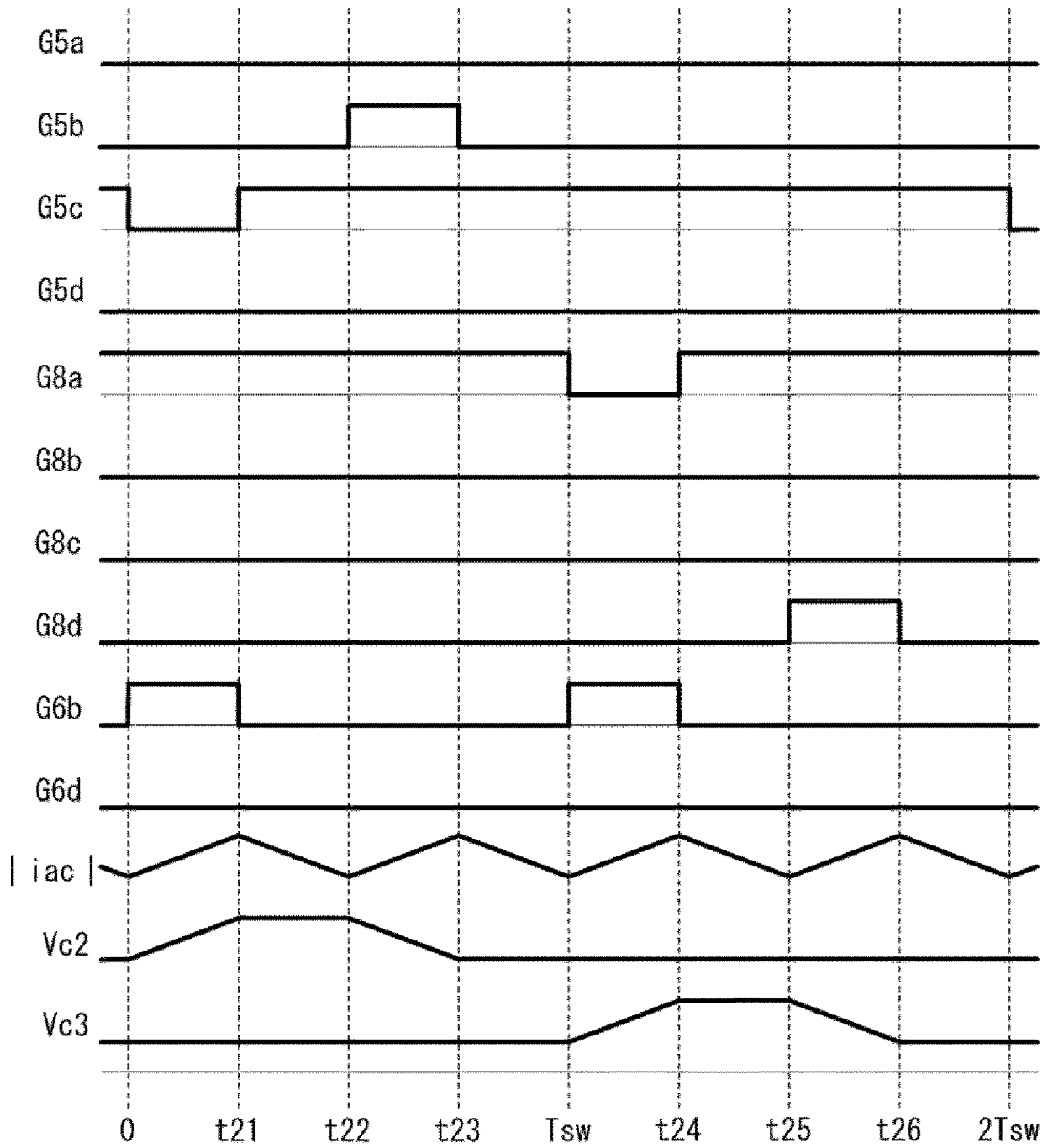
[ 139]

 139



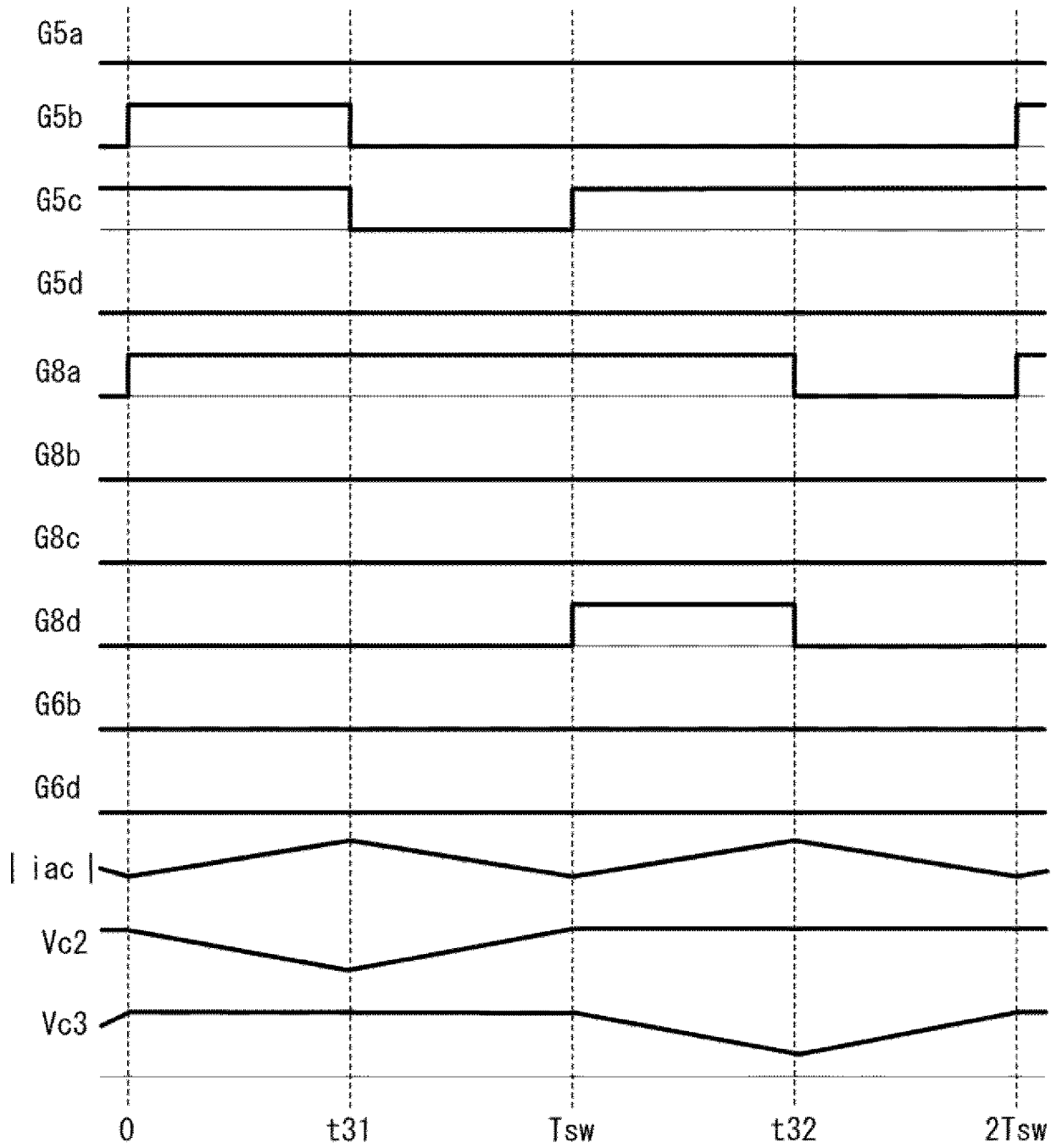
[図140]

図140



[図141]

図141



[図142]

Vc2 指令	Vc3 指令	0~t31 モード7	t31~Tsw モード2	Tsw~T32 モード8	T32~2Tsw モード1
増加	増加	⇒モード9		⇒モード9	
増加	減少	⇒モード8			
減少	増加			⇒モード7	
減少	減少	⇒モード6		⇒モード6	
増加	なし	⇒モード9			
減少	なし		⇒モード9		
なし	増加			⇒モード9	
なし	減少				⇒モード9

図142

[圖143]

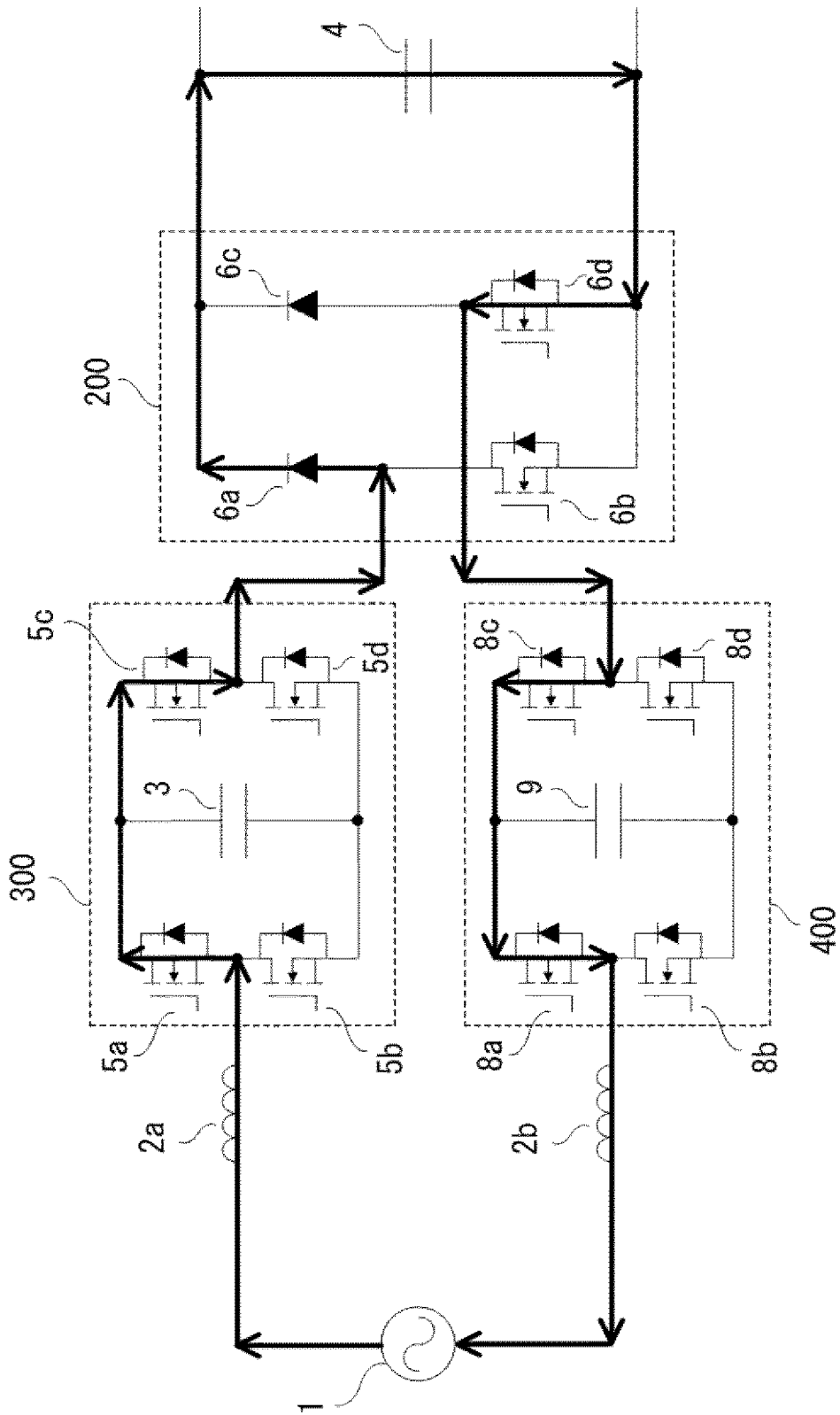
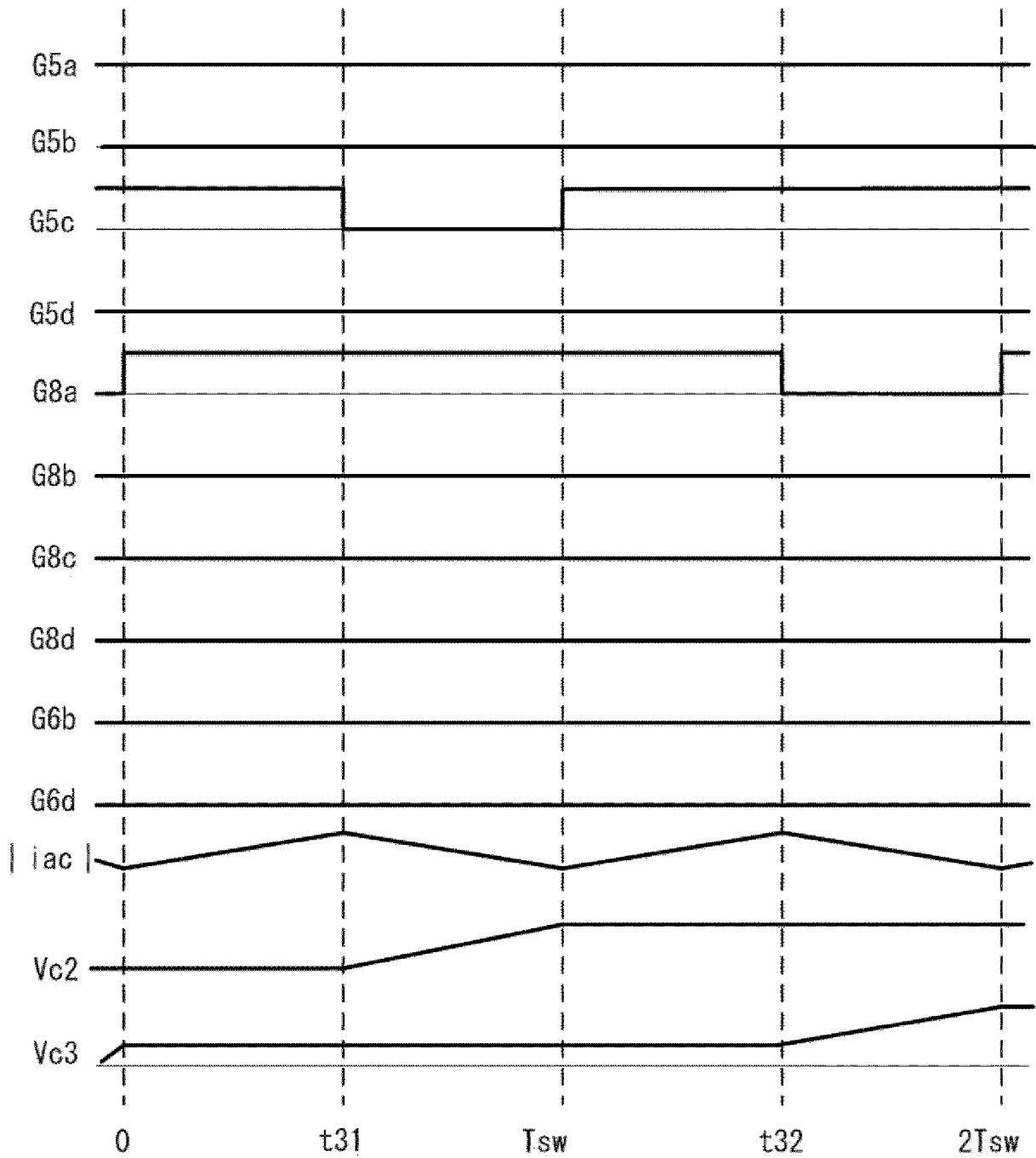


圖143

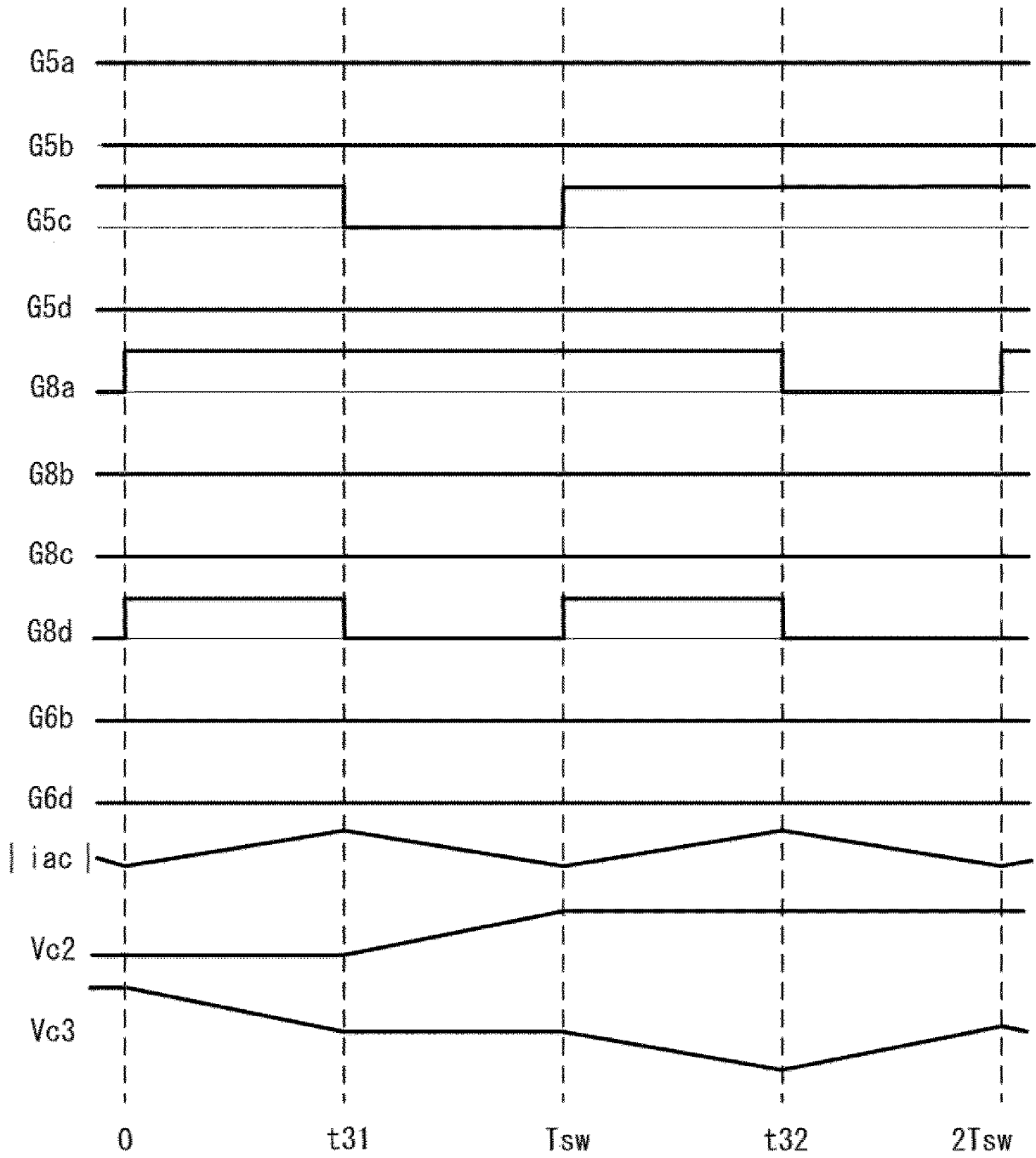
[図144]

図144



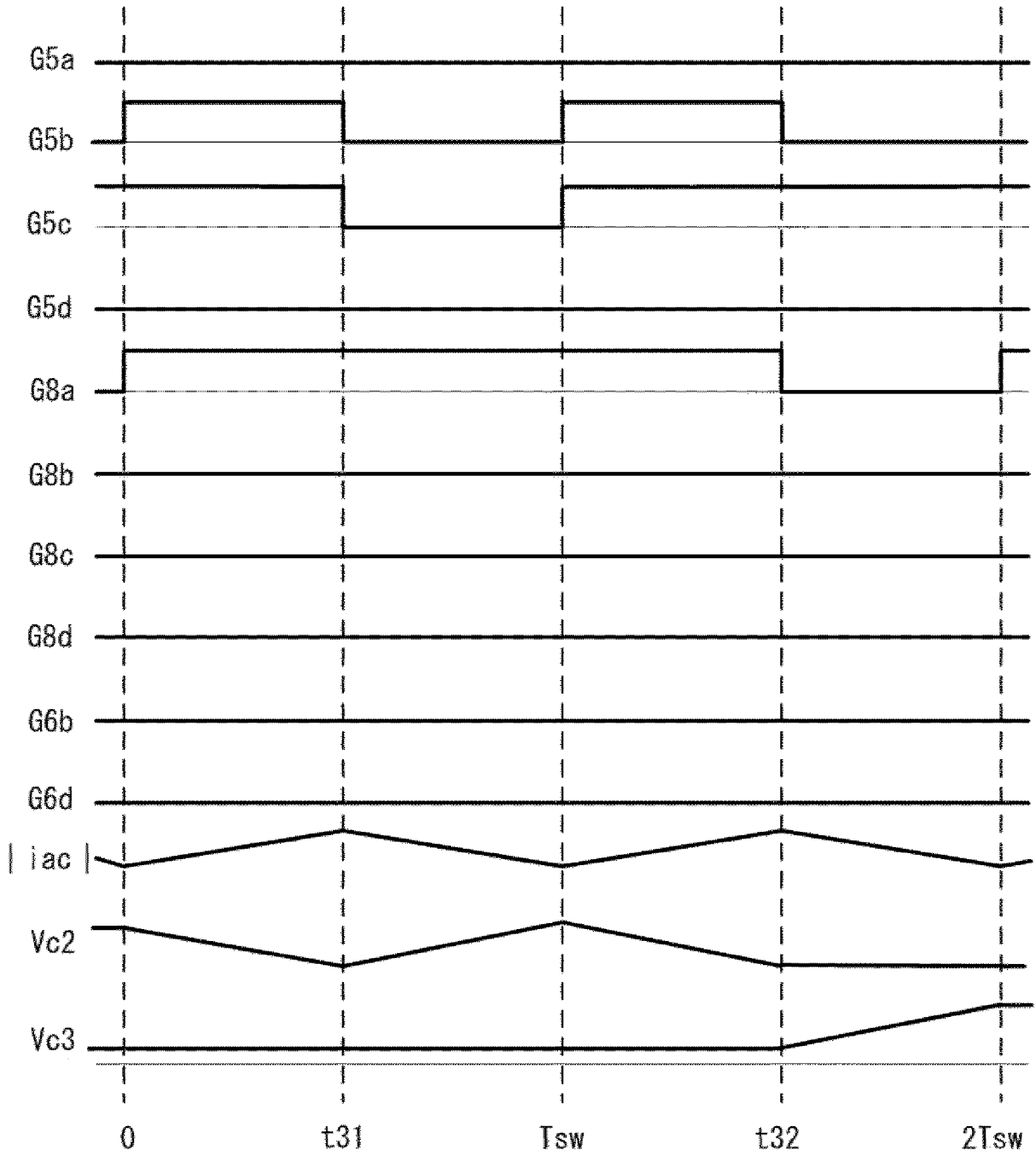
[図145]

図145



[図146]

図146



[图147]

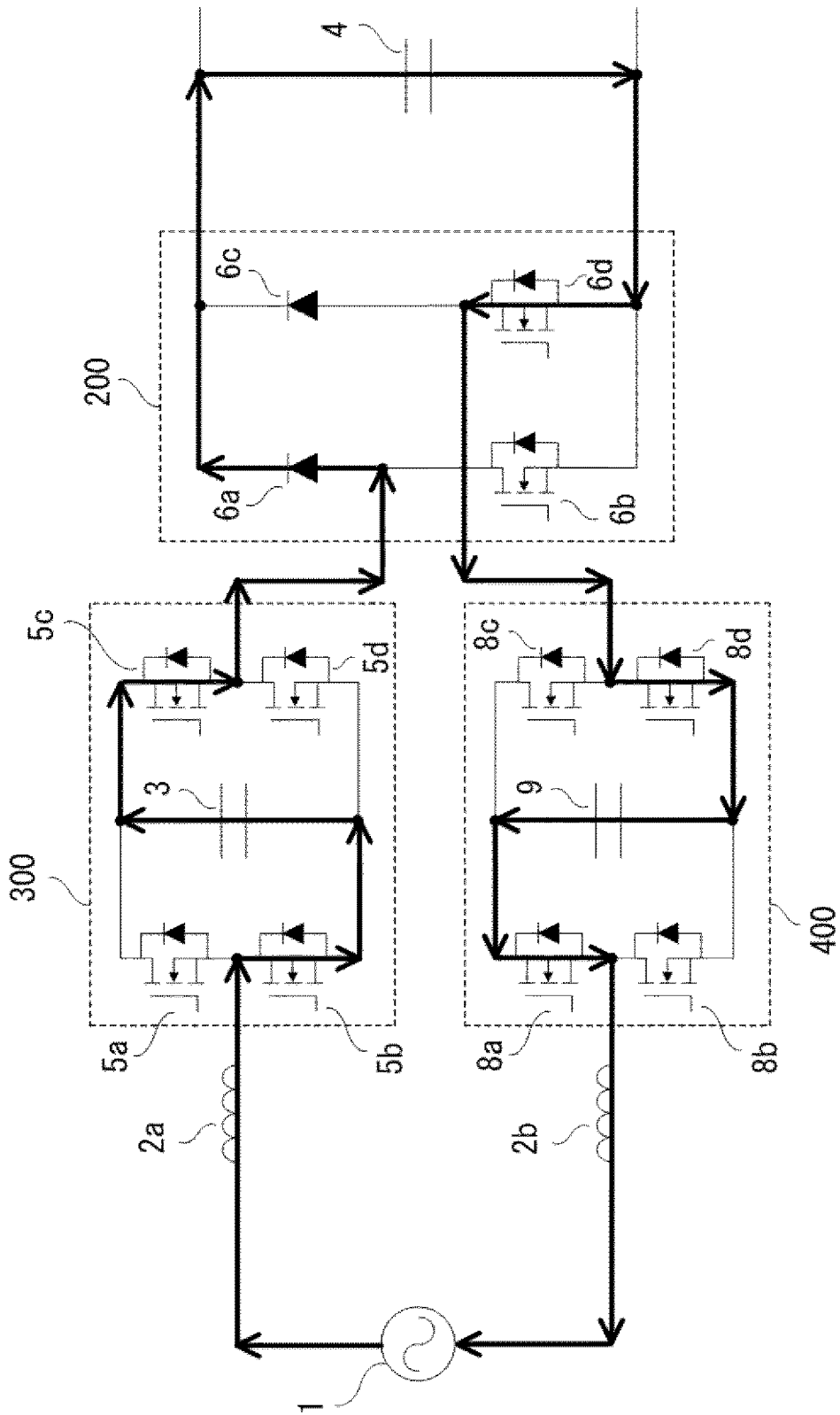
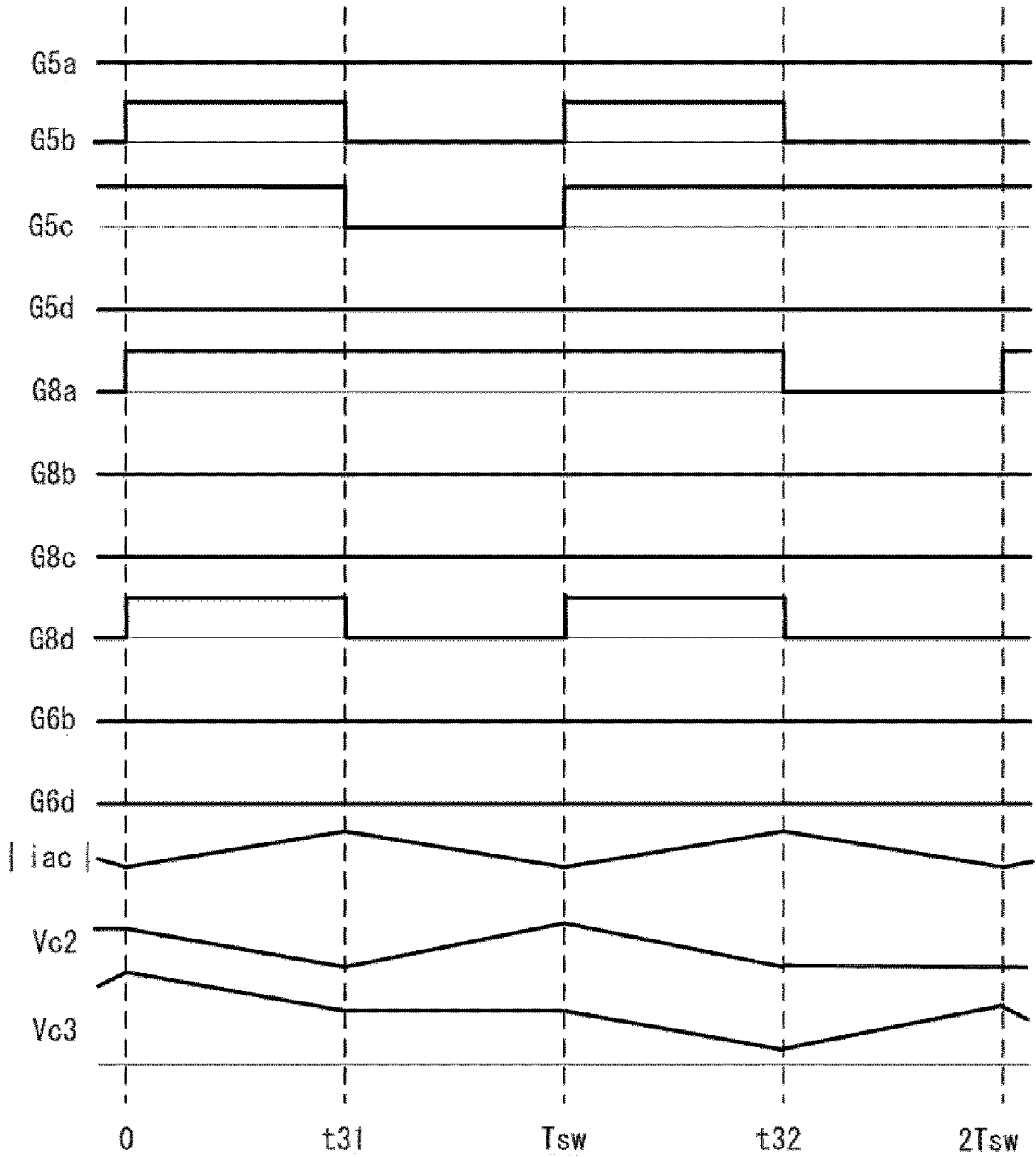


图147

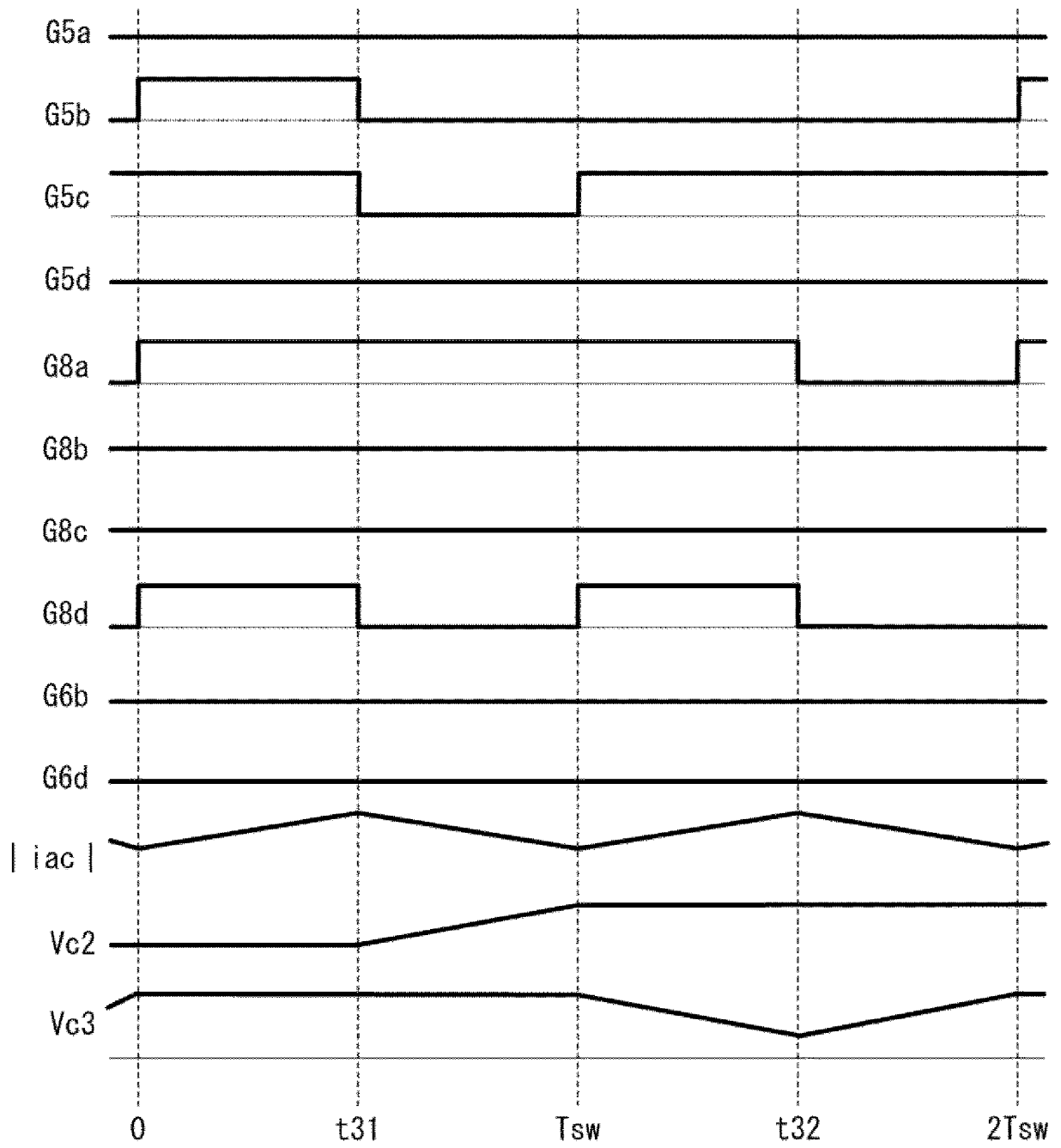
[図148]

図148

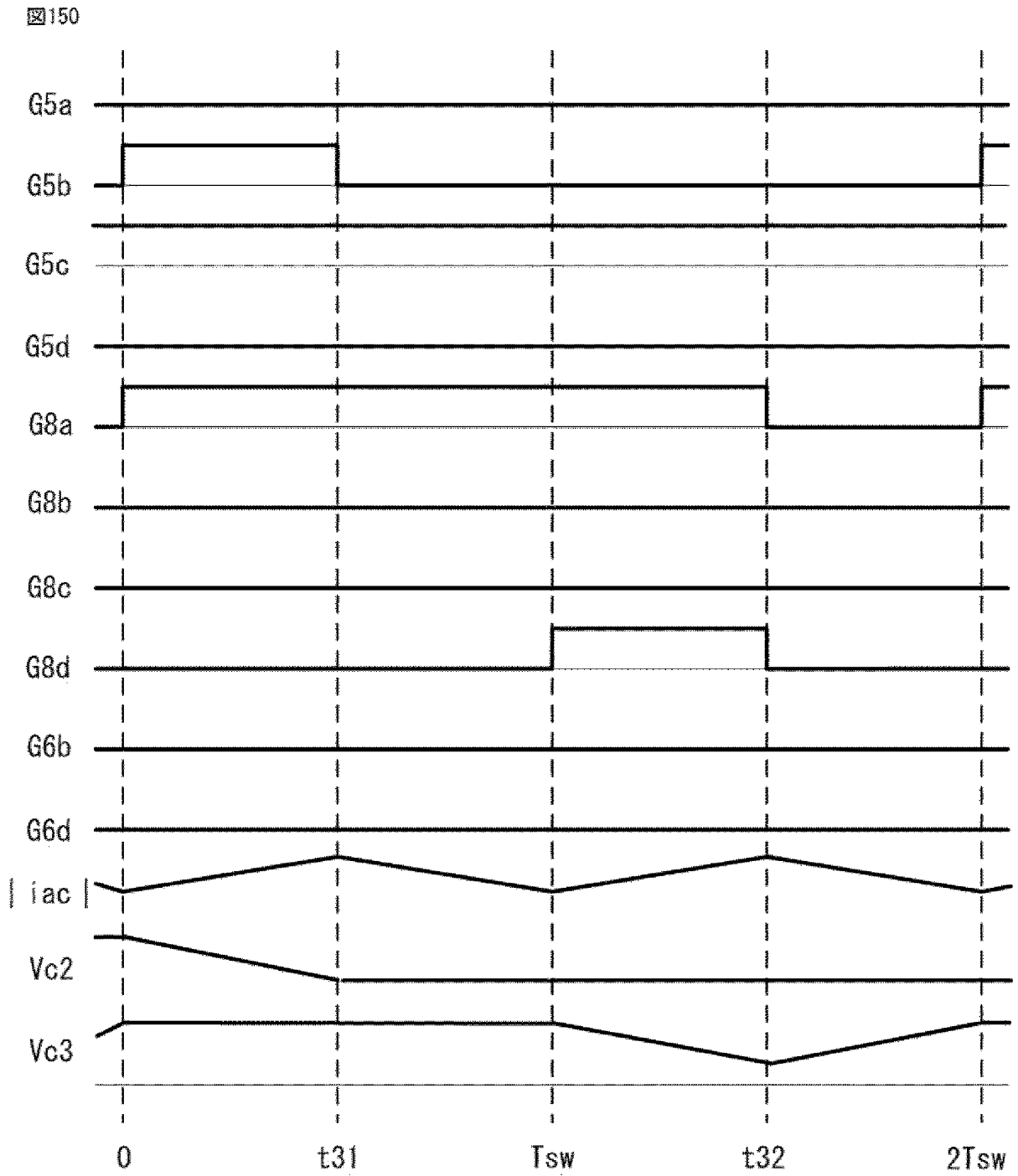


[図149]

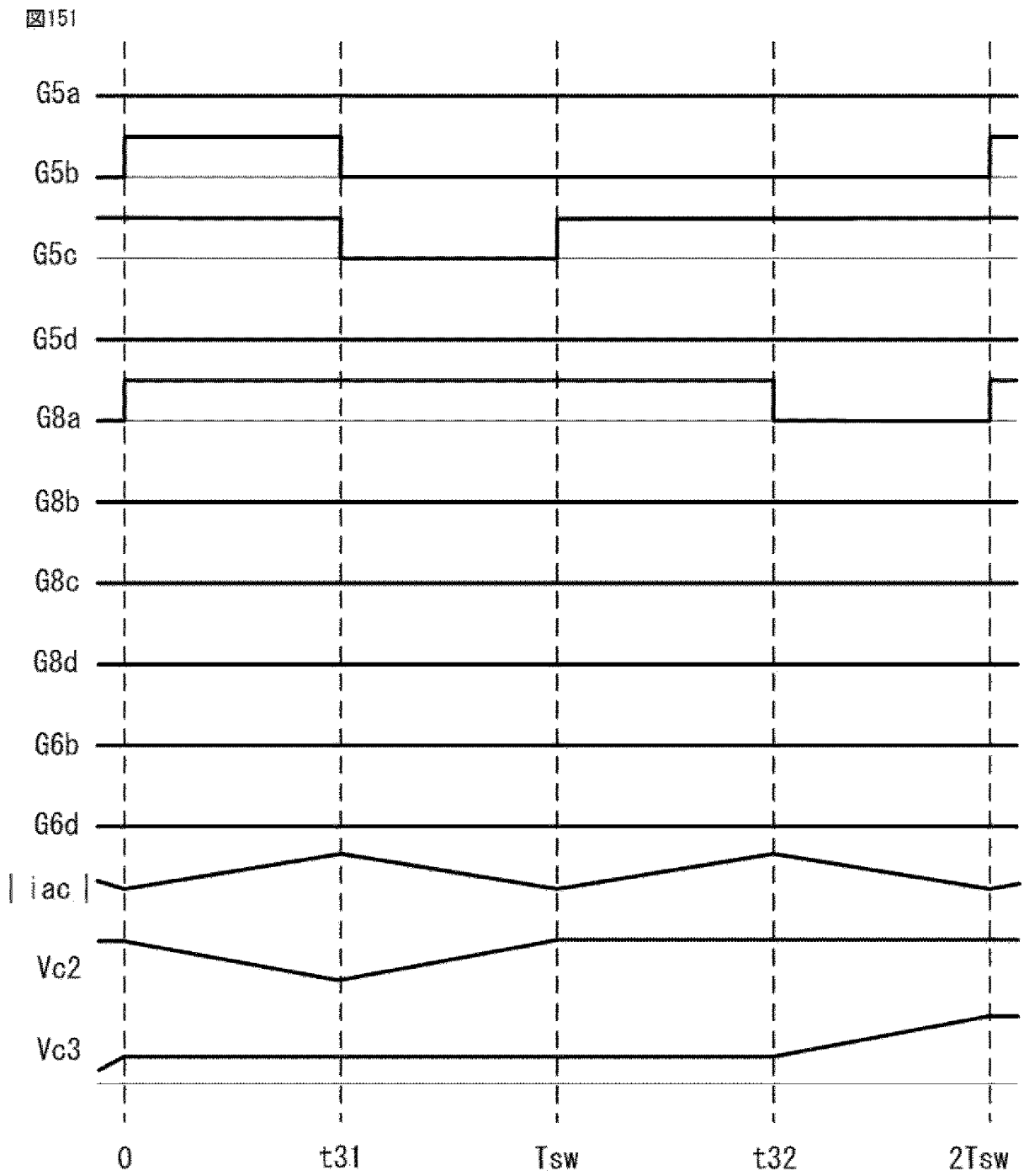
図149



[図150]

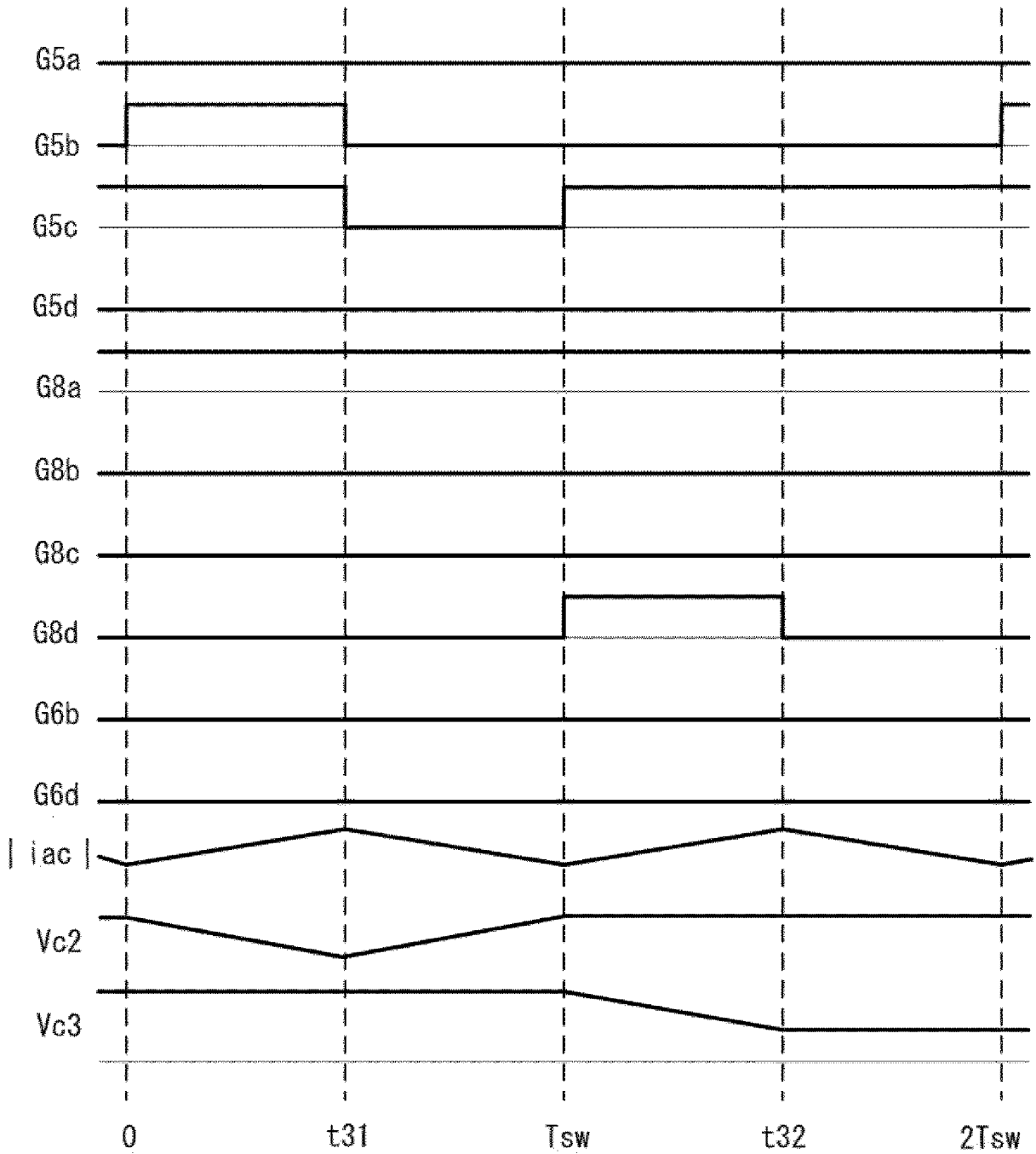


[図151]



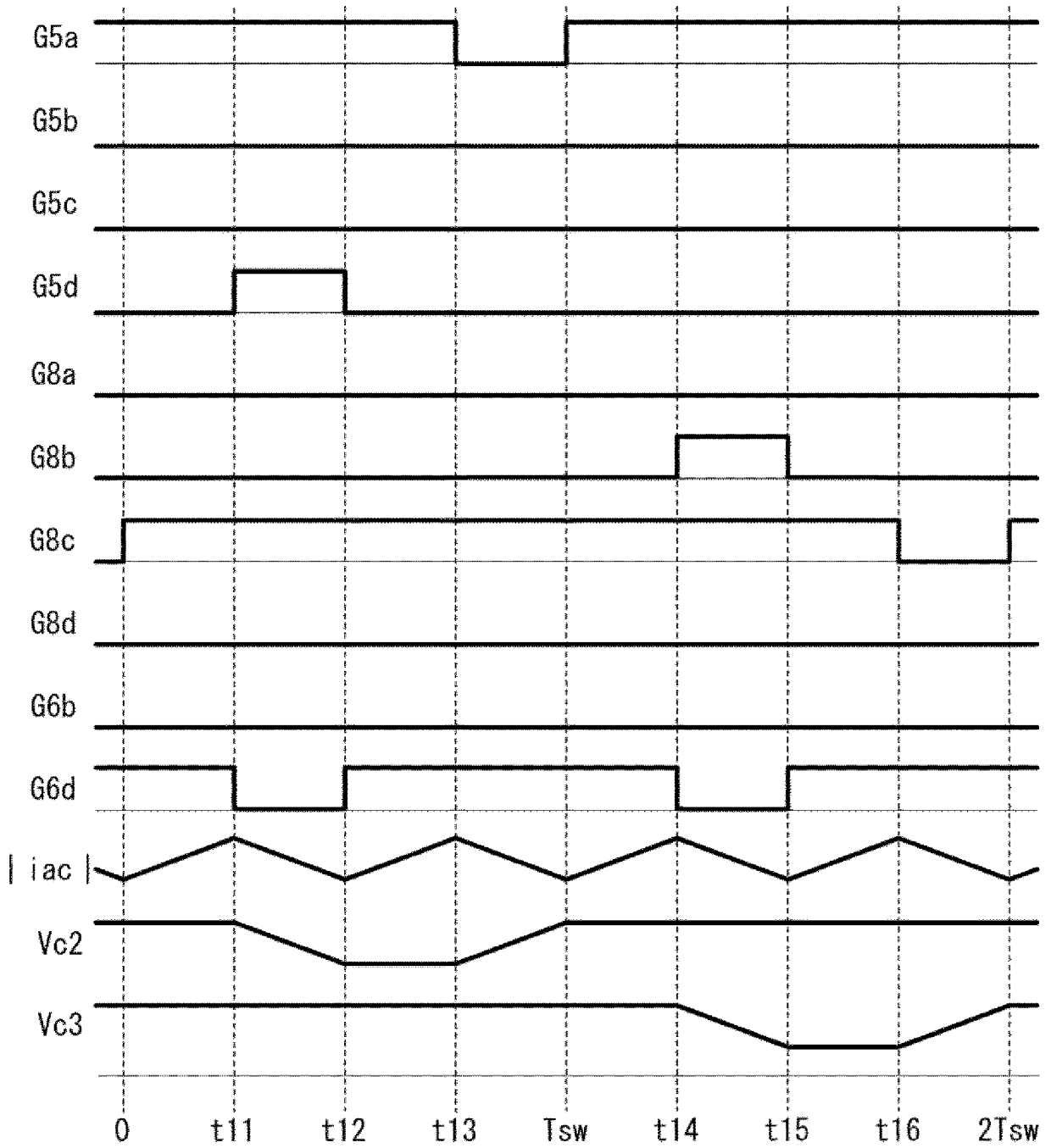
[図152]

図152



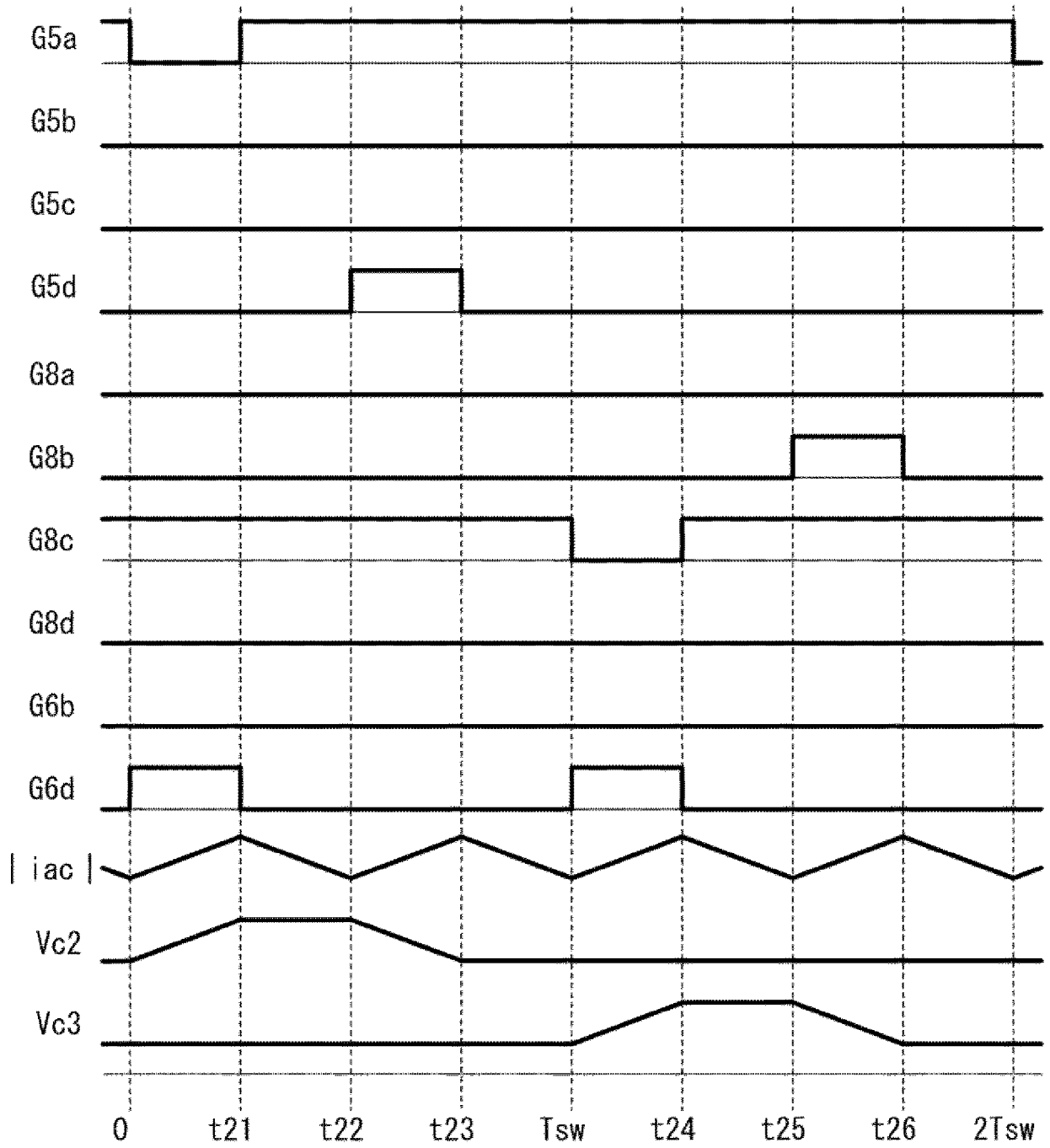
[図153]

図153



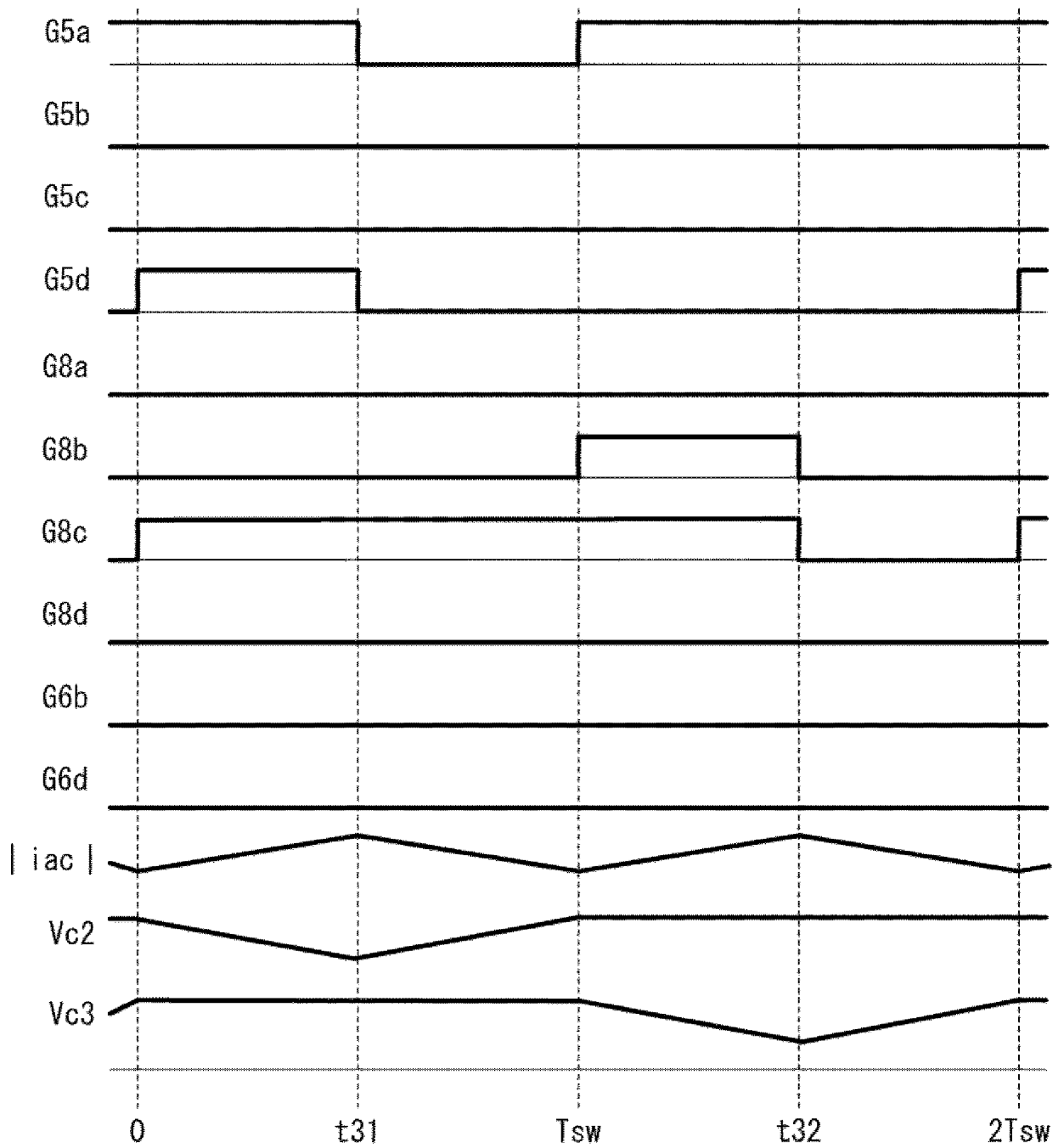
[図154]

図154



[155]

155



[図156]

Vc2 指令	Vc3 指令	0~t31 モード7	t31~Tsw モード2	Tsw~T32 モード8	T32~2Tsw モード1
増加	増加	⇒モード9		⇒モード9	
増加	減少	⇒モード8			
減少	増加			⇒モード7	
減少	減少	⇒モード6		⇒モード6	
増加	なし	⇒モード9			
減少	なし		⇒モード9		
なし	増加			⇒モード9	
なし	減少				⇒モード9

図156

[圖157]

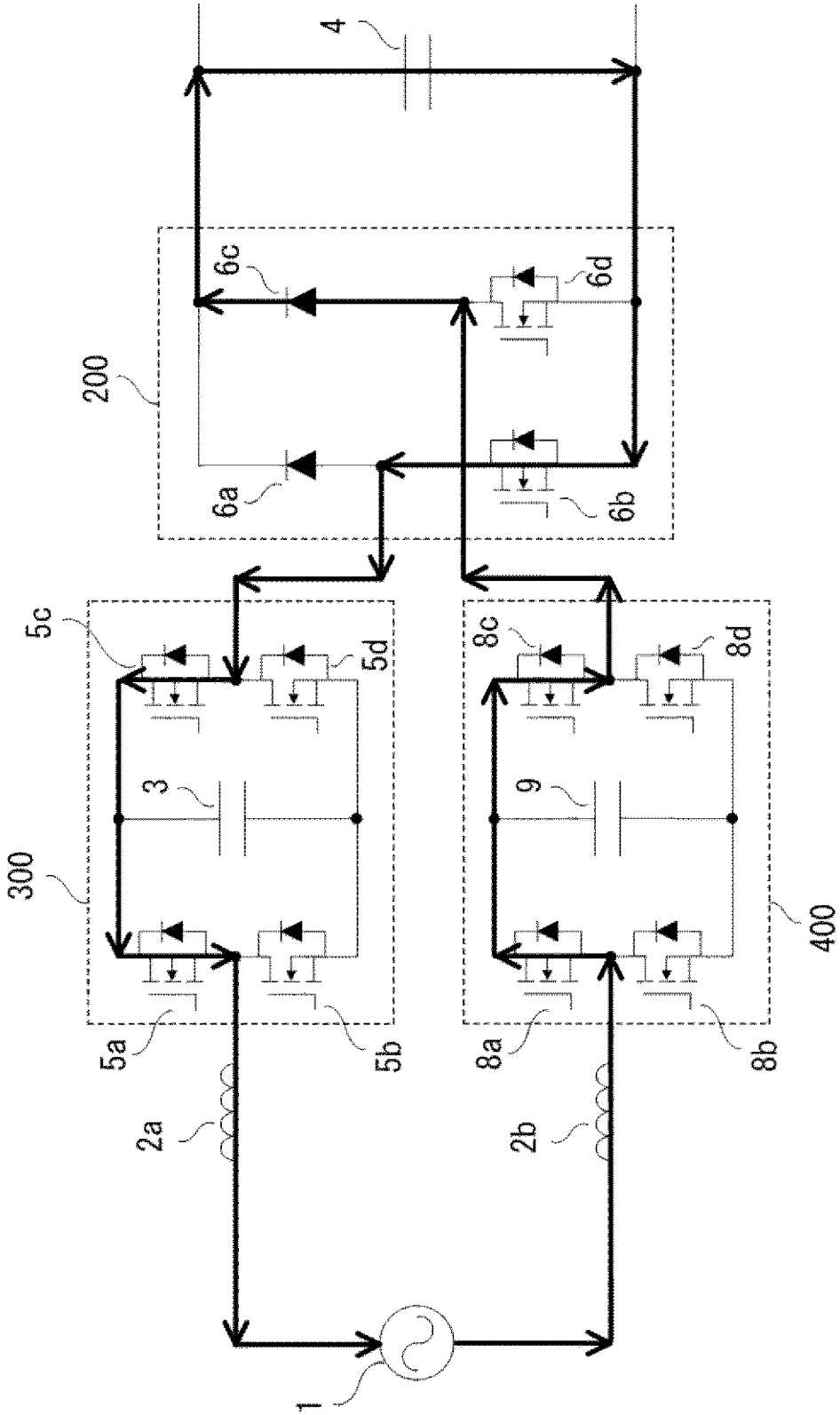
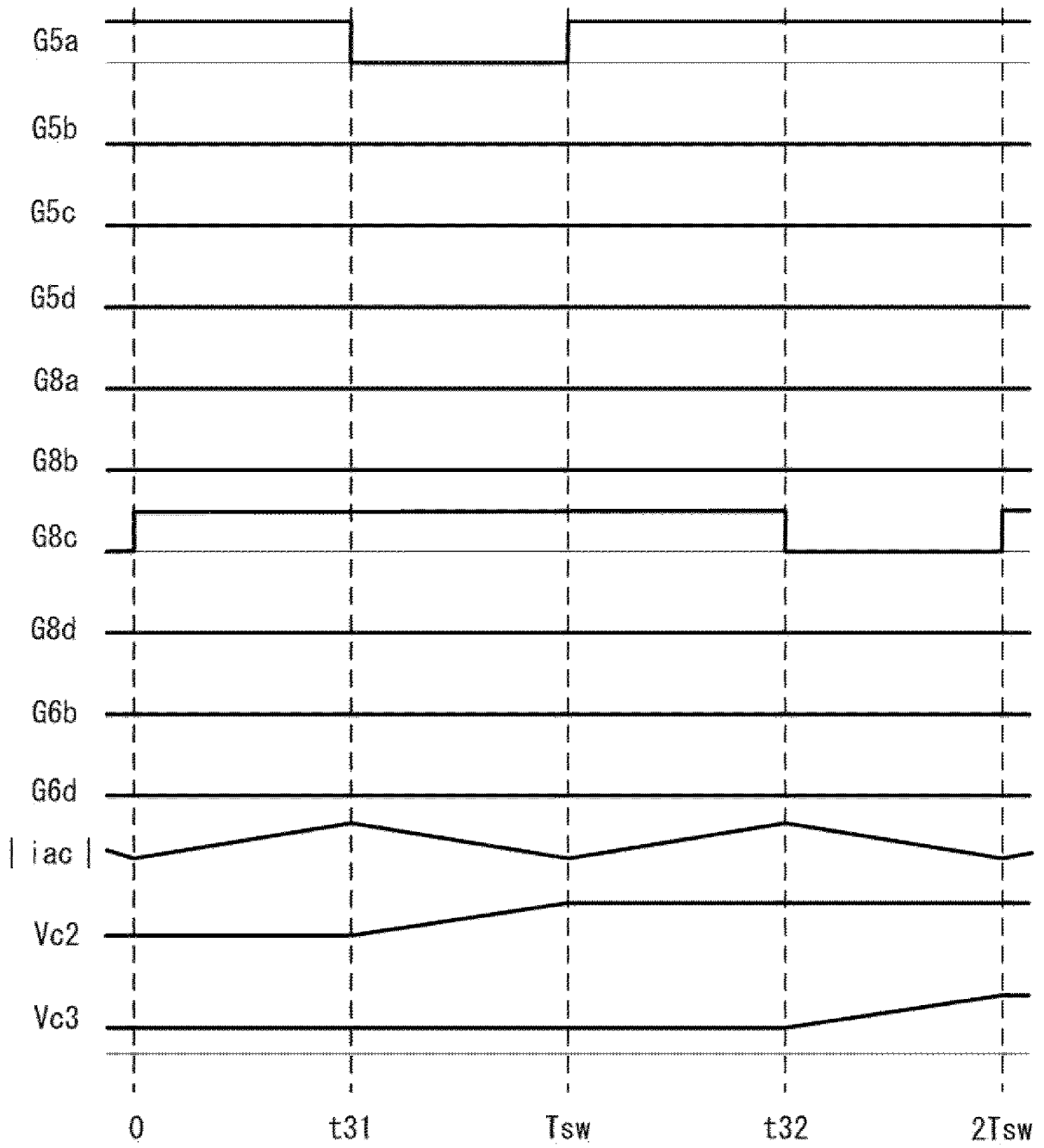


圖157

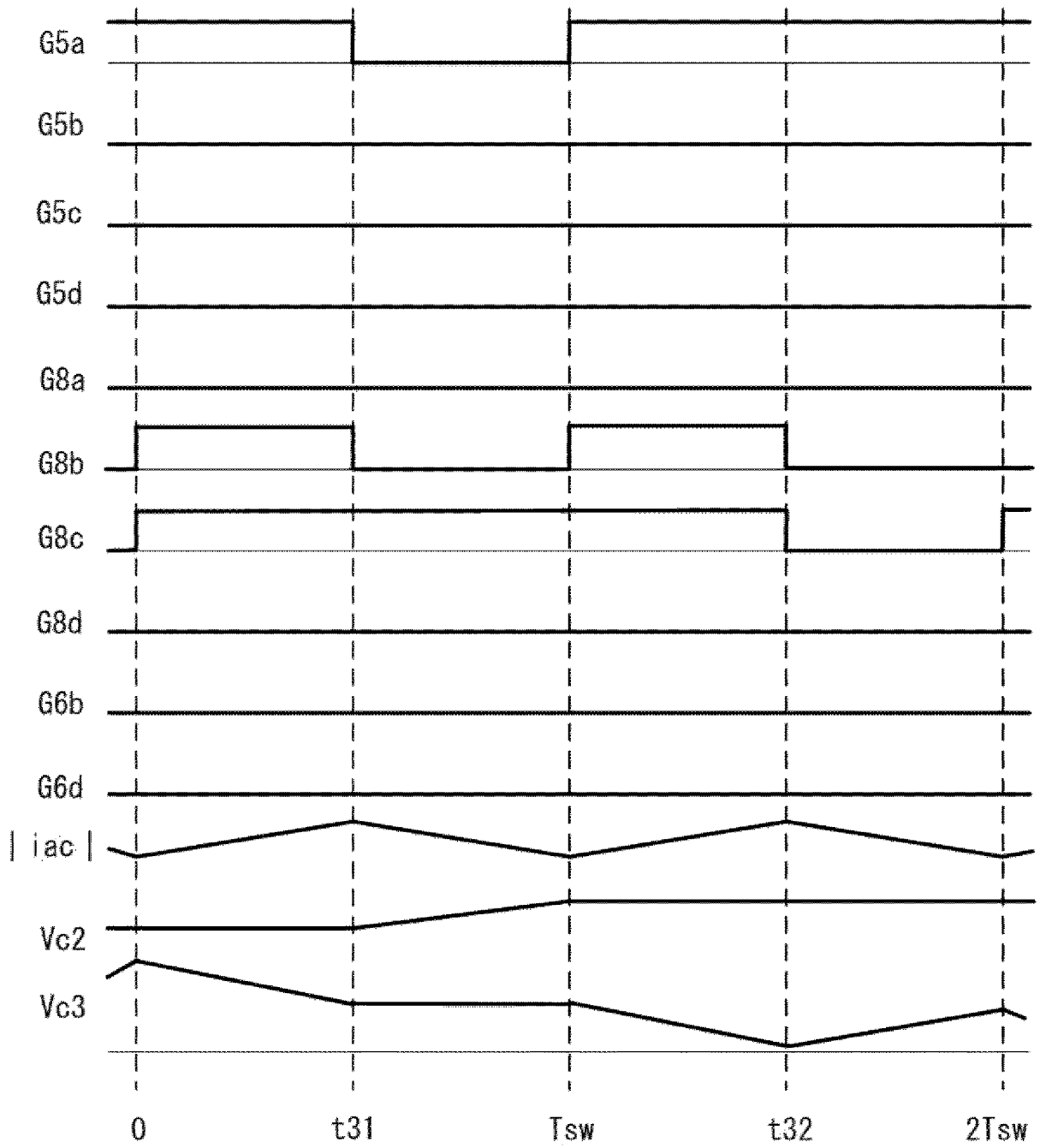
[図158]

図158



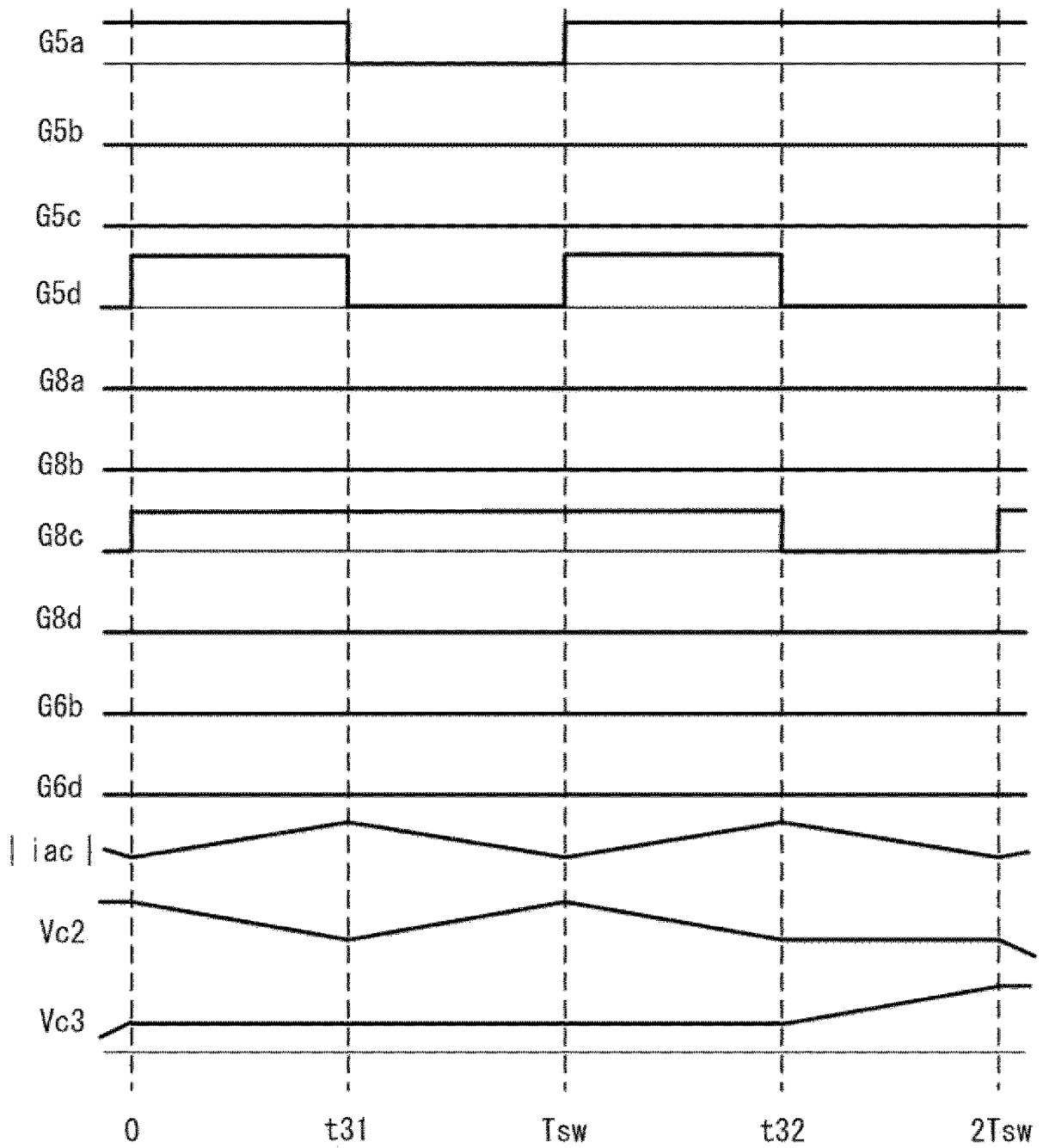
[図159]

図159



[図160]

図160



[图161]

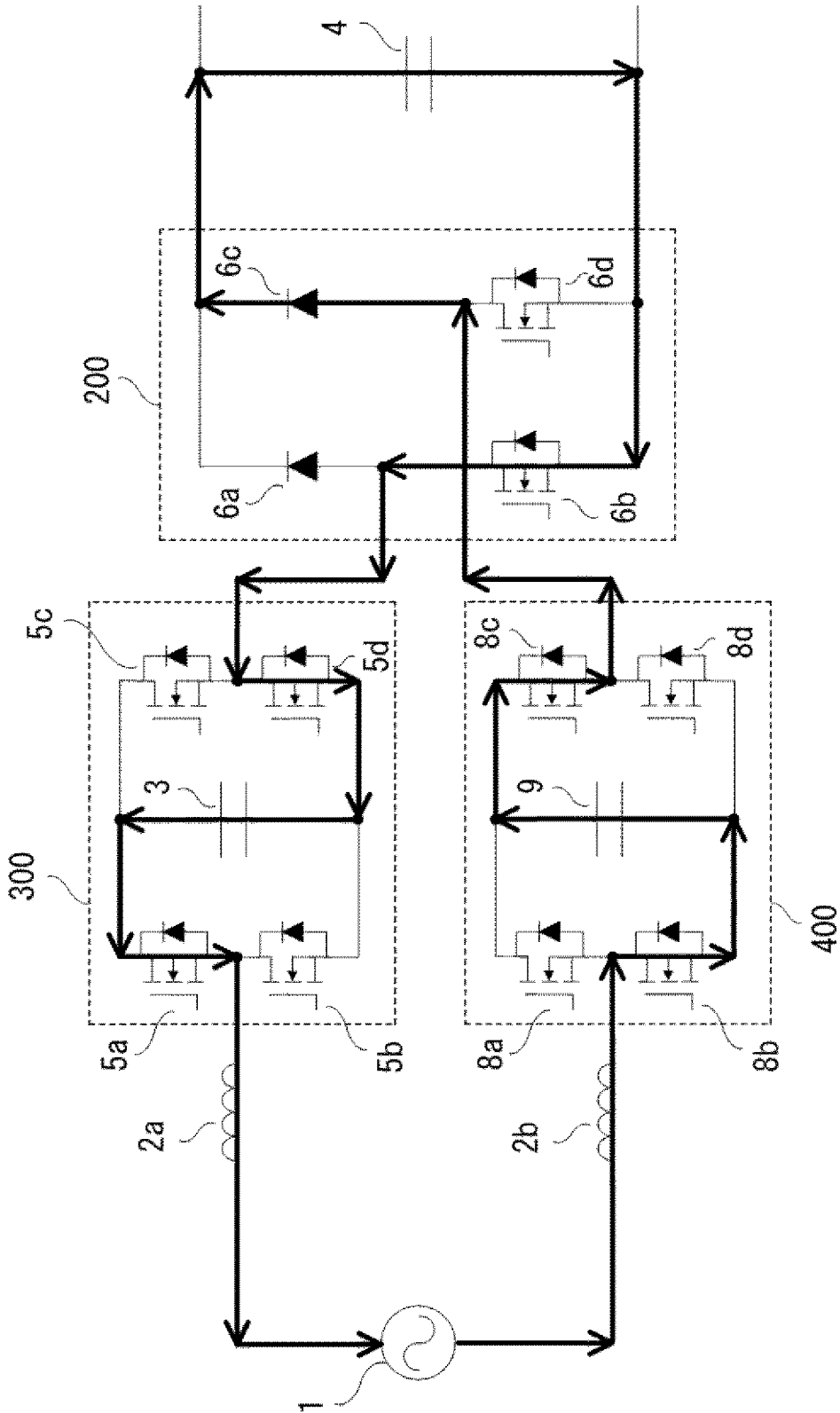
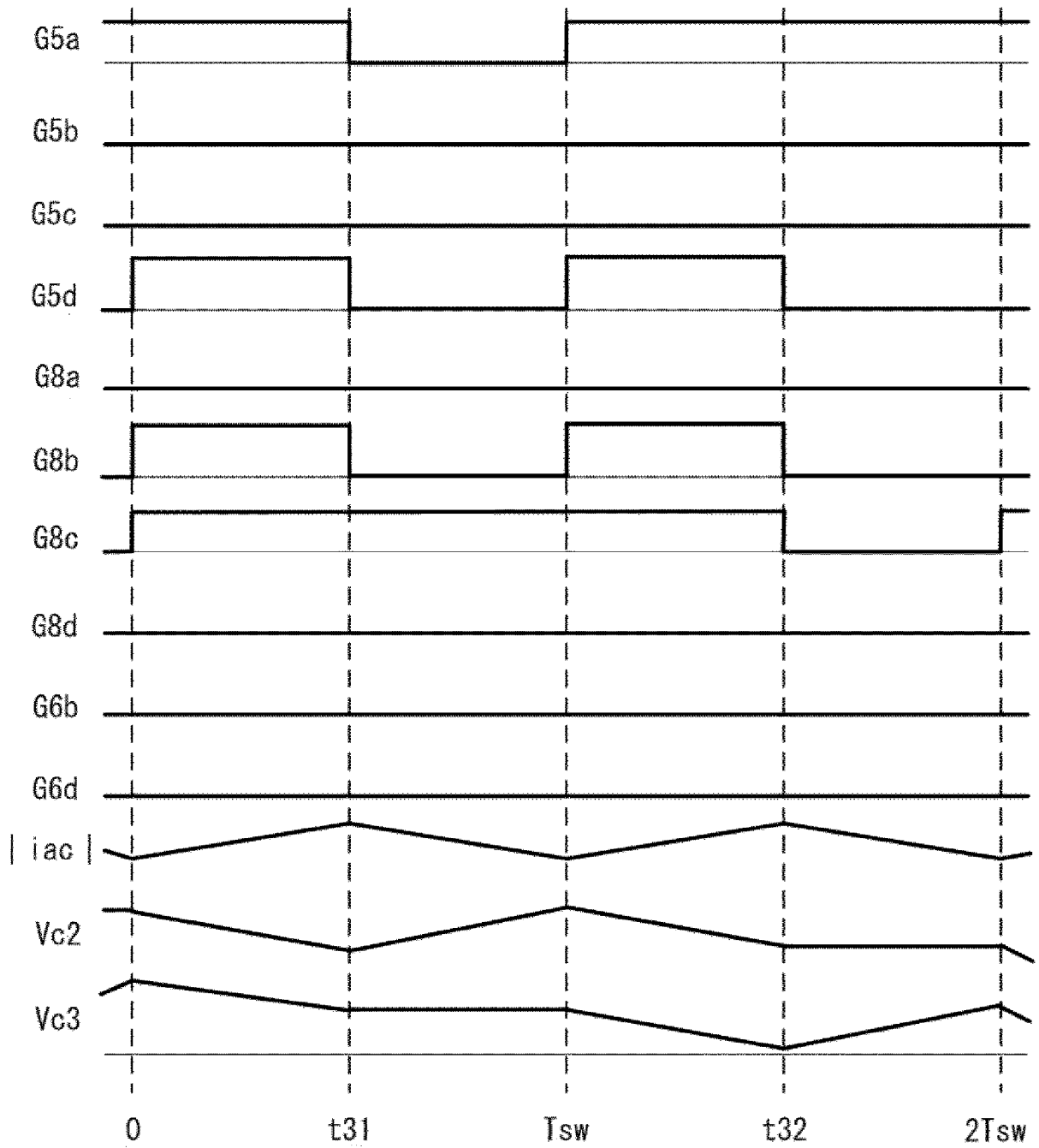


图161

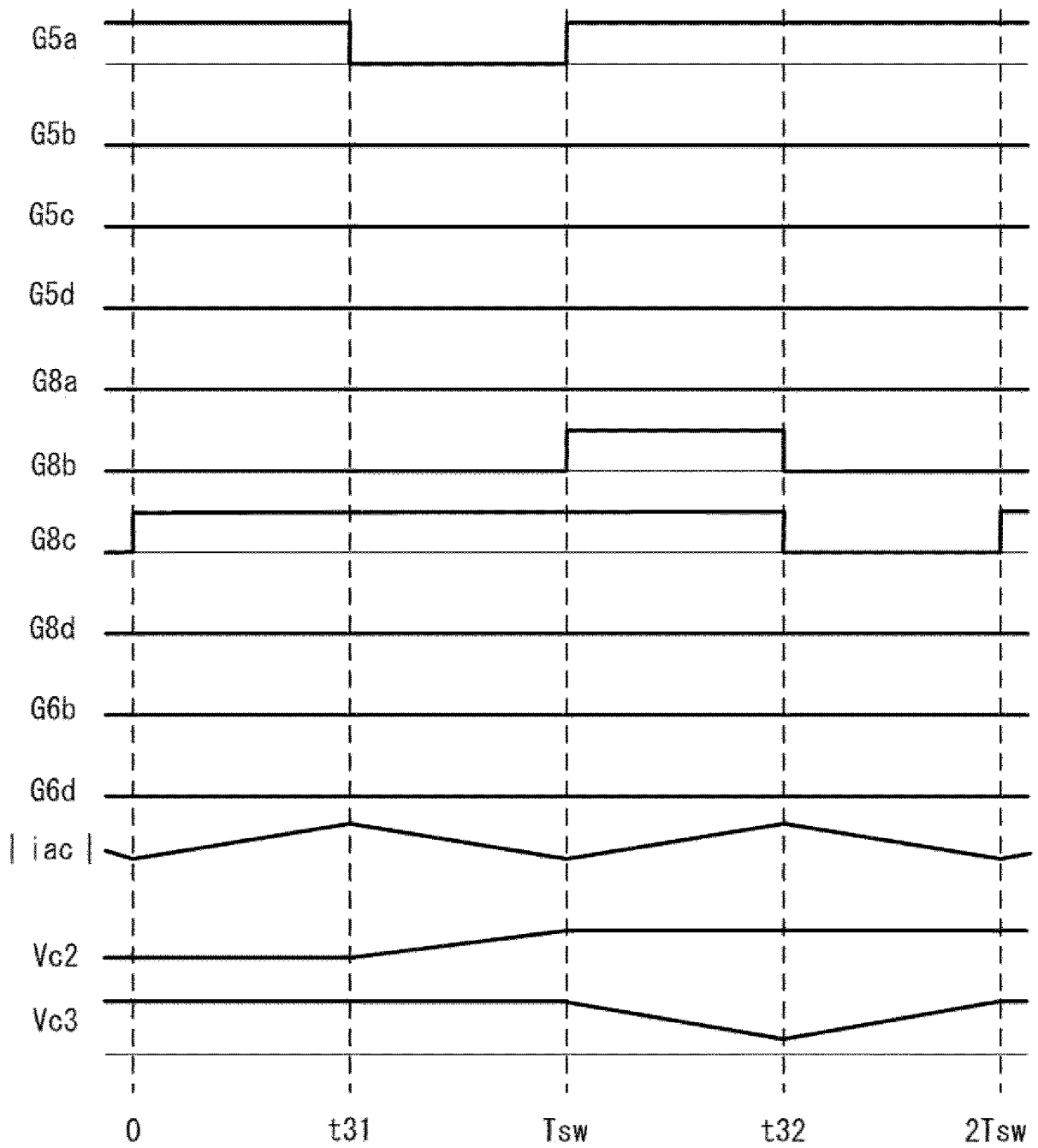
[図162]

図162



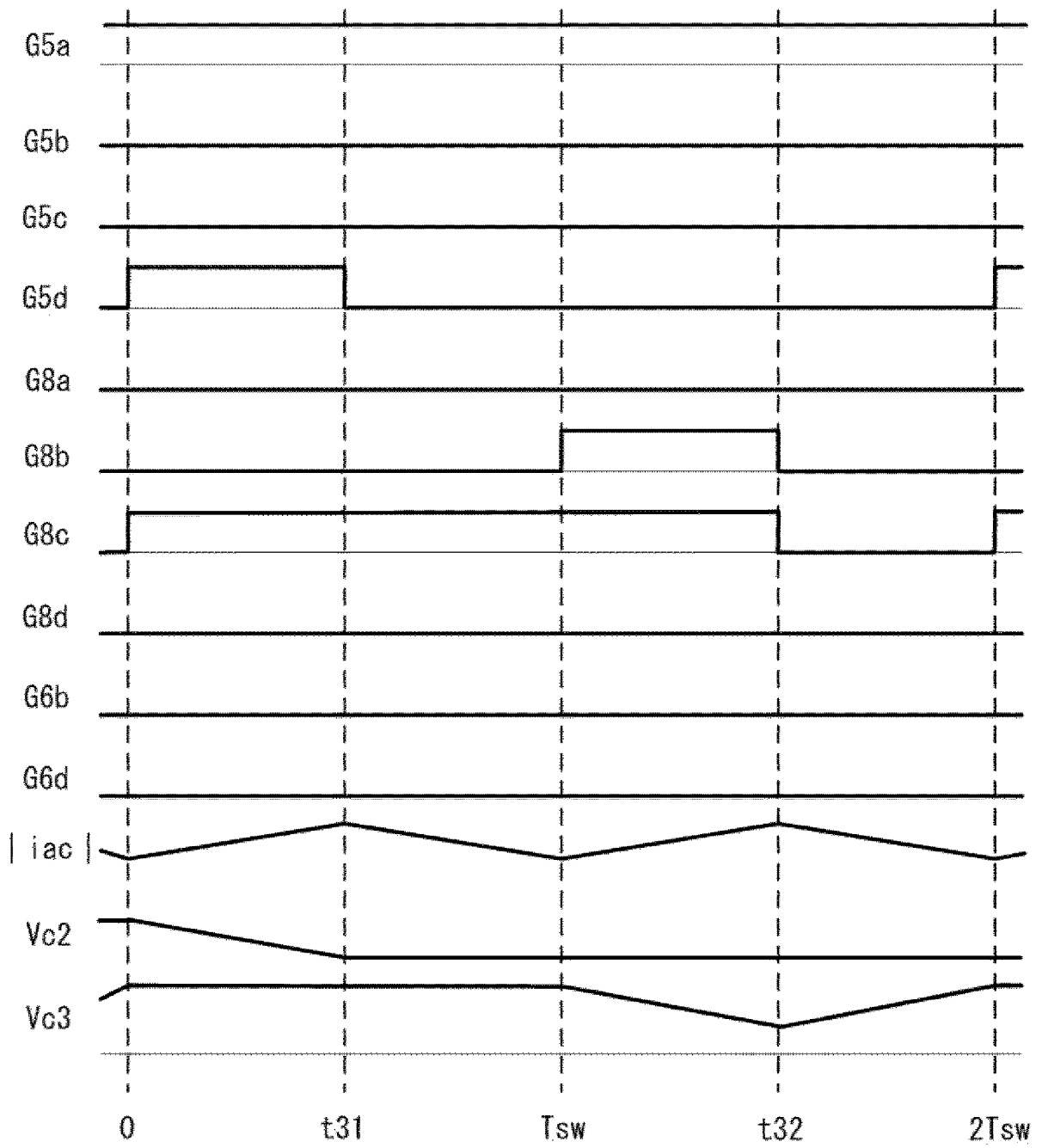
[図163]

図163



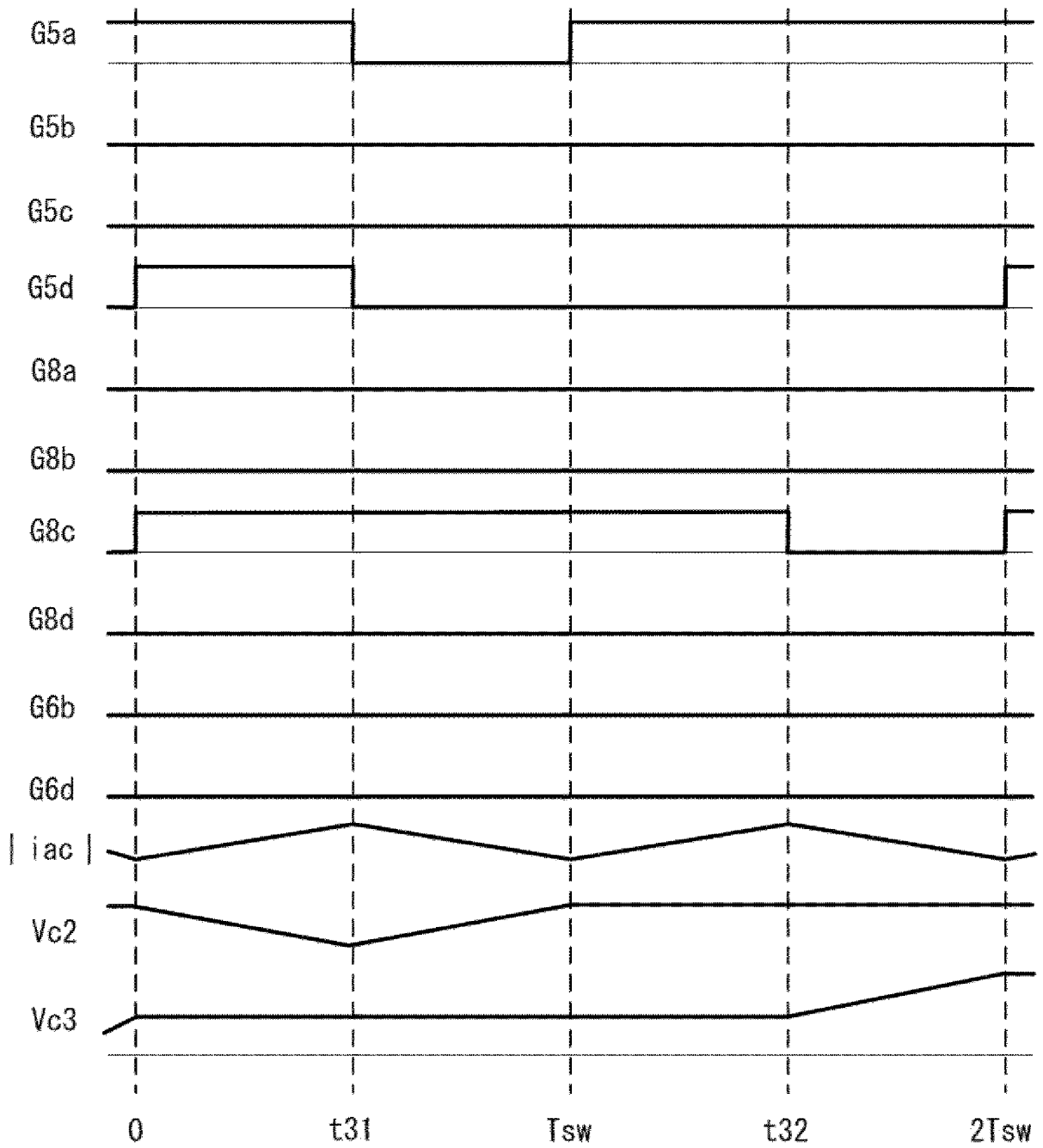
[図164]

図164



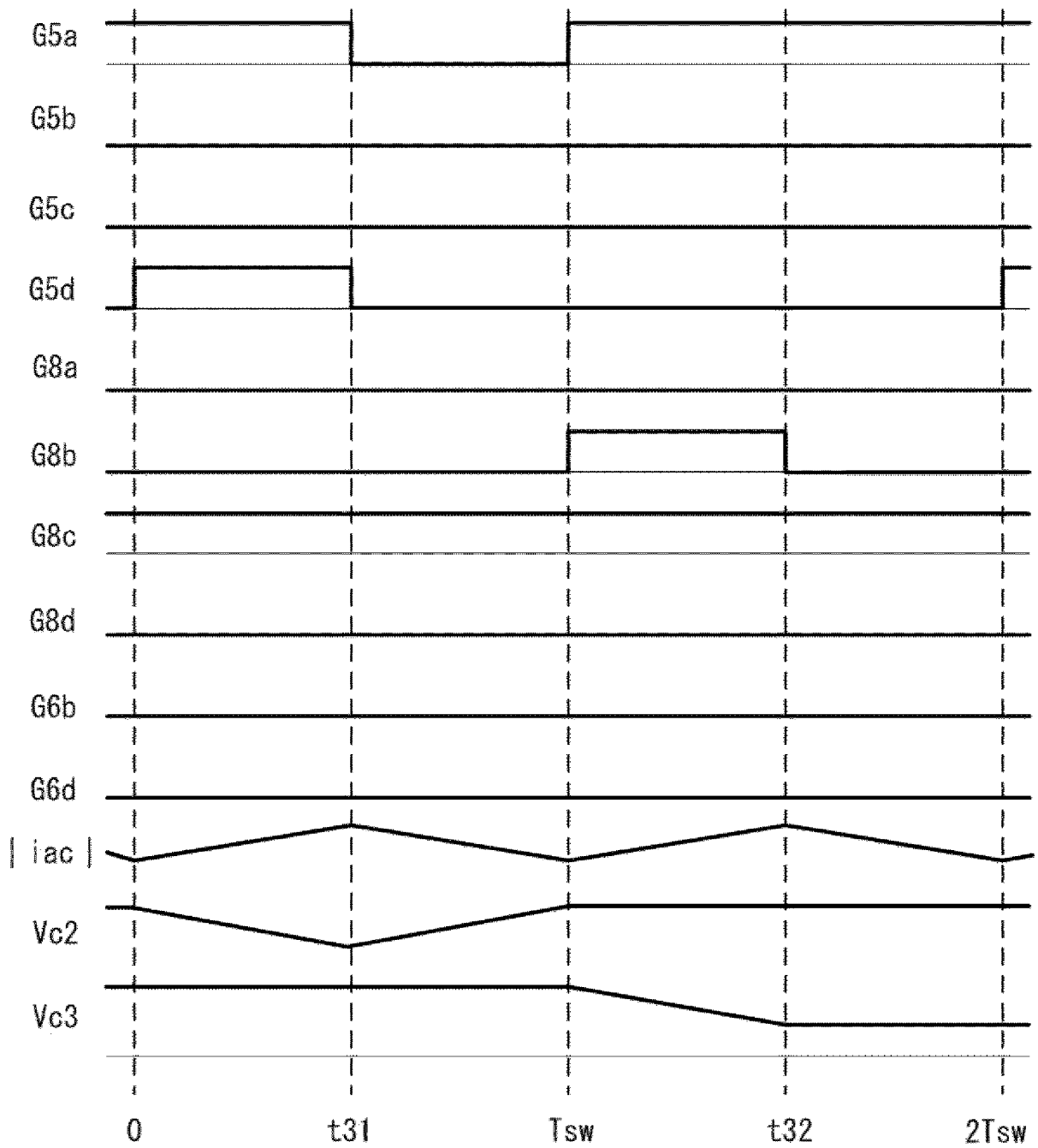
[図165]

図165



[図166]

図166



[図167]

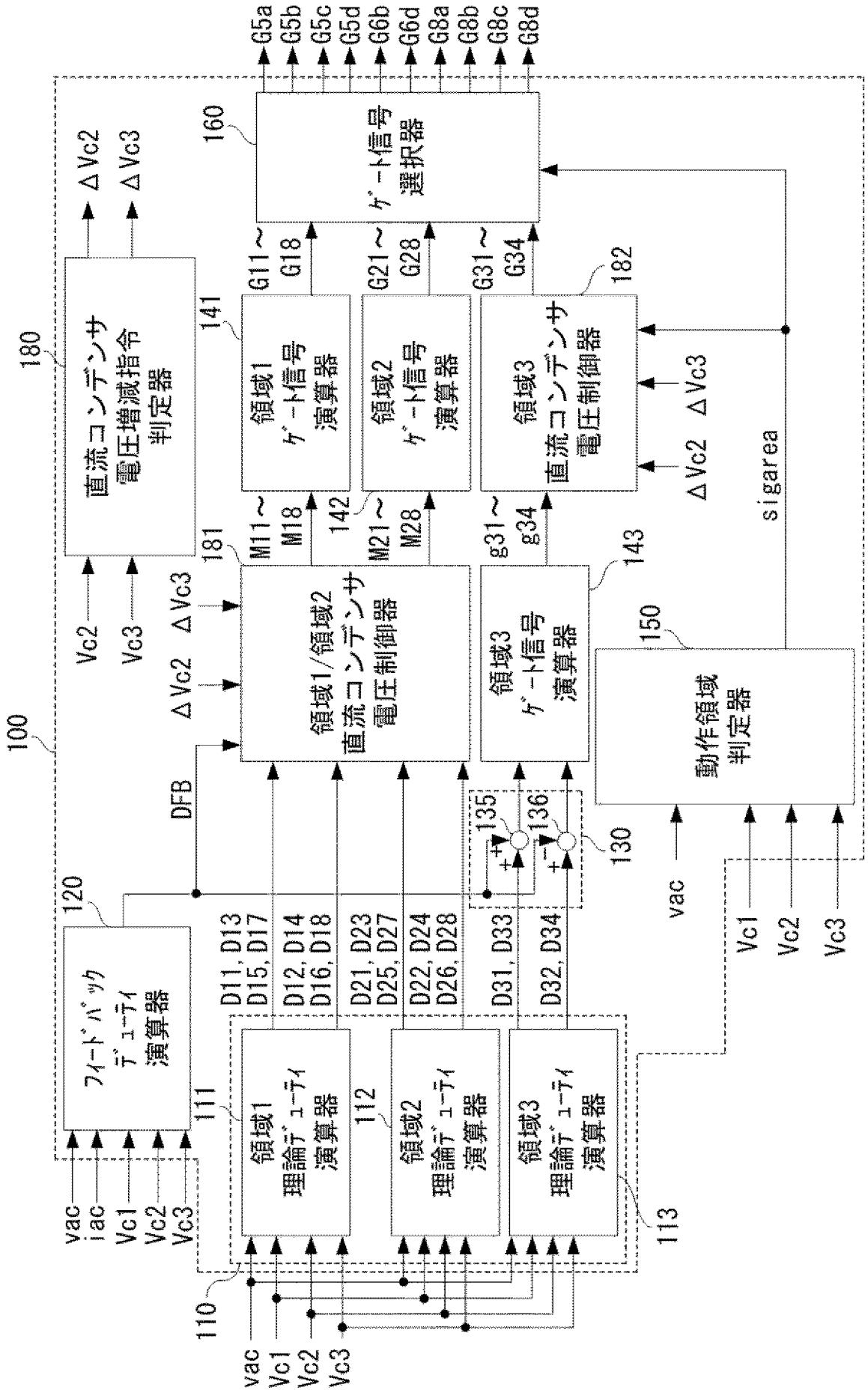


図167

[圖168]

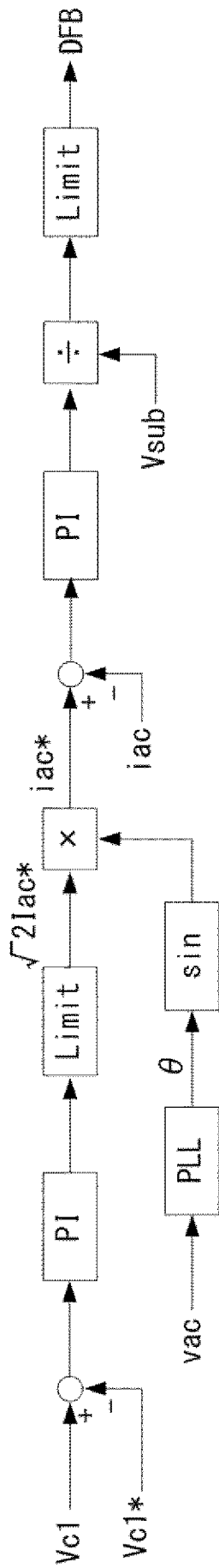
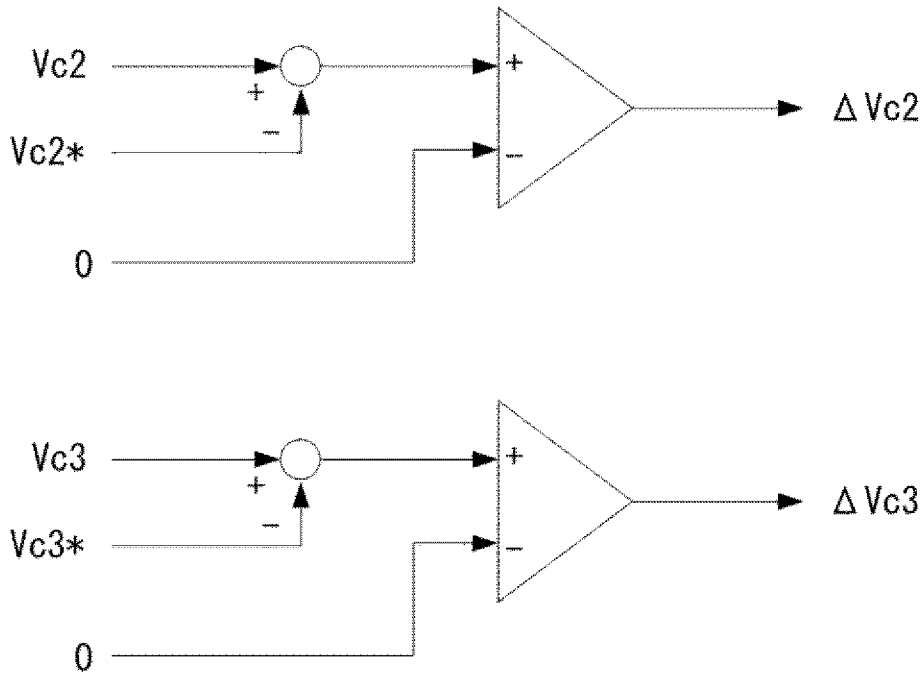


圖168

[図169]

図169



[図170]

図170

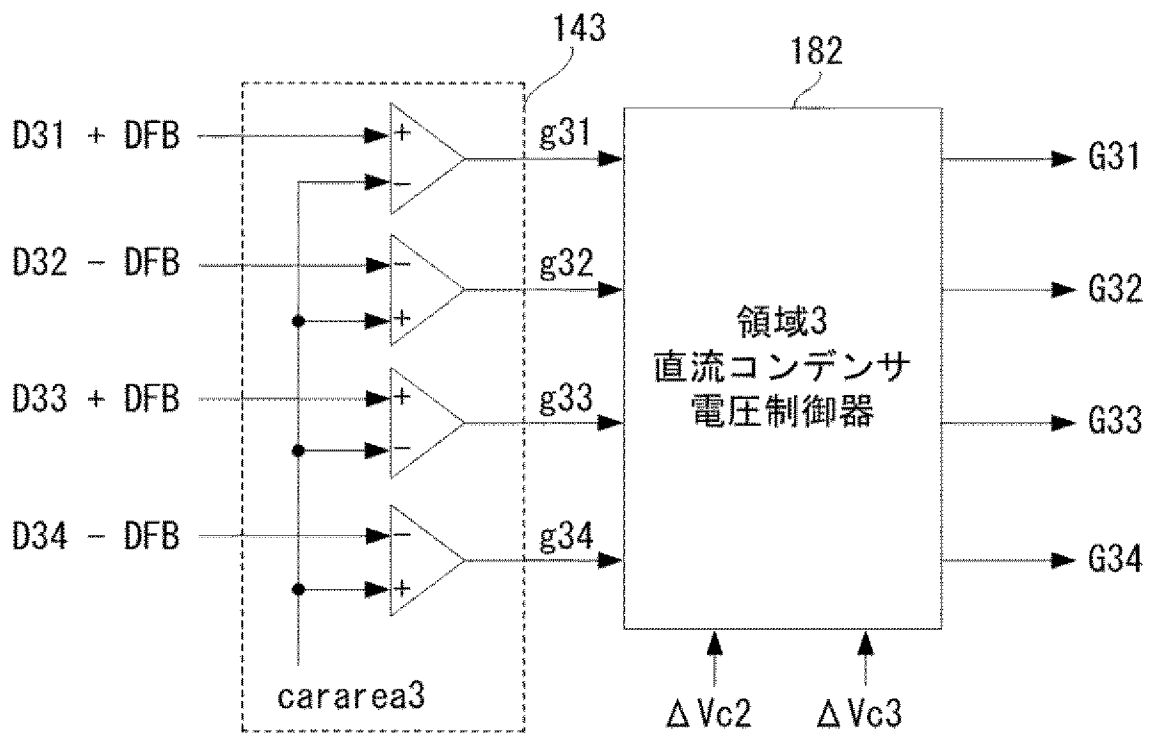
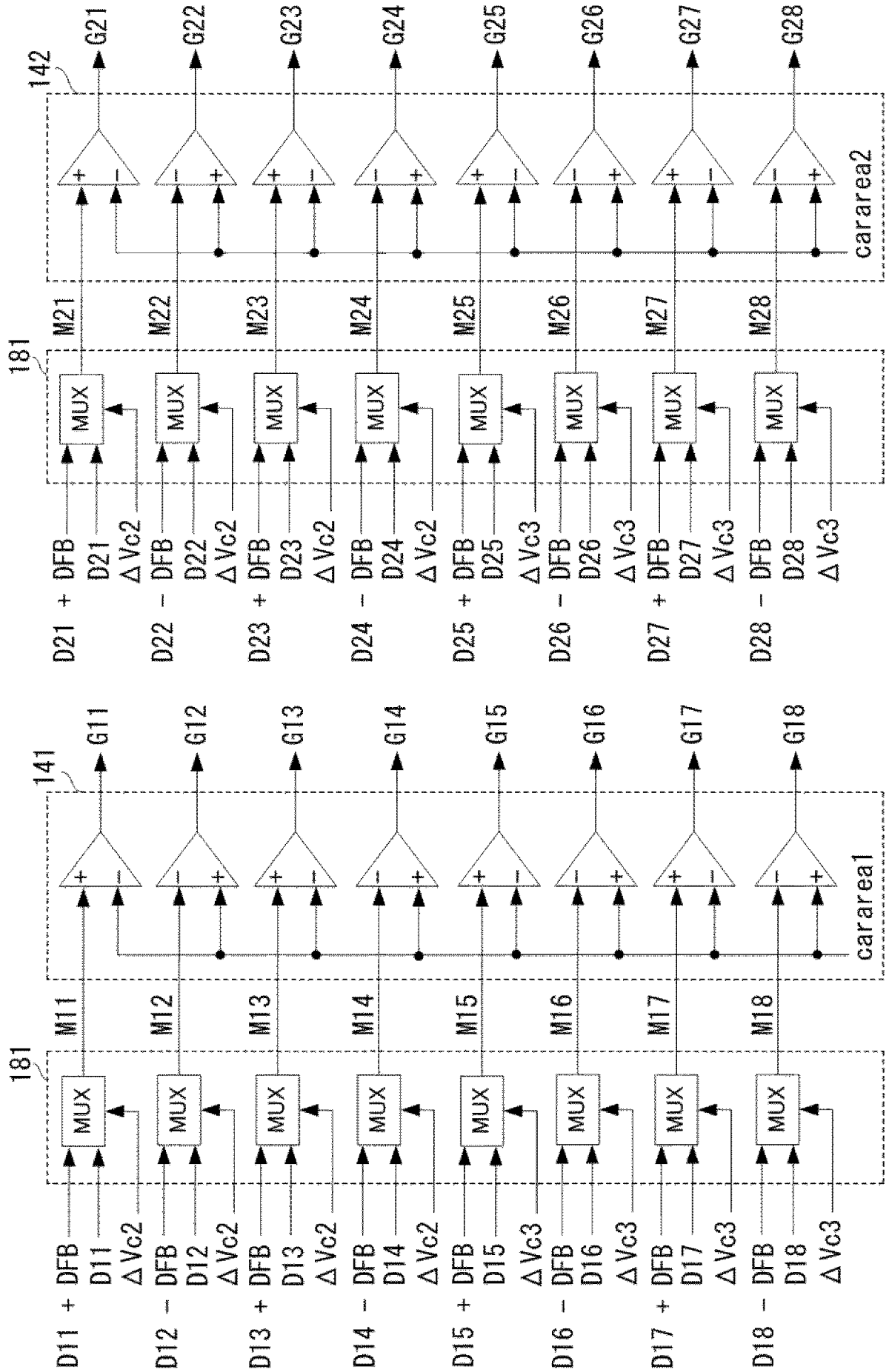


图171



**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

International application No.  
PCT/JP2016/075181

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**  
H02M7/12(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)  
H02M1/00-7/00

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	1996-2016
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2016	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2016

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	WO 2013/035383 A1 (Mitsubishi Electric Corp.), 14 March 2013 (14.03.2013), paragraphs [0009] to [0046]; fig. 1 to 12 & JP 5631499 B2 & US 2014/0233279 A1 paragraphs [0035] to [0100]; fig. 1 to 12 & CN 103782500 A	1, 11-16 2-10, 17-19
Y A	WO 2015/174123 A1 (Mitsubishi Electric Corp.), 19 November 2015 (19.11.2015), paragraphs [0009] to [0058]; fig. 1 to 15 (Family: none)	1, 11-16 2-10, 17-19

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

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 26 October 2016 (26.10.16)	Date of mailing of the international search report 08 November 2016 (08.11.16)
---	---

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/JP2016/075181

## C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2013-17346 A (Mitsubishi Electric Corp.), 24 January 2013 (24.01.2013), paragraphs [0018] to [0023], [0070] to [0073]; fig. 1, 12 & US 2013/0336028 A1 paragraphs [0032] to [0037], [0084] to [0087]; fig. 1, 12 & WO 2013/005457 A1 & EP 2731248 A1 & CN 103493353 A	12-14
Y	JP 2009-95159 A (Mitsubishi Electric Corp.), 30 April 2009 (30.04.2009), paragraphs [0008] to [0009]; fig. 1 (Family: none)	15-16
Y	WO 2010/082265 A1 (Mitsubishi Electric Corp.), 22 July 2010 (22.07.2010), paragraphs [0009] to [0013]; fig. 1 & JP 5269102 B2 & US 2011/0280049 A1 paragraphs [0023] to [0030]; fig. 1 & CN 102282750 A	15-16

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） Int.Cl. H02M7/12(2006.01)i		
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. H02M1/00-7/00		
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 1971-2016年 日本国実用新案登録公報 1996-2016年 日本国登録実用新案公報 1994-2016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	WO 2013/035383 A1（三菱電機株式会社）2013.03.14, 段落[0009]－[0046], [図1]－[図12] & JP 5631499 B2 & US 2014/0233279 A1, 段落[0035]－[0100], 図1－12 & CN 103782500 A	1, 11-16 2-10, 17-19
Y A	WO 2015/174123 A1（三菱電機株式会社）2015.11.19, 段落[0009]－[0058], [図1]－[図15]（ファミリーなし）	1, 11-16 2-10, 17-19
<input checked="" type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <span style="margin-left: 100px;"><input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。</span>		
* 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 26.10.2016	国際調査報告の発送日 08.11.2016	
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） 東 昌秋 電話番号 03-3581-1101 内線 3526	5G 3139

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	JP 2013-17346 A (三菱電機株式会社) 2013. 01. 24, 段落 [0018] - [0023], [0070] - [0073], [図1], [図12] & US 2013/0336028 A1, 段落[0032]-[0037], [0084]-[0087], 図1, 12 & WO 2013/005457 A1 & EP 2731248 A1 & CN 103493353 A	12-14
Y	JP 2009-95159 A (三菱電機株式会社) 2009. 04. 30, 段落 [0008] - [0009], [図1] (ファミリーなし)	15-16
Y	WO 2010/082265 A1 (三菱電機株式会社) 2010. 07. 22, 段落[0009]-[0013], [図1] & JP 5269102 B2 & US 2011/0280049 A1, 段落[0023]-[0030], 図1 & CN 102282750 A	15-16