

(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
2010年12月29日(29.12.2010)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2010/150909 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 7/12 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2010/060976
- (22) 国際出願日: 2010年6月28日(28.06.2010)
- (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 2009-152770 2009年6月26日(26.06.2009) JP
特願 2010-110435 2010年5月12日(12.05.2010) JP
- (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): 株式会社富士通ゼネラル(FUJITSU GENERAL LIMITED) [JP/JP]; 〒2138502 神奈川県川崎市高津区末長1116番地 Kanagawa (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 一木 敏(ICHIKI, Satoshi) [JP/JP]; 〒2138502 神奈川県川崎市高津区末長1116番地 株式会社富士通ゼネラル内 Kanagawa (JP).
- (74) 代理人: 酒井 宏明(SAKAI, Hiroaki); 〒1006020 東京都千代田区霞が関三丁目2番5号 霞が関ビルディング 酒井国際特許事務所 Tokyo (JP).

- (81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, 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, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

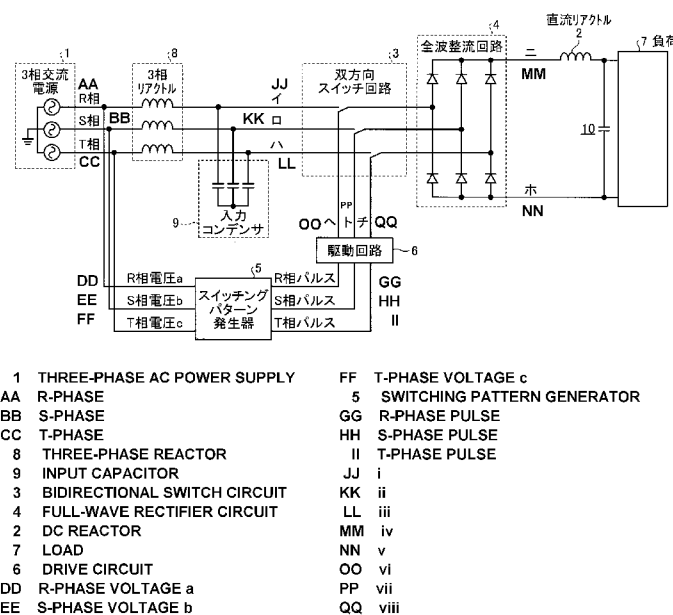
添付公開書類:

- 国際調査報告(条約第21条(3))

(54) Title: THREE-PHASE RECTIFIER

(54) 発明の名称: 3相整流器

[図1]



- | | |
|--------------------------------|-------------------------------|
| 1 THREE-PHASE AC POWER SUPPLY | FF T-PHASE VOLTAGE c |
| AA R-PHASE | 5 SWITCHING PATTERN GENERATOR |
| BB S-PHASE | GG R-PHASE PULSE |
| CC T-PHASE | HH S-PHASE PULSE |
| 8 THREE-PHASE REACTOR | II T-PHASE PULSE |
| 9 INPUT CAPACITOR | |
| 3 BIDIRECTIONAL SWITCH CIRCUIT | |
| 4 FULL-WAVE RECTIFIER CIRCUIT | |
| 2 DC REACTOR | |
| 7 LOAD | |
| 6 DRIVE CIRCUIT | |
| DD R-PHASE VOLTAGE a | |
| EE S-PHASE VOLTAGE b | |

(57) Abstract: A three-phase rectifier converts a three-phase AC power supplied from a three-phase AC power supply to a DC power and comprises a full-wave rectifier circuit, a bidirectional switch circuit, and a control means. The full-wave rectifier circuit rectifies the three-phase AC power to a DC power. The bidirectional switch circuit turns on/off the input of each phase input from the three-phase AC power supply to the full-wave rectifier circuit. The control means detects the voltage of each phase of the three-phase AC power supply, generates, based on the detected voltage of each phase, a switching pattern of each phase used for turning on/off the bidirectional switch circuit, and controls the switching of the bidirectional switch circuit on the basis of the generated switching pattern.

(57) 要約: 3相整流器は、3相交流電源から供給される3相交流電力を直流電力に変換する3相整流器において、前記3相交流電力を直流電力に整流する全波整流回路と、前記3相交流電源から前記全波整流回路への各相の入力をON/OFFする双方向スイッチ回路と、前記3相交流電源の各相の電圧を検出して、各

相の検出電圧に基づいて、前記双方向スイッチ回路をON/OFFさせるための各相のスイッチングパターンを生成し、生成したスイッチングパターンに基づいて、前記双方向スイッチ回路をスイッチング制御する制御手段と、を備えている。

WO 2010/150909 A1

明 細 書

発明の名称 : 3相整流器

技術分野

[0001] 本発明は、3相交流電力を直流電力に変換する3相整流器に関する。

背景技術

[0002] 従来、3相交流電力を直流電力に変換する方式として、一般的に、3相全波整流方式が使用されている。しかしながら、3相全波整流方式では、各相の電位は、1周期の間に他の2相の電位の間電位になる場合が、 60° 区間幅で2回あり、この区間では、電流が流れない不導通区間となるため、入力電流は高調波電流を含む波形になる。また、その直流電圧は、入力線間電圧の最大電圧をなぞるため、脈動する波形となる。

[0003] 入力の不導通区間を少なくし、高調波電流を低減する方法として、いわゆるパッシブな方法は、大容量のリアクトルを入力に接続して電力を蓄積し、不導通区間に放出することで不導通区間を少なくする方法が使用される。また、入力の不導通区間を少なくする方法として、いわゆるアクティブな方法は、半導体を使用して、PFC回路や、PWM整流回路を構成し、小容量のリアクトルで入力の不導通区間を補償する方法が使用されている。また、直流電圧リップルを除去する方法は、パッシブおよびアクティブのいずれの方法も大容量のコンデンサを直流側に接続して行っている。

[0004] 従来の方法のうち、パッシブな方式では、電力の蓄積が必要となる。この方式では、電力の蓄積に大容量のリアクトルとコンデンサが必要となるため、高価かつ回路規模が大型化するという問題がある。

[0005] 他方、アクティブな方式では、一般的に、直流電圧を検出して入力電流を制御するため、直流電圧の安定が必要であり、負荷変動や入力電圧変動に伴う直流電圧の変動を考慮して、電力の蓄積要素としての直流中間コンデンサを選定する必要があるため、その容量の小型化には限度があるという問題がある。また、制御が複雑であったり、昇圧機能のみであるので、負荷の耐圧

として大きいものを使用するため、高価となるという問題がある。

- [0006] 上記以外のアクティブな方式に使用される電流形の３相降圧形整流器として、例えば、特許文献１，２が公知である。特許文献１では、自己消弧スイッチング素子により電流型の降圧コンバータを構成し、全パルスOFFまたは短絡パルスにより直流電圧を０にする区間を整流器出力に挿入することで直流電圧の平滑化と高周波電流の低減を行っている。特許文献２では、この方式の直流リアクトルを小型化することを提案している。しかしながら、これらの方式では、直流電圧を一定にすることを意図しておらず、電源周波数成分を完全になくすことができないため、電源周波数成分を吸収するリアクトル、コンデンサの容量は電源周波数（例えば、５０Ｈｚ）に対応した一定以上の大きさが必要になるという問題がある。

先行技術文献

特許文献

- [0007] 特許文献１：特開昭５９－１３９８６８号公報
特許文献２：特開２００５－１４３２１２号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

- [0008] 本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、容量の小さいコンデンサやリアクトルを使用した場合でも、直流電圧の脈動や入力電流の高調波を低減することが可能な降圧型の３相整流器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

- [0009] 上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明は、３相交流電源から供給される３相交流電力を直流電力に変換する３相整流器において、前記３相交流電力を直流電力に整流する全波整流回路と、前記３相交流電源から前記全波整流回路への各相の入力をON/OFFする双方向スイッチ回路と、前記３相交流電源の各相の電圧を検出して、各相の検出電圧に基づいて、前記双方向スイッチ回路をON/OFFさせるための各相のスイッチング

パターンを生成し、生成したスイッチングパターンに基づいて、前記双方向スイッチ回路をスイッチング制御する制御手段と、を備えたことを特徴とする。

[0010] また、本発明の好ましい態様によれば、前記各相のスイッチングパターンは、所定のスイッチング周期を有しており、前記制御手段は、前記 3 相電源の各相の電圧の最大電位相、中間電位相、および最小電位相を検出し、最大電位相および最小電位相の場合は、それぞれの電位に比例する時間 ON となり、かつ、前記スイッチング周期内で少なくとも一方は ON となるスイッチングパターンを生成し、また、中間電位相の場合は、常に ON となるスイッチングパターンを生成することが望ましい。

[0011] また、本発明の好ましい態様によれば、前記 3 相交流電源と前記双方向スイッチ回路との間にコンデンサを接続することが望ましい。

[0012] また、本発明の好ましい態様によれば、前記全波整流回路と負荷との間に、直流リアクトルを接続することが望ましい。

[0013] また、本発明の好ましい態様によれば、前記制御手段は、各相の電圧の大小関係により、複数のモードに区分し、各モードで各相毎に、異なるスイッチングパターンを生成し、前記スイッチングパターンは、全モードで同一の相は、同一の規則性のあるパターンであることが望ましい。

[0014] また、本発明の好ましい態様によれば、前記各相のスイッチングパターンは、所定のスイッチング周期を有しており、前記制御手段は、各スイッチング周期内で、少なくとも 2 つの相が OFF する期間を導入することが望ましい。

[0015] また、本発明の好ましい態様によれば、前記制御手段は、1 相のスイッチングパターンに 0 電圧を挿入することが望ましい。

発明の効果

[0016] 本発明にかかる 3 相整流器によれば、3 相交流電源から供給される 3 相交流電力を直流電力に変換する 3 相整流器において、前記 3 相交流電力を直流電力に整流する全波整流回路と、前記 3 相交流電源から前記全波整流回路へ

の各相の入力をON/OFFする双方向スイッチ回路と、前記3相交流電源の各相の電圧を検出して、各相の検出電圧に基づいて、前記双方向スイッチ回路をON/OFFさせるための各相のスイッチングパターンを生成し、生成したスイッチングパターンに基づいて、前記双方向スイッチ回路をスイッチング制御する制御手段と、を備えているので、容量の小さいコンデンサやリアクトルを使用した場合でも、直流電圧の脈動や入力電流の高調波を低減することが可能な3相整流器を提供することが可能になるという効果を奏する。

図面の簡単な説明

[0017] [図1] 図1は、本実施の形態にかかる降圧型の3相整流器を適用した電力変換装置の一構成例を示す図である。

[図2] 図2は、双方向スイッチ回路の1つの相のスイッチの構成例を示す回路図である。

[図3] 図3は、スイッチングパターン発生器の構成例を示すブロック図である。

[図4] 図4は、スイッチングパターン発生器でスイッチングパターンを生成する場合に使用される鋸歯状波1、2の波形例を示す図である。

[図5] 図5は、図3のパターン信号発生器の構成例を示す回路図である。

[図6] 図6は、図3の相電圧判別器の構成例を示す図である。

[図7] 図7は、R相電圧、S相電圧、T相電圧の各区間を説明するための図である。

[図8] 図8は、R、S、T相制御電圧 k_a 、 k_b 、 k_c と、鋸歯状波1、2と、R、S、T相パルスの一例を示す図である。

[図9] 図9は、図1の回路の直流電圧および直流電流のシミュレーション結果を示す図である。

[図10] 図10は、双方向スイッチ回路の他の構成例を示す回路図である。

[図11-1] 図11-1は、モードI、IIにおける実施の形態1での、R、S、T相制御電圧 k_a 、 k_b 、 k_c と、鋸歯状波1、2と、R、S、T相パル

スの一例を示す図である。

[図11-2]図11-2は、モードIII、IVにおける実施の形態1での、R、S、T相制御電圧 k_a 、 k_b 、 k_c と、鋸歯状波1、2と、R、S、T相パルスの一例を示す図である。

[図11-3]図11-3は、モードV、VIにおける実施の形態1での、R、S、T相制御電圧 k_a 、 k_b 、 k_c と、鋸歯状波1、2と、R、S、T相パルスの一例を示す図である。

[図12]図12は、実施の形態2に係るスイッチングパターン発生器の一例を示すブロック図である。

[図13]図13は、鋸歯状波発生器で生成される鋸歯状波1、2の波形例を示す図である。

[図14]図14は、相電圧判別器の構成例を示す図である。

[図15]図15は、パターン信号発生器の構成例を示す図である。

[図16]図16は、モードII、Vにおける、変調波形と、鋸歯状波と、R、S、T相パルスの一例を示す図である。

[図17]図17は、モードI、IVにおける、変調波形と、鋸歯状波と、R、S、T相パルスの一例を示す図である。

[図18]図18は、モードIII、VIにおける、変調波形と、鋸歯状波と、R、S、T相パルスの一例を示す図である。

[図19]図19は、実施の形態1の回路構成において、入力コンデンサ $=3\mu\text{F}$ 、スイッチング周波数 $=20\text{kHz}$ とした場合のシミュレーション結果を示す図である。

[図20]図20は、実施の形態1の回路構成において、入力コンデンサ $=9\mu\text{F}$ 、スイッチング周波数 $=50\text{kHz}$ とした場合のシミュレーション結果を示す図である。

[図21]図21は、実施の形態2の回路構成において、入力コンデンサ $=3\mu\text{F}$ 、スイッチング周波数 $=20\text{kHz}$ とした場合のシミュレーション結果を示す図である。

[図22] 図 2 2 は、双方向スイッチ回路の他の構成例を示す回路図である。

符号の説明

- [0018]
- 1 3相交流電源
 - 2 直流リアクトル
 - 3 双方向スイッチ回路
 - 4 全波整流回路
 - 5 スイッチングパターン発生器
 - 6 駆動回路
 - 7 負荷
 - 8 3相リアクトル
 - 9 入力コンデンサ
 - 11 パターン信号発生器
 - 12 電圧設定器
 - 13 相電圧判別器
 - 14R~14T、15R~15T コンパレータ
 - 16R~16T、17R~17T、18R~18T AND回路
 - 19R~19T OR回路
 - 51 パターン信号発生器
 - 52 相電圧判別器
 - 53 直流電圧設定器
 - 54 鋸歯状波発生器
 - 55-1~55-3 コンパレータ
 - 56-1, 56-2 NOT回路
 - 57-1, 57-2 OR回路 57-1, 57-2と、OR回路57-1, 57-2
 - 58-1, 58-2 NOT回路
 - 59-1, 59-2 AND回路
 - 60R~60T AND回路

60S～60T OR回路

61～61T NAND回路

62R～62T AND回路

63R～63T R回路

61 AND回路

発明を実施するための形態

[0019] 以下に、この発明につき図面を参照しつつ詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。また、下記実施の形態における構成要素には、当業者が容易に想定できるものまたは実質的に同一のものが含まれる。

[0020] (実施の形態1)

[3相整流器の構成例]

図1は、実施の形態1にかかる降圧型の3相整流器を適用した電力変換装置の一構成例を示す図である。本実施の形態の電力変換装置は、図1に示すように、R、S、T相電圧を発生させる3相交流電源1と、3相交流電源1の出力側に接続された3相リアクトル8および入力コンデンサ9と、3相電圧を直流電圧に整流する、6つのダイオードを備えた全波整流回路4と、全波整流回路4の各相の入力をON/OFFする双方向スイッチ回路3と、3相の相電圧を検出して、双方向スイッチ回路3のスイッチングパターンを生成するスイッチングパターン発生器5と、スイッチングパターン発生器5で生成されたスイッチングパターンに基づいて、双方向スイッチ回路3のスイッチング素子をスイッチング制御する駆動回路6と、全波整流回路4の出力側に接続された直流リアクトル2およびコンデンサ10と、コンデンサ10に並列に接続され、直流電力が供給される負荷7とを備えている。

[0021] 上記構成において、スイッチングパターン発生器5および駆動回路6は、3相交流電源3の各相の電圧を検出して、各相の検出電圧に基づいて、双方向スイッチ回路3をON/OFFさせるための各相のスイッチングパターンを生成し、生成したスイッチングパターンに基づいて、双方向スイッチ回路

3をスイッチング制御する制御手段として機能する。

[0022] 図2は、双方向スイッチ回路3の1つの相のスイッチの構成例を示す回路図である。同図に示す双方向スイッチ回路3は、ダイオードとIGBT等のスイッチング素子とで構成される公知の回路であるので、その詳細な説明は省略する。

[0023] (スイッチングパターン発生器の構成例)

図3は、スイッチングパターン発生器5の一例を示すブロック図である。図4は、スイッチングパターン発生器5でスイッチングパターンを生成する場合に使用される鋸歯状波1、2の波形例を示す図である。図5は、スイッチングパターン発生器5のパターン信号発生器11の構成例を示す回路図である。図6は、スイッチングパターン発生器5の相電圧判別器13の構成例を示す図である。

[0024] スイッチングパターン発生器5は、直流電圧の脈動と入力電流の高調波を抑制するために、以下に説明するような、相双方向スイッチ回路3のスイッチングパターン(R、S、T相パルス)を生成する。スイッチングパターン発生器5は、スイッチング周期の立ち上がり等の所定のタイミングで、3相交流電源1の各相の電圧の最大電位相、中間電位相、および最小電位相をそれぞれ検出し、最大電位相および最小電位相の場合は、それぞれの電位に比例する時間ONとなり、かつ、スイッチング周期T内で少なくとも一方がONとなるスイッチングパターンを生成し、また、中間電位相の場合は、常にONとなるスイッチングパターンを生成する(後述する図8参照)。なお、スイッチング周期Tは、電源周波数(例えば、50Hz)に対して十分短い周期(例えば、 $1/100\text{kHz} = 10\mu\text{sec}$)に決定する。

[0025] スイッチングパターン発生器5は、図3に示すように、パターン信号発生器11と、電圧設定器12と、相電圧判別器13と、コンパレータ14R~Tと、コンパレータ15R~Tと、AND回路16R~Tと、AND回路17R~Tと、AND回路18R~Tと、OR回路19R~Tとを備えている。

- [0026] 電圧設定器 12 は、パターン信号発生器 11 に、直流電圧設定値（降圧したい目標の電圧）に応じて決定した直流電圧設定ゲイン k （但し、 $k = 0.5 \sim 1$ ）を設定する。
- [0027] パターン信号発生器 11 は、R、S、T 相電圧 a 、 b 、 c を $-1 \sim +1$ にそれぞれ規格化した後、電圧設定器 12 から入力される直流電圧設定ゲイン k （ $0.5 \sim 1$ ）との積を演算して、R 相、S 相、T 相制御電圧 $k a$ 、 $k b$ 、 $k c$ として出力する。
- [0028] 相電圧判別器 13 は、R、S、T 相電圧 a 、 b 、 c を比較して、いずれの相電圧が最大、最小、中間かを判別し、R、S、T 相の最大判定信号（最大の場合「1」、最大でない場合「0」）、最小判定信号（最小の場合「1」、最小でない場合「0」）、中間判定信号（中間の場合「1」、中間でない場合「0」）をそれぞれ出力する。
- [0029] コンパレータ 14 R~T は、R 相、S 相、T 相制御電圧 $k a$ 、 $k b$ 、 $k c$ と鋸歯状波 1（図 4 参照）とをそれぞれ比較して、比較信号を出力する。コンパレータ 15 R~T は、R 相、S 相、T 相制御電圧 $k a$ 、 $k b$ 、 $k c$ と鋸歯状波 2（図 4 参照）とをそれぞれ比較して、比較信号を出力する。AND 回路 16 R~T は、コンパレータ 14 R~T の比較信号と R、S、T 相最大判定信号との AND 演算をそれぞれ行う。AND 回路 17 R~T は、コンパレータ 15 R~T の比較信号と R、S、T 相最小判定信号との AND 演算をそれぞれ行う。AND 回路 18 R~T は、固定値「1」と R、S、T 相中間判定信号との AND 演算をそれぞれ行う。OR 回路 19 R~T は、AND 回路 16 R~18 R の出力、AND 回路 16 S~18 S の出力、AND 回路 16 T~18 T の出力をそれぞれ OR 演算して最終の R、S、T 相パルス（スイッチングパターン）として駆動回路 6 に出力する。
- [0030] R 相に関する動作を説明する。コンパレータ 14 R は、パターン信号発生器 11 から入力される R 相制御電圧 $k a$ と鋸歯状波 1 とを比較し、比較信号（R 相制御電圧 $k a >$ 鋸歯状波 1 の場合に「1」、R 相制御電圧 $k a \leq$ 鋸歯状波 1 の場合に「0」）を AND 回路 16 R に出力する。AND 回路 16 R

は、コンパレータ 14 R から入力される比較信号と、R 相最大判定信号との AND 演算を行って、OR 回路 19 R に出力する。

[0031] コンパレータ 15 R は、鋸歯状波 2 とパターン信号発生器 11 から入力される R 相制御電圧 k_a とを比較し、比較信号（鋸歯状波 2 $>$ R 相制御電圧 k_a の場合に「1」、鋸歯状波 2 $\leq$ R 相制御電圧 k_a の場合に「0」）を AND 回路 17 R に出力する。AND 回路 17 R は、コンパレータ 15 R から入力される比較信号と、R 相最小判定信号との AND 演算を行って、OR 回路 19 R に出力する。

[0032] AND 回路 18 R は、固定信号「1」と R 相中間判別信号との AND 演算を行って、OR 回路 19 R に出力する。OR 回路 19 R は、AND 回路 16 R ~ 18 R の出力を OR 演算して最終の R 相パルスとして出力する。

[0033] S 相に関する動作を説明する。コンパレータ 14 S は、パターン信号発生器 11 から入力される S 相制御電圧 k_b と鋸歯状波 1 とを比較し、比較信号（S 相制御電圧 k_b $>$ 鋸歯状波 1 の場合に「1」、S 相制御電圧 k_b $\leq$ 鋸歯状波 1 の場合に「0」）を AND 回路 16 S に出力する。AND 回路 16 S は、コンパレータ 14 S から入力される比較信号と、S 相最大判定信号との AND 演算を行って、OR 回路 19 S に出力する。

[0034] コンパレータ 15 S は、鋸歯状波 2 とパターン信号発生器 11 から入力される S 相制御電圧 k_b とを比較し、比較信号（鋸歯状波 2 $>$ S 相制御電圧 k_b の場合に「1」、鋸歯状波 2 $\leq$ S 相制御電圧 k_b の場合に「0」）を AND 回路 17 S に出力する。AND 回路 17 S は、コンパレータ 15 S から入力される比較信号と、S 相最小判定信号との AND 演算を行って、OR 回路 19 S に出力する。

[0035] AND 回路 18 S は、固定信号「1」と S 相中間判別信号との AND 演算を行って、OR 回路 19 S に出力する。OR 回路 19 S は、AND 回路 16 S ~ 18 S の出力を OR 演算して最終の S 相パルスとして出力する。

[0036] T 相に関する動作を説明する。コンパレータ 14 T は、パターン信号発生器 11 から入力される T 相制御電圧 k_c と鋸歯状波 1 とを比較し、比較信号

(T 相制御電圧 $k_c >$ 鋸歯状波 1 の場合に「1」、 T 相制御電圧 $k_c \leq$ 鋸歯状波 1 の場合に「0」) を AND 回路 16 T に出力する。AND 回路 16 T は、コンパレータ 14 T から入力される比較信号と、 T 相最大判定信号との AND 演算を行って、OR 回路 19 T に出力する。

[0037] コンパレータ 15 T は、鋸歯状波 2 とパターン信号発生器 11 から入力される T 相制御電圧 k_c とを比較し、比較信号 (鋸歯状波 2 $>$ S 相制御電圧 k_c の場合に「1」、鋸歯状波 2 $\leq$ T 相制御電圧 k_c の場合に「0」) を AND 回路 17 T に出力する。AND 回路 17 T は、コンパレータ 15 T から入力される比較信号と、 T 相最小判定信号との AND 演算を行って、OR 回路 19 T に出力する。

[0038] AND 回路 18 T は、固定信号「1」と T 相中間判別信号との AND 演算を行って、OR 回路 19 T に出力する。OR 回路 19 T は、AND 回路 16 T ~ 18 T の出力を OR 演算して最終の T 相パルスとして出力する。

[0039] パターン信号発生器 11 は、図 5 に示すように、 R 、 S 、 T 相電圧 a 、 b 、 c と電圧設定器 12 から出力される直流電圧制御ゲイン k とをそれぞれ乗算して、 R 相、 S 相、 T 相制御パターン k_a 、 k_b 、 k_c をそれぞれ出力する乗算器 30 R、30 S、30 T を備えている。

[0040] 相電圧判別器 13 は、図 6 に示すように、コンパレータ 40 R、40 S、40 T と、AND 回路 41 R、41 S、41 T と、AND 回路 42 R、42 S、42 T と、NOR 回路 43 R、43 S、43 T とを備えている。

[0041] コンパレータ 40 R は、 R 相電圧 a と S 相電圧 b とを比較して、比較信号 (R 相電圧 $a >$ S 相電圧 b の場合に「1」、 R 相電圧 $a \leq$ S 相電圧 b の場合に「0」) を AND 回路 41 R、42 S、41 T、42 T に出力する。コンパレータ 40 S は、 S 相電圧 b と T 相電圧 c とを比較して、比較信号 (S 相電圧 $b >$ T 相電圧 c の場合に「1」、 R 相電圧 $a \leq$ T 相電圧 c の場合に「0」) を AND 回路 41 R、42 R、41 S、42 T に出力する。コンパレータ 40 T は、 T 相電圧 c と R 相電圧 a とを比較して、比較信号 (T 相電圧 $c >$ R 相電圧 a の場合に「1」、 T 相電圧 $c \leq$ R 相電圧 a の場合に「0」) を

AND回路42R、41S、42S、41Tに出力する。

[0042] AND回路41Rは、コンパレータ40Rの比較信号とコンパレータ40Sの比較信号とのAND演算結果をR相最大判定信号として出力する。AND回路42Rは、コンパレータ40Sの比較信号とコンパレータ40Tの比較信号とのAND演算結果をR相最小判定信号として出力する。AND回路41Sは、コンパレータ40Sの比較信号とコンパレータ40Tの比較信号とのAND演算結果をS相最大判定信号として出力する。AND回路42Sは、コンパレータ40Tの比較信号とコンパレータ40Rの比較信号とのAND演算結果をS相最小判定信号として出力する。AND回路41Tは、コンパレータ40Tの比較信号とコンパレータ40Rの比較信号とのAND演算結果をT相最大判定信号として出力する。AND回路42Tは、コンパレータ40Rの比較信号とコンパレータ40Sの比較信号とのAND演算結果をT相最小判定信号として出力する。

[0043] NOR回路43Rは、R相最大判定信号とR相最小判定信号とのNOR演算結果をR相中間判定信号として出力する。NOR回路43Sは、S相最大判定信号とS相最小判定信号とのNOR演算結果をS相中間判定信号として出力する。NOR回路43Tは、T相最大判定信号とT相最小判定信号とのNOR演算結果をT相中間判定信号として出力する。

[0044] [実施の形態1による直流電圧の脈動と入力電流の高調波の低減原理]

つぎに、本実施の形態での直流電圧の脈動と入力電流の高調波を低減する原理を説明する。本実施の形態では、スイッチングパターン発生器5および駆動回路6によって、双方向スイッチ回路3を以下のようにスイッチングすることで、直流電圧の脈動と入力電流の高調波を低減している。図7は、R相電圧、S相電圧、T相電圧の各区間を説明するための図である。図8は、R、S、T相制御電圧 k_a 、 k_b 、 k_c と、鋸歯状波1、2と、R、S、T相パルス（スイッチングパターン）の一例を示す図である。

[0045] まず、直流電圧について説明する。図7において、3相交流電圧は、R相電圧、S相電圧、T相電圧の大小関係により、モード（区間）I～VIの6

つに区分する。R>T>SをモードⅠ、R>S>TをモードⅡ、S>R>TをモードⅢ、S>T>RをモードⅣ、T>S>RをモードⅤ、T>R>SをモードⅥに区分する。

[0046] ここでは、区間ⅡのR相最大、S相中間、T相最小の場合について説明する。R相電圧a、S相電圧b、T相電圧cは、上述したように、相電圧を「-1」と「1」の間で規格化したものである。直流電圧設定ゲインkは、上述したように、電圧設定器12において直流電圧設定値に応じて決定されるゲインで、0.5～1の間の定数となる。直流電圧設定ゲインkは、パターン信号発生器11において、R相電圧a、S相電圧b、T相電圧cに乗算され、乗算されたR相制御電圧ka、S相制御電圧kb、T相制御電圧kcは、鋸歯状波1、2と切り合いする波形となる（図8参照）。

[0047] 図8において、Tはスイッチング周期、xはR相パルス幅、yはS相パルス幅、zはT相パルス幅を示している。区間1、2、3の直流電圧は、それぞれ、区間1電圧=S T間電圧=b-c、区間2電圧=R T間電圧=a-c、区間3電圧=R S間電圧=a-bとなる。区間1の幅は、T-x、区間2の幅は、x-(T-z)=x+z-T、区間3の幅は、T-zである。一方、R相パルス幅xは、T:x=1:kaよりx=kaT、T相パルス幅zは、T:z=1:-kcよりz=-kcTである。よって、区間1の幅は、T-x=T-kaT=T(1-ka)、区間3の幅は、T-z=T-(-kcT)=T(1+kc)、区間2の幅は、x+z-T=kaT+(-kcT)-T=T(ka-kc-1)となる。

[0048] スwitchング周期Tの直流電圧の平均は、それぞれの区間ごとに直流電圧を積算しそれぞれを加算してスイッチング周期Tで除して、以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned} \text{スイッチング周期Tの電圧の平均} &= \{ (b-c) \times T \times (1-ka) + (a-c) \times T \times (ka-kc-1) + (a-b) \times T \times (1+kc) \} / T \\ &= k(a^2+c^2) - kb(a+c) \end{aligned}$$

ここで、 $a+b+c=0$ （3相条件）を考

慮すると、

$$= k (a^2 + b^2 + c^2)$$

さらに、交流理論から、 $a^2 + b^2 + c^2 = 3$

／2より

$$= k \times 3 / 2$$

なお、上記スイッチング周期Tの電圧の平均は、相電圧に基づいて表されている。

[0049] 従って、直流電圧のスイッチング区間の平均値は一定となり、直流電圧設定ゲイン $k \times 3 / 2$ となり、鋸歯状波 1、2 と比較する直流電圧設定ゲイン k に比例する。このため、直流電圧設定ゲイン k を選定することで、降圧して得られる直流電圧の大きさを制御できる。ここで、R相パルスとT相パルスがスイッチング周期Tの中で両方ONするために、直流電圧設定ゲイン k の最小値は0.5であり、R相制御電圧 $k a$ 、S相制御電圧 $k b$ 、T相制御電圧 $k c$ が鋸歯状波 1、2 を越えないために、直流電圧設定ゲイン k の最大値は、1となる。したがって、 k の設定可能範囲は、0.5～1の範囲内である。

[0050] つぎに、入力電流について説明する。R相の入力電流は、R相制御電圧 $k a$ の時間に比例する正の電流が流れる。T相の入力電流は、T相制御電圧 $k c$ の絶対値 $|k c|$ に比例する負の電流、すなわち、T相制御電圧 $k c$ に比例する電流が流れる。S相の入力電流は、区間 $1 = T \times (1 - k a)$ で正の電流が流れ、区間 $3 = T \times (1 + k c)$ で負の電流が流れる。従って、流れる正の電流は、 $T \times (1 - k a) - T \times (1 + k c) = T \times (-k a - k c) = T \times k \times (-a - c) = T \times k \times b$ となり、スイッチング周期Tの平均をTで除するとS相制御電圧 $k b$ となる。このように、R相、S相、T相の電流は、R相制御電圧 $k a$ 、S相制御電圧 $k b$ 、T相制御電圧 $k c$ に比例する電流が流れることになり、入力電圧に比例する電流が平均的に流れることになる。

[0051] 本スイッチングによる直流電圧と入力電流をまとめると次のようになる。

(1) スイッチング周期 T における直流電圧の平均値は、降圧された一定の電圧値となる。

(2) スイッチング周期 T における入力電流の平均値は、入力電圧比に分配される。

[0052] つぎに、入力電流が正弦波になることを説明する。3相交流電圧のR相電圧を $V \sin(\omega t)$ 、S相電圧を $V \sin(\omega t + 120)$ 、T相電圧を $V \sin(\omega t + 240)$ とする。上記(2)より、入力電流は、R相電流を $I(t) \sin(\omega t)$ 、S相電流を $I(t) \sin(\omega t + 120)$ 、T相電流を $I(t) \sin(\omega t + 240)$ と一般化して書くことができる。但し、 $I(t)$ は入力電流の振幅である。

[0053] この時の入力電力 P は、以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned} P &= V \sin(\omega t) \times I(t) \sin(\omega t) + V \sin(\omega t + 120) \times I(t) \sin(\omega t + 120) + V \sin(\omega t + 240) \times I(t) \sin(\omega t + 240) \\ &= V \times I(t) \sin^2(\omega t) + V \times I(t) \sin^2(\omega t + 120) + V \times I(t) \sin^2(\omega t + 240) \\ &= V \times I(t) \{ \sin^2(\omega t) + \sin^2(\omega t + 120) + \sin^2(\omega t + 240) \} \end{aligned}$$

{ } 内を計算すると、{ } 内は、定数 $3/2$ であるので、

$$P = V \times I(t) \times 3/2 \text{ を変形して、 } I(t) = P / V \times 2/3$$

ここで、 P が一定の場合、 V は一定であるので、 $I(t)$ は、時間に依存しない一定値となる。即ち、入力電流は、正弦波である。

(3) 上記(2)の条件の下で、電力が一定である場合、入力電流は正弦波となる。

[0054] 上記図1の回路において、スイッチングパターン発生器5および駆動回路6で上記のスイッチングを行い、スイッチング周期 T 内での直流電圧の変動を除去する直流リアクトル2を全波整流器4の出力側に接続したため、直流電圧は、上記(1)より一定となる。一般的に、負荷は、短時間(100 msec程度)では、一定電力とみなすことができる。スイッチング周期 T 内

での入力電流変動を除去する入力コンデンサ9を双方向スイッチ回路3の入力側に接続することで、上記（3）より、入力電流は、正弦波となる。

[0055] [シミュレーション]

図9を参照して、本実施の形態による直流電圧および直流電流のシミュレーション結果について説明する。図9は、上記図1の回路の直流電圧および直流電流のシミュレーション結果を示している。図1の回路において、直流入力電圧3相＝200V（線間電圧）、負荷7として負荷抵抗＝20Ω、入力の3相リアクトル8として系統のリアクタンスを考慮して100μH、入力コンデンサ9＝3μF／相、コンデンサ10＝2μF、直流リアクトル2＝2mH、スイッチング周波数50kHz、直流電圧設定ゲイン $k=0.9$ の条件でシミュレーションを行った。3相電圧の全波整流のリップルの下限の電圧（直流電圧として取り出せる最大の電圧）は $200 \times 2^{1/2} \times (3^{1/2} / 2) = 245$ Vであるのに対し、図9に示すように、本実施の形態では、直流電圧は、約DC220Vで一定で理論通りであり、降圧されており、また、直流電流も一定となっており、入力電流もスイッチングに伴う変動はあるものの正弦波状になっている。なお、上記シミュレーションは、線間電圧に基づいており、直流電圧と直流電流はそれぞれ負荷10の両端の電圧と負荷10に流入する電流である。

[0056] このように、実施の形態1の回路構成およびスイッチング方式（直流電圧に応じた固定パルスパターンを発生させる方法）によって、入力電流をその高調波を低減した正弦波とし、直流電圧を一定にすることが確認された。入力コンデンサ9と直流リアクトル2は、スイッチング周期T内でのリップル電流・電圧を除去する目的であるため、極めて小さな容量にすることができ、スイッチング周波数Tを大きくするに従ってさらに容量を小さくすることが可能となる。

[0057] 負荷7にインダクタンスが直列にあり、直流電圧を一定にする機能がある場合は、図1の直流リアクトル2の省略が可能である。また、直流出力にインバータが接続され、キャリアに依存するリップル電流がある場合は、リッ

プルを除去するコンデンサ 10 を実装すればよい。入力系統インピーダンスが低く、スイッチング周期 T 内での直流電流変動が、入力系統に漏れる場合は、入力側に 3 相リアクトル 8 を接続すればよい。したがって、本実施の形態では、3 相リアクトル 8 およびコンデンサ 10 は、任意の構成要素である。つまり、これらのコンデンサ、リアクトルは、従来必要とされていた電源周波数に依存する

リップルの平滑には無関係である。

[0058] 以上説明したように、実施の形態 1 によれば、3 相交流電力を直流電力に整流する全波整流回路 4 と、3 相交流電源 1 から全波整流回路 4 への各相の入力を ON/OFF する双方向スイッチ回路 3 と、3 相交流電源の各相の電圧を検出して、各相の検出電圧に基づいて、双方向スイッチ回路 3 を ON/OFF させるための各相のスイッチングパターンを生成し、生成したスイッチングパターンに基づいて、双方向スイッチ回路 3 をスイッチング制御する制御手段（スイッチングパターン発生器 5 および駆動回路 6）とを備えているので、容量の小さいコンデンサやリアクトルを使用した場合でも、直流電圧の脈動や入力電流の高調波を低減することが可能な 3 相整流器を提供することが可能になる。

[0059] また、実施の形態 1 によれば、各相のスイッチングパターンは、所定のスイッチング周期を有しており、制御手段は、3 相電源の各相の電圧の最大電位相、中間電位相、および最小電位相を検出し、最大電位相および最小電位相の場合は、それぞれの電位に比例する時間 ON となり、かつ、スイッチング周期内で少なくとも一方は ON となるスイッチングパターンを生成し、また、中間電位相の場合は、常に ON となるスイッチングパターンを生成することとしたので、入力電流の高調波を低減した正弦波とし、直流電圧を一定にすることが可能となる。

[0060] 付言すると、実施の形態 1 によれば、従来は、電源周波数（例えば 50 Hz）を対象に、エネルギー蓄積要素として大容量のリアクトル（例えば、数 + mH）やコンデンサ（例えば、数百 μ F）を必要としたものを、スイッチ

ング周波数（例えば100kHz）を対象とするエネルギー蓄積要素にすることができる。すなわち、リアクトルやコンデンサの容量はスイッチング周波数のみに依存し入力周波数成分に依存しないため、極めて小容量にすることが可能となる。また、従来のPFCやPWMコンバータでは、直流電圧を検出し、入力電流を制御する必要があったが、これを不要とすることが可能となる。また、PFCやPWMコンバータは、昇圧機能のみであり、400V入力系では、直流中間回路の電圧が高く、負荷の耐圧も大きくする必要があったが、本実施の形態によれば、降圧であるため、耐圧の低い安価な部品の使用が可能となる。

[0061] なお、本発明は上記実施の形態に限られるものではなく、双方向スイッチ回路3として、図10に示す回路を、図1のイ〜チに接続することにより、同様に機能させることが可能である。また、本実施の形態では、スイッチングパターンを生成するために、鋸歯状波を使用した場合を説明したが、これに限られるものではなく、最大電圧相と最小電圧相に対する制約を満足させるものであればよく、例えば、三角波等のキャリア波形を用いることにしてもよい。

[0062] （実施の形態2）

図11-1～図22を参照して、実施の形態2に係る三相整流器について説明する。上記実施の形態1の3相整流器によれば、容量の小さいコンデンサやリアクトルを使用した場合でも、直流電圧の脈動や入力電流の高調波を低減することが可能となる。本願出願人は、より容量の小さいコンデンサやリアクトルを使用した場合でも、直流電圧の脈動や入力電流の高調波を低減するために、上記実施の形態1の改善点を検討した。

[0063] 上記実施の形態1では、図3に示す電圧設定器12のゲイン k を1より小さい値にすることで、中間電位相（以下「中間相」と称する）と最大電位相（以下、「最大相」と称する）との導通時間、および中間相と最小電位相（以下「最小相」と称する）との導通時間の両方を広げて（最大相と最小相との同通時間を狭めて）、電圧を降圧している。しかしながら、ゲイン k を小

さい値にすると、図 7 のモードの切り替わり目付近で、入力電流にスパイク状の波形が現れ、高調波電流が大きくなる場合がある。以下にその理由（１）、（２）を説明する。図 11-1～図 11-3 は、図 7 の各モード I～V I における実施の形態 1 での、R、S、T 相制御電圧 k_a 、 k_b 、 k_c と、鋸歯状波 1、2 と、R、S、T 相パルスの一例を示す図である。

[0064] （１）ゲイン k を小さくすると、中間相の導通幅が広がってしまうので、中間相の電流の流入および流出量が大きくなり、中間相の入力コンデンサの電圧変動が増加する。中間相の電圧変動が大きくなり最大相や最小相の電圧との逆転が起きると、中間相が中間の電位でなくなるため、最大相から中間相へ、または、中間相から最小相へ電流が流れなくなる。この現象が、図 19 に示すような、中間相と最大相、最小相との切り替わり時付近でのスパイク状の電流波形の原因となる。

[0065] （２）図 11-1～図 11-3 に示すように、モード I～V I での区間電圧の R、S、T パルスの順序がそれぞれ不規則となっている。例えば、区間 1 電圧はモード I I では S T 間電圧であるが、モード I I I では R T 間電圧となる。パルス順序が不規則であると、入力コンデンサの充放電がアンバランスとなり、図 19 に示すような、スパイク状の電流波形が発生する原因となる。

[0066] これに対して、実施の形態 1 の図 3 において、（１）電圧設定器 12 のゲイン k を高くし、（２）キャリア周波数（スイッチング周波数）を高くし、（３）入力コンデンサを大きくすることで、この問題を解決することができる。しかしながら、（１） k を高くすることは、直流電圧の降圧範囲を限定することになり、（２）コンデンサを大きくすることは、コストを大きくすることになり、（３）周波数を高くすることは、スイッチングロスを増加させることになるという問題がある。

[0067] そこで、実施の形態 2 では、以下の指針で実施の形態 1 で問題となる点を解決している。

（１）全相（R 相、T 相、S 相）の少なくとも 2 つの相で双方向スイッチ回

路をOFFにして、全相で電流が流れないスイッチング区間を設けることによって、降圧を行う（中間相の導通幅を広げずに電圧を降下する）。

（２）全モードⅠ～ⅤⅠでの区間電圧のパルス順序を規則的（全モードで同一の相は、同一の規則性のあるスイッチングパターン）とすることによって、入力コンデンサを規則的に充放電させる。

[0068] 上記（１）により、中間相の導通幅を広げずに直流電圧を降下できるので、中間相の入力コンデンサの電圧変動を増加させないことができる。上記（２）により、各モードⅠ～ⅤⅠでの区間電圧のパルス順序を規則的にすることで、各相の入力コンデンサの充放電をバランスさせることができる。これらにより、スイッチング周波数を高くしないで、入力コンデンサの充放電時のスパイク状の電流波形を防止することが可能となる。また、中間相の入力コンデンサの電圧変動が増加しないので、容量の小さい入力コンデンサを用いることが可能となる。

[0069] 実施の形態２にかかる降圧型の３相整流器を適用した電力変換装置の全体構成は、図１と同様である。

[0070] （スイッチングパターン発生器の構成例）

図１２は、図１のスイッチングパターン発生器５の一例を示すブロック図である。図１３は、スイッチングパターン発生器５でスイッチングパターンを生成する場合に使用される鋸歯状波１、２の波形例を示す図である。図１４は、スイッチングパターン発生器５の相電圧判別器５２の構成例を示す図である。図１５は、スイッチングパターン発生器５のパターン信号発生器５１の構成例を示す回路図である。

[0071] 本実施の形態のスイッチングパターン発生器５は、上記指針に基づいて図１６～図１８に示すようなスイッチングパターン（Ｒ、Ｓ、Ｔ相パルス）を生成する。スイッチングパターン発生器５は、スイッチング周期の立ち上がり等の所定のタイミングで３相交流電源１のどの相が中間電位相かを検出し、検出結果に応じて発生させた変調波形と鋸歯状波によってスイッチングパターンのON/OFFのタイミングを得て、スイッチングパターンを生成す

る。スイッチングパターン発生器 5 は、図 12 に示すように、パターン信号発生器 51 と、相電圧判別器 52 と、直流電圧設定器 53 と、鋸歯状波発生器 54 と、コンパレータ 55-1 ~ 55-3 と、NOT 回路 56-1, 56-2 と、OR 回路 57-1, 57-2 と、NOT 回路 58-1, 58-2 と、AND 回路 59-1, 59-2 と、AND 回路 60R, 60T と、OR 回路 60S と、NAND 回路 61R ~ 61T と、AND 回路 62R ~ 62T と、OR 回路 63R ~ 63T と、AND 回路 64 とを備えている。

[0072] パターン信号発生器 51 は、全モード I ~ VI での区間電圧のパルス順序を規則的にするため、入力相電圧のピーク値を「1」に規格化した R 相電圧規格化信号 a、S 相電圧規格化信号 b、T 相電圧規格化信号 c を演算して、変調波形 1、変調波形 2A、変調波形 2B、変調波形 3 を出力する。

[0073] 直流電圧設定器 53 は、鋸歯状波発生器 54 に、直流電圧設定ゲイン k (但し、 $k \leq 1$) を設定する。鋸歯状波発生器 54 は、鋸歯状波 1 および鋸歯状波 2 を出力する。相電圧判別器 52 は、入力される R 相電圧規格化信号 a、S 相電圧規格化信号 b、および T 相電圧規格化信号 c の電位を比較し、R 相中間、S 相中間、T 相中間を判別して、中間判定信号 (中間の場合「1」、中間でない場合「0」) をそれぞれ出力する。具体的には、S 相中間の場合、変調波形 1、3 を出力し、鋸歯状波 1、2 を出力する (図 16 参照)。T 相中間の場合、変調波形 1、2A を出力し、鋸歯状波 1 を出力する (図 17 参照)。R 相中間の場合、変調波形 3、2B を出力し、鋸歯状波 2 を出力する (図 18 参照)。このように、スイッチングパターン発生器 5 では、中間相がどの相かに応じてスイッチングパターンの生成方法を変える。これにより、全モードで同一の相のスイッチングパターンに同一の規則性を持たせる。

[0074] コンパレータ 55-1 で変調波形 1 と鋸歯状波 1 とが比較された比較信号と、R 相中間信号を NOT 回路 58-1 で NOT 演算された出力とが、AND 回路 60R で AND 演算され、R 相非中間時パルスとして出力される。

[0075] コンパレータ 55-3 で変調波形 2B と鋸歯状波 2 とが比較された比較信

- 号と、T相中間信号をNOT回路58-2でNOT演算された出力とが、AND回路60TでAND演算され、T相非中間時パルスとして出力される。
- [0076] コンパレータ55-2Aで変調波形2Aと鋸歯状波1を比較された比較信号と、コンパレータ55-1の比較信号をNOT回路56-1でNOT演算された出力とが、OR回路57-1でOR演算される。コンパレータ55-2Bで変調波形2Bと鋸歯状波2を比較した比較信号と、コンパレータ55-3の比較出力をNOT回路56-2でNOT演算した出力とが、OR回路57-2でOR演算される。
- [0077] OR回路57-1のOR演算した出力とT相中間信号とをAND回路59-1でAND演算した出力と、OR回路57-2のOR演算した出力とR相中間信号とをAND回路59-2でAND演算した出力とが、OR回路60SでOR演算され、S相非中間時パルス27が出力される。
- [0078] NAND回路61RでS相非中間時パルスとT相非中間時パルスとをNAND演算した出力と、R相中間信号とが、AND回路62RでAND演算され、R相中間時パルスが出力される。
- [0079] NAND回路61SでR相非中間時パルスとT相非中間時パルスがNAND演算された出力と、S相中間信号とが、AND回路62SでAND演算され、S相中間時パルスとして出力される。
- [0080] NAND回路61TでR相非中間時パルスとS相非中間時パルスがNAND演算された出力と、T相中間信号とが、AND回路62TでAND演算され、T相中間時パルスとして出力される。
- [0081] コンパレータ65では、鋸歯状波1と「0」入力と比較され、比較信号が0電圧挿入信号として出力される。
- [0082] OR回路63RでR相非中間時パルスとR相中間時パルスとがOR演算された出力と、0電圧挿入信号とが、AND回路64でAND演算され、R相パルスとして出力される。これにより、R相パルスに、双方向スイッチをOFFするスイッチングパターン（区間4）が導入される。
- [0083] OR回路63Tでは、T相非中間時パルスとT相中間時パルスがOR演算

され、T相パルスとして出力される。かかるT相パルスは、OR回路63Tの出力が、0電圧挿入信号期間時に「0」であるため、0電圧挿入信号との演算は行わない。

[0084] OR回路63Tでは、S相非中間時パルスとS相中間時パルスがOR演算され、S相パルスが出力される。R相パルスとT相パルスが、0電圧挿入信号期間時に「0」となり、S相パルスがONでも直流電圧は発生しない。T相のスイッチング回数を増加させないことを目的に、0電圧挿入信号との演算を行わないことにしている。

[0085] 鋸歯状波発生器54は、図13に示すように、直流電圧発生器53の直流電圧設定ゲインkに基づき、周期Tとした時、(時間軸kT、ゲイン軸0)と(時間軸0、ゲイン軸1)を結ぶ直線で鋸歯状波1を出力する。また、鋸歯状波発生器54は、直流電圧設定ゲインkに基づき、(時間軸0、ゲイン軸0)と(時間軸kT、ゲイン軸1)を結ぶ直線で鋸歯状波2を出力する。

[0086] 相電圧判別器52は、図14に示すように、コンパレータ70R、70S、70Tと、AND回路71R、71S、71Tと、AND回路72R、72S、72Tと、NOR回路73R、73S、73Tとを備えている。

[0087] コンパレータ70Rは、R相電圧規格化信号aとS相電圧規格化信号bとを比較して、比較信号(R相電圧規格化信号a>S相電圧規格化信号bの場合に「1」、R相電圧規格化信号a≤S相電圧規格化信号bの場合に「0」)をAND回路71R、72S、71T、72Tに出力する。コンパレータ70Sは、S相電圧規格化信号bとT相電圧規格化信号cとを比較して、比較信号(S相電圧規格化信号b>T相電圧規格化信号cの場合に「1」、S相電圧規格化信号b≤T相電圧規格化信号cの場合に「0」)をAND回路71R、72R、71S、72Tに出力する。コンパレータ70Tは、T相電圧規格化信号cとR相電圧規格化信号aとを比較して、比較信号(T相電圧規格化信号c>R相電圧規格化信号aの場合に「1」、T相電圧規格化信号c≤R相電圧規格化信号aの場合に「0」)をAND回路72R、71S、72S、71Tに出力する。

- [0088] AND回路71Rは、コンパレータ70Rの比較信号とコンパレータ70Sの比較信号とのAND演算結果を出力する。AND回路72Rは、コンパレータ70Sの比較信号とコンパレータ70Tの比較信号とのAND演算結果を出力する。AND回路71Sは、コンパレータ70Sの比較信号とコンパレータ70Tの比較信号とのAND演算結果を出力する。AND回路72Sは、コンパレータ70Tの比較信号とコンパレータ70Rの比較信号とのAND演算結果を出力する。AND回路71Tは、コンパレータ70Tの比較信号とコンパレータ70Rの比較信号とのAND演算結果を出力する。AND回路72Tは、コンパレータ70Rの比較信号とコンパレータ70Sの比較信号とのAND演算結果を出力する。
- [0089] NOR回路73Rは、AND回路71Rの出力とAND回路72Rの出力とのNOR演算結果（中間の場合「1」、中間でない場合「0」）をR相中間信号として出力する。NOR回路73Sは、AND回路71Sの出力とAND回路72Sの出力とのNOR演算結果（中間の場合「1」、中間でない場合「0」）をS相中間信号として出力する。NOR回路73Tは、AND回路71Tの出力とAND回路72Tの出力とのNOR演算結果（中間の場合「1」、中間でない場合「0」）をT相中間信号として出力する。
- [0090] 各変調波形を形成するパターン信号発生器51は、図15に示すように、絶対値回路80R、80S、80Tと、3入力加算器81-1、81-2とを備えている。絶対値回路80Rは、R相電圧規格化信号aの絶対値 $|a|$ を演算し、変調波形1を出力する。絶対値回路80Sは、S相電圧規格化信号bの絶対値 $|b|$ を演算して出力する。絶対値回路80Tは、T相電圧規格化信号cの絶対値 $|c|$ を演算して変調波形3を出力する。
- [0091] 3入力加算器81-1は、変調波形1と、絶対値回路80Sの出力と、定数-1とを加算して、変調波形2Aを出力する。3入力加算器81-2は、変調波長3と、絶対値回路80Sの出力と、定数-1とを加算して、変調波形2Bを出力する。
- [0092] [各モードI~VIでのスイッチング動作による直流電圧・各相の電流]

図 16～図 18 を参照して、上記図 7 の各モード I ～V I でのスイッチング動作による直流電圧・各相の電流を説明する。モード I とモード I V では共に T 相が中間相となり、モード I I とモード V では共に S 相が中間相となり、モード I I I とモード V I では共に R 相が中間相となるので、以下、モード I、I I、I I I について説明する。図 16 は、モード I I、V における、変調波形と、鋸歯状波と、R、S、T 相パルスの一例を示す図である。図 17 は、モード I、I V における、変調波形と、鋸歯状波と、R、S、T 相パルスの一例を示す図である。図 18 は、モード I I I、V I における、変調波形と、鋸歯状波と、R、S、T 相パルスの一例を示す図である。

[0093] 図 16～図 18 に示すように、全モード I ～V I において、R 相パルスは、OFF→ON→OFF、S 相パルスは、ON→OFF→ON、T 相パルスは、ON→OFF となっており、全モード I ～V I で同一の相は、ON と OFF の変化が規則的である同一の規則性のあるパターンとなっている。また、全モード I ～V I で R 相パルスには、0 電圧挿入信号が挿入される期間（区間 4）が設けられており、この 0 電圧挿入信号が挿入された期間は、R 相パルスに双方向スイッチ回路を OFF するスイッチングパターンが挿入される。したがって、区間 4 では、3 相のうち 2 相（R 相と T 相）が OFF するので、全相で電流が流れないことになる。

[0094] （１）モード I I

まず、直流電圧について説明する。図 16 において、区間 1、2、3、4 の直流電圧は、それぞれ S T 間電圧 = $b - c$ 、R T 間電圧 = $a - c$ 、R S 間電圧 = $a - b$ 、整流器出力短絡電圧 = 0 となる。次に、各相パルスについて説明する。モード I I では、R 相が最大相、T 相が最小相、S 相が中間相となる。実施の形態 1（図 8）と同様に、最大相と最小相では、パルスはそれぞれの電位に比例する時間 ON となる。したがって、R 相のパルス幅 $x = k T |a|$ 、T 相のパルス幅 $z = k T |c|$ となる。ここで、R 相パルスが ON となるタイミング（区間 1）は、R 相電圧 $|a|$ と鋸歯状波 1 との交点から求められる。また、R 相パルスが OFF となるタイミング（区間 1 + 区間

2 + 区間 3) は、鋸歯状波 1 とゲイン軸 0 との交点から求められる。これにより、R 相パルスが得られる。一方、T 相パルスが OFF となるタイミング (区間 1 + 区間 2) は、T 相電圧 $|c|$ と鋸歯状波 2 との交点から求められる。これにより、T 相パルスが得られる。中間相パルスは、最大相又は最小相のパルスのどちらかが OFF のときに ON する。したがって、S 相パルスは、R 相電圧 $|a|$ と鋸歯状波 1 との交点、および T 相電圧 $|c|$ と鋸歯状波 2 との交点から求められる。また、区間 1、2、3、4 の幅は、それぞれ $kT \times (1 - |a|)$ 、 $kT \times (|a| + |c| - 1)$ 、 $kT \times (1 - |c|)$ 、 $T \times (1 - k)$ となる。スイッチング周期 T の直流電圧の平均は、それぞれの区間ごとに直流電圧を積算しそれぞれを加算してスイッチング周期 T で除して、以下のように表すことができる。スイッチング周期 T の直流電圧の平均 = $\{ (b - c) \times kT \times (1 - a) + (a - c) \times kT \times (a - c - 1) + (a - b) \times kT \times (1 + c) + 0 \times T \times (1 - k) \} / T$

$$= k \{ a^2 + c^2 - b(a + c) \}$$

ここで、 $a + b + c = 0$ (3 相条件) を考慮すると、

$$= k (a^2 + b^2 + c^2)$$

さらに、交流理論から、 $a^2 + b^2 + c^2 = 3/2$ より、

$$= k \times 3/2$$

このように、 k に比例する一定電圧となる。

[0095] つぎに、入力電流について説明する。R 相の入力電流は、R 相電圧 a の時間に比例する正の電流が流れる。T 相の入力電流は、T 相の電圧の大きさ $|c|$ に比例する負の電流が流れる。S 相の入力電流は、区間 1 で正の電流が流れ、区間 3 で負の電流が流れる。したがって、流れる電流は、 $kT \times (1 - a) - kT \times (1 + c) - kT(-a - c) = kTb$ となり、スイッチング周期 T のうち、0 電圧挿入信号が挿入される区間 4 を除いた期間 kT で除すると、S 相電圧 b となる。したがって、R 相、S 相、T 相には、R 相電圧 a 、S 相電圧 b 、T 相電圧 c に比例する電流が流れることになり、正弦波電流となる。

[0096] (2) モード I

図 17 において、区間 1、2、3、4 の直流電圧は、それぞれ S T 間電圧 $= c - b$ 、R T 間電圧 $= a - c$ 、R S 間電圧 $= a - b$ 、整流器出力短絡電圧 $= 0$ となる。次に各相のパルスについて説明する。モード I では、R 相が最大相、S 相が最小相、T 相が中間相となる。R、S、T 相のパルスの ON、OFF 順序を変えずに、最大相と最小相でそれぞれの電位に比例する時間 ON とするため、モード I では、変調波形 1、2 A と鋸波状波 1 を用いて、図 17 に示す各パルスの ON、OFF タイミングを得る。また、区間 1、2、3、4 の幅は、それぞれ $kT \times (1 - |a|)$ 、 $kT(1 - |b|)$ 、 $kT \times (|a| - |b| - 1)$ 、 $T \times (1 - k)$ となる。スイッチング周期 T の直流電圧の平均は、以下のように表すことができる。

$$[0097] \quad \text{スイッチング周期 } T \text{ の直流電圧の平均} = \{ (c - b) \times kT \times (1 - a) + (a - c) \times kT \times (b + 1) + (a - b) \times kT \times (a - b - 1) + 0 \times kT \times (1 - k) \} / T$$

$$= k \{ a^2 + b^2 - c(a + b) \}$$

ここで、 $a + b + c = 0$ (3 相条件) を考

慮すると、

$$= k(a^2 + b^2 + c^2)$$

さらに、交流理論から、 $a^2 + b^2 + c^2 = 3$

／2 より

、

$$= k \times 3 / 2$$

このように、k に比例する一定電圧となる。

[0098] つぎに、入力電流について説明する。モード I I の場合と同様に、最大相の R 相には、R 相電圧 a の時間に比例する正の電流が流れる。最小相の S 相には、S 相電圧 b の時間に比例する負の電流が流れる。T 相は、区間 1 で負の電流が流れ、区間 2 で正の電流が流れる。このため、流れる電流は、 $kT \times (1 - a) - kT \times (1 + b) = kTc$ となり、kT で除すると c となる

。従って、電圧に比例する電流が、各相に流れ、正弦波電流となる。

[0099] (3) モード I I I

図 18 において、区間 1、2、3、4 の直流電圧は、それぞれ S T 間電圧 $= b - c$ 、R T 間電圧 $= a - c$ 、R S 間電圧 $= b - a$ 、整流器出力短絡電圧 $= 0$ となる。次に、各相のパルスについて説明する。モード I I I では、S 相が最大相、T 相が最小相、R 相が中間相となる。モード I と同じく、R、S、T 相のパルスの ON、OFF 順序を変えずに、最大相と最小相でそれぞれの電位に比例する時間を ON とするため、モード I I I では、変調波形 3、2B と鋸歯状波 2 を用いて、図 18 に示す各相パルスの ON、OFF タイミングを得る。また、区間 1、2、3、4 の幅は、それぞれ、 $kT \times (|b| + |c| - 1)$ 、 $kT \times (1 - |b|)$ 、 $kT \times (1 - |c|)$ 、 $T \times (1 - k)$ となる。スイッチング周期 T の直流電圧の平均は、以下のように表すことができる。

[0100] スwitching 周期 T の直流電圧の平均 $= \{ (b - c) \times kT \times (-c + b - 1) + (a - c) \times kT \times (-b + 1) + (b - a) \times kT \times (1 + c) + 0 \times kT \times (1 - k) \} / T$

$$= k \{ b^2 + c^2 - a(b + c) \}$$

ここで、 $a + b + c = 0$ (3 相条件) を

考慮すると、

$$= k (a^2 + b^2 + c^2)$$

さらに、交流理論から、 $a^2 + b^2 + c^2 = 3$

$/ 2$ より

、

$$= k \times 3 / 2$$

このように、k に比例する一定電圧となる。

[0101] つぎに、入力電流について説明する。モード I I I では、S 相が最大相で、T 相が最小相なので、S 相は S 相電圧 b の時間に比例する正の電流が流れ、T 相は、T 相電圧 c の時間に比例する負の電流が流れる。R 相は区間 2 で

負の電流が流れ、区間3で正の電流が流れる。このため、流れる電流は、 $k T \times (1 - b) - k T \times (1 + c) = k T a$ となり、 $R T$ で除すると a となる。従って、電圧に比例する電流が、各相に流れ、正弦波電流となる。

[0102] 以上のように、全モードで直流電圧を k に比例する電圧に制御でき、入力電流を正弦波とすることができる。

[0103] [シミュレーション]

図19～図21を参照して、本実施の形態による直流電圧および直流電流（ R 相電流）のシミュレーション結果について説明する。入力コンデンサの容量およびスイッチング周波数以外は、上記実施の形態1のシミュレーションの条件と同じ条件でシミュレーションを行った。

[0104] 図19は、実施の形態1の回路構成において、入力コンデンサ $= 3 \mu F$ 、スイッチング周波数 $= 20 kHz$ とした場合のシミュレーション結果を示している。図19に示すように、入力コンデンサ $= 3 \mu F$ 、スイッチング周波数 $= 20 kHz$ の条件では、スパイク状の電流波形が発生しており、また、電流の振動が大きい。

[0105] 図20は、実施の形態1の回路構成において、入力コンデンサ $= 9 \mu F$ 、スイッチング周波数 $= 50 kHz$ とした場合のシミュレーション結果を示している。図20に示すように、入力コンデンサの容量を大きくし、スイッチング周波数を高くすることで、スパイク状の電流波形は発生しなくなったが、電流の変動が大きいままである。

[0106] 図21は、実施の形態2の回路構成において、入力コンデンサ $= 3 \mu F$ 、スイッチング周波数 $= 20 kHz$ とした場合のシミュレーション結果を示している。図21に示すように、入力コンデンサ $= 3 \mu F$ 、スイッチング周波数 $= 20 kHz$ の条件でも、スパイク状の電流波形が発生しておらず、また、実施の形態1に比して、電流の振動が小さくなっており、実施の形態2の有効性が確認された。

[0107] 以上説明したように、実施の形態2によれば、各スイッチング周期内で、スイッチングパターンの全相で電流が流れない区間を導入して、電圧の降圧

を行うこととしているので、中間相の導通幅を広げずに直流電圧を降下でき、中間相の入力コンデンサの電圧変動を減少させることが可能となる。これにより、中間相の入力コンデンサの電圧変動が増加しないので、容量が極めて小さい入力コンデンサを用いることができる。

[0108] また、全相で電流が流れない区間を導入するために、1相のスイッチングパターンに双方向スイッチ回路をOFFする区間（0電圧挿入信号挿入期間）を設けたので、回路構成を簡単にすることが可能となる。

[0109] また、実施の形態2によれば、各相の電圧の大小関係により、複数のモードに区分し、各モードで各相毎に異なるスイッチングパターンを生成し、スイッチングパターンは、全モードで同一の相は、同一の規則性のあるパターンであることとしたので、各相の入力コンデンサの充放電をバランスさせることができる。これにより、スイッチング周波数を高くせずに、入力コンデンサの充放電時のスパイク状の電流波形を防止できる。

[0110] なお、本発明は実施の形態2に限られるものではなく、双方向スイッチ回路3として、図22に示す回路を、図1のイ〜チに接続することにより、同様に機能させることが可能である。図22の回路は、図10の回路の出力側に、0電圧挿入時の還流電流用のダイオードD1を接続したものである。また、本実施の形態では、スイッチングパターンを生成するために、鋸歯状波を使用した場合を説明したが、これに限られるものではなく、例えば、三角波等のキャリア波形を用いることにしてもよい。

産業上の利用可能性

[0111] 以上のように、本発明にかかる3相整流器は、各種装置に広く利用可能であり、特に、エアコン、冷蔵庫、洗濯機、クリーナー、換気扇、およびこれらに使用するモータ駆動装置・モータ駆動用インバータ制御装置等に有用である。

請求の範囲

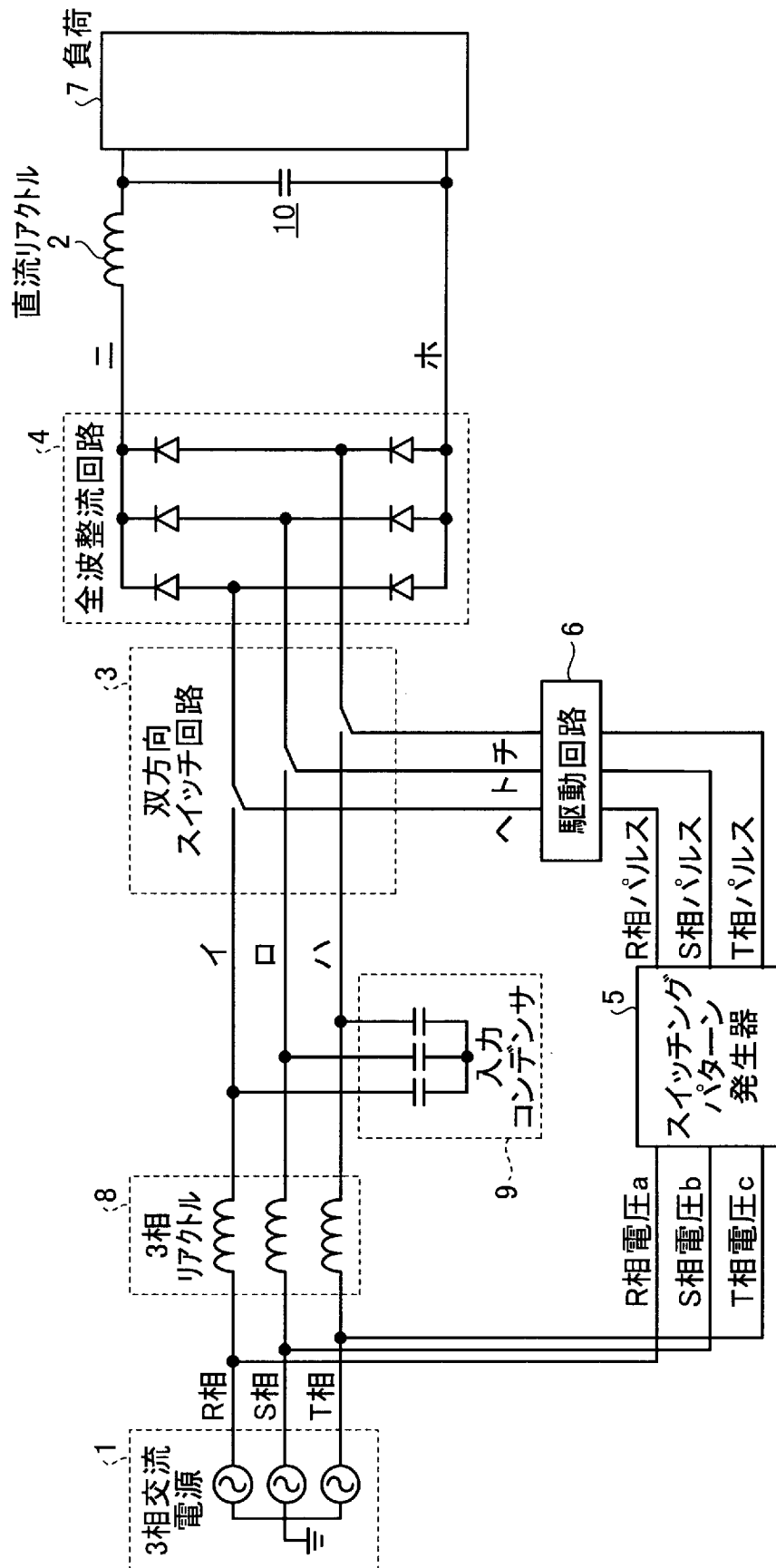
- [請求項1] 3相交流電源から供給される3相交流電力を直流電力に変換する3相整流器において、
- 前記3相交流電力を直流電力に整流する全波整流回路と、
- 前記3相交流電源から前記全波整流回路への各相の入力をON/OFFする双方向スイッチ回路と、
- 前記3相交流電源の各相の電圧を検出して、各相の検出電圧に基づいて、前記双方向スイッチ回路をON/OFFさせるための各相のスイッチングパターンを生成し、生成したスイッチングパターンに基づいて、前記双方向スイッチ回路をスイッチング制御する制御手段と、
- を備えたことを特徴とする3相整流器。
- [請求項2] 前記各相のスイッチングパターンは、所定のスイッチング周期を有しており、
- 前記制御手段は、前記3相電源の各相の電圧の最大電位相、中間電位相、および最小電位相を検出し、最大電位相および最小電位相の場合は、それぞれの電位に比例する時間ONとなり、かつ、前記スイッチング周期内で少なくとも一方はONとなるスイッチングパターンを生成し、また、中間電位相の場合は、常にONとなるスイッチングパターンを生成することを特徴とする請求項1に記載の3相整流器。
- [請求項3] 前記3相交流電源と前記双方向スイッチ回路との間にコンデンサを接続したことを特徴とする請求項1に記載の3相整流器。
- [請求項4] 前記全波整流回路と負荷との間に、直流リアクトルを接続したことを特徴とする請求項1に記載の3相整流器。
- [請求項5] 前記制御手段は、各相の電圧の大小関係により、複数のモードに区分し、各モードで各相毎に、異なるスイッチングパターンを生成し、
- 前記スイッチングパターンは、全モードで同一の相は、同一の規則性のあるパターンであることを特徴とする請求項1に記載の3相整流器。

[請求項6] 前記各相のスイッチングパターンは、所定のスイッチング周期を有しており、

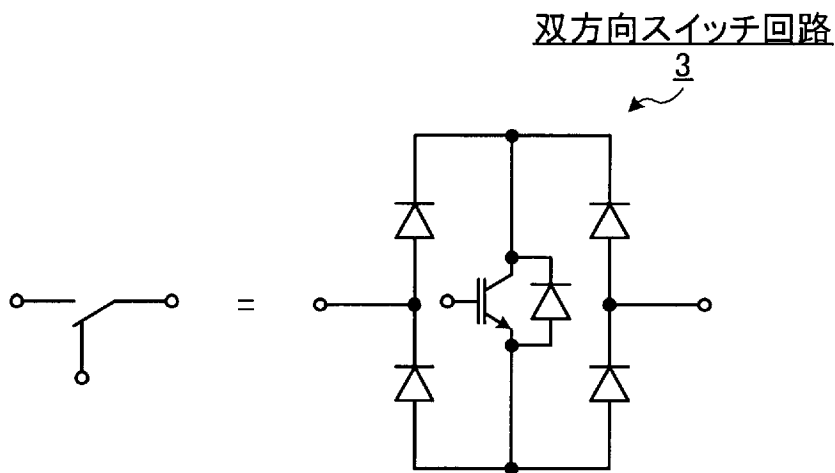
前記制御手段は、各スイッチング周期内で、少なくとも2つの相がOFFする期間を導入したことを特徴とする請求項5に記載の3相整流器。

[請求項7] 前記制御手段は、1相のスイッチングパターンに0電圧を挿入することを特徴とする請求項6に記載の3相整流器。

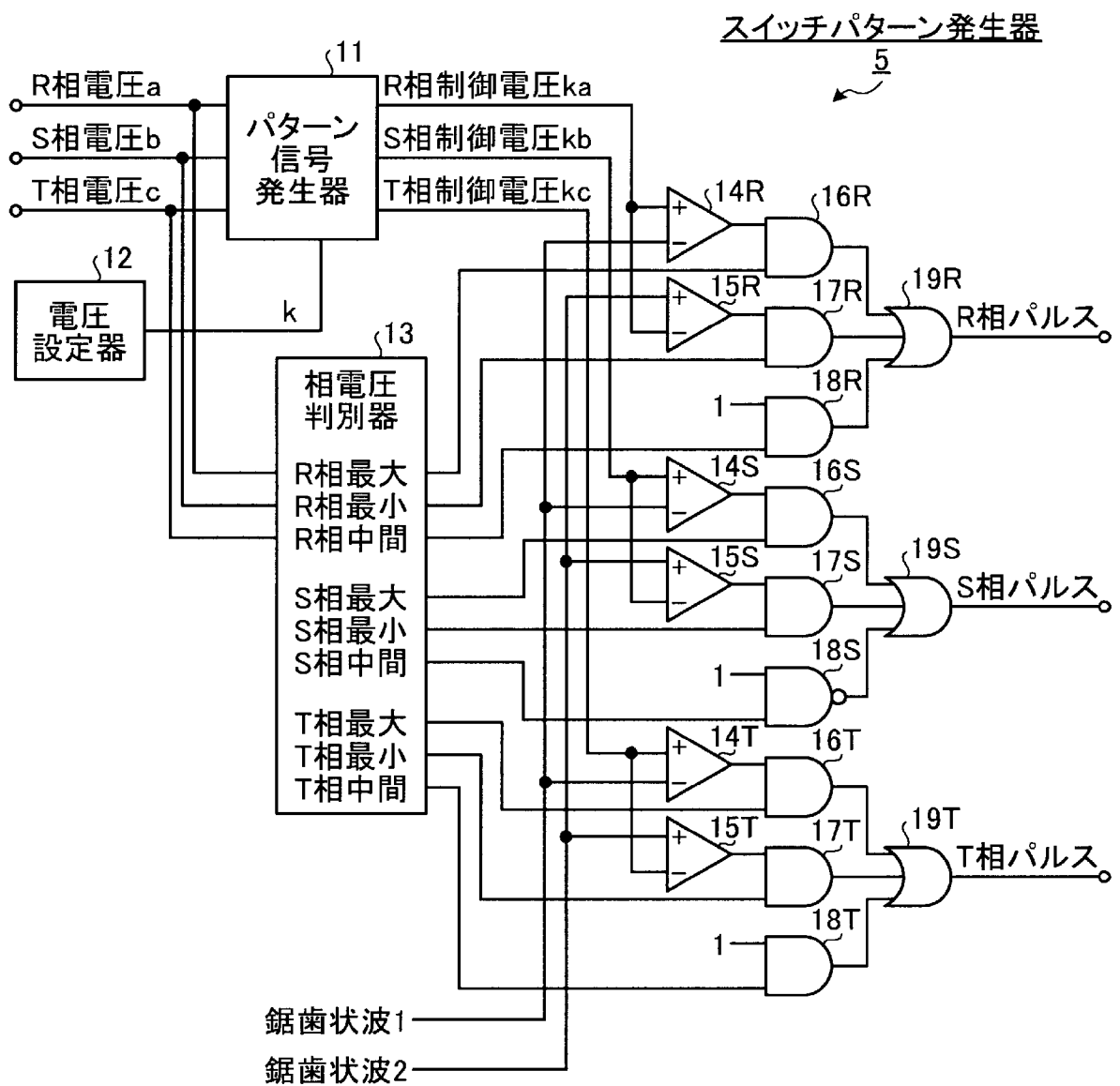
[図1]



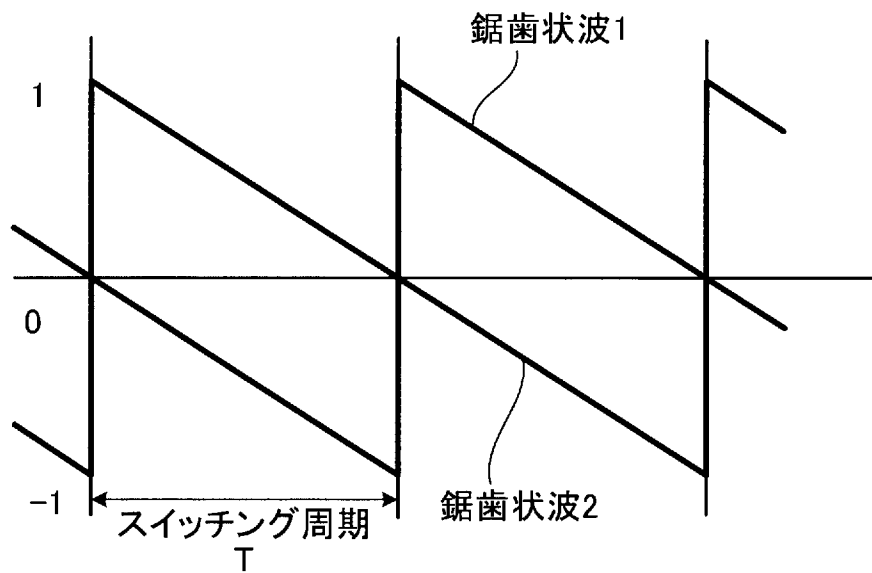
[図2]



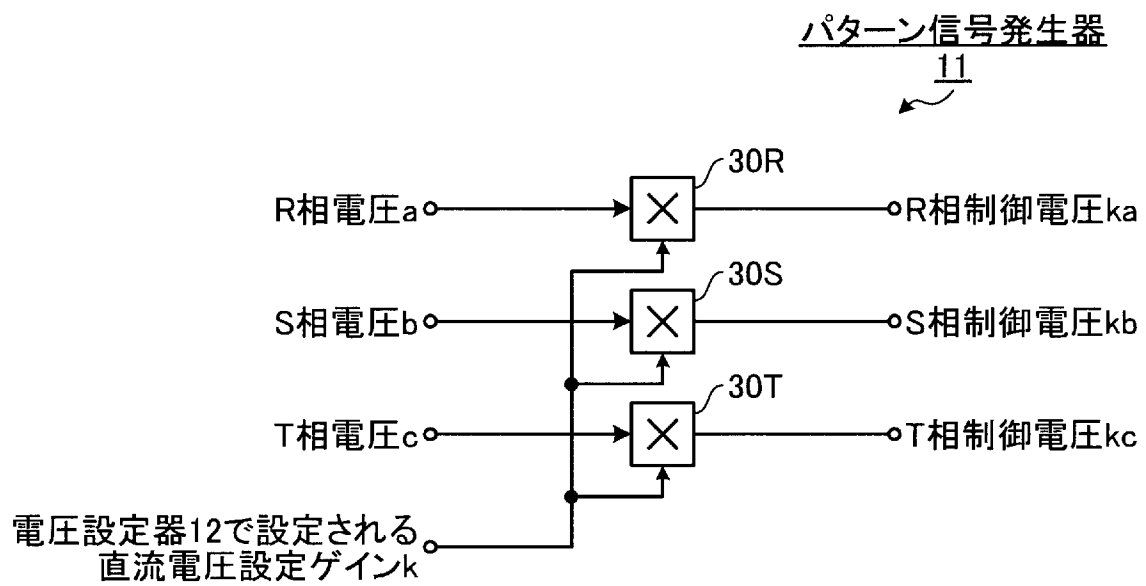
[図3]



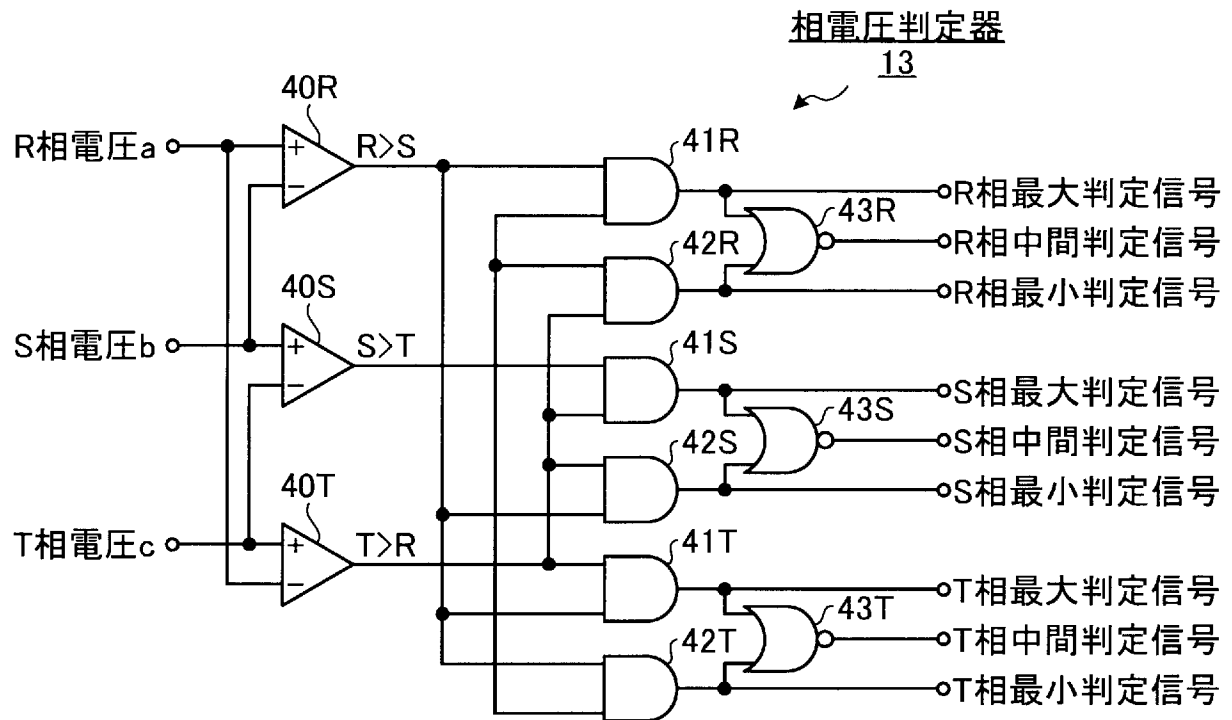
[図4]



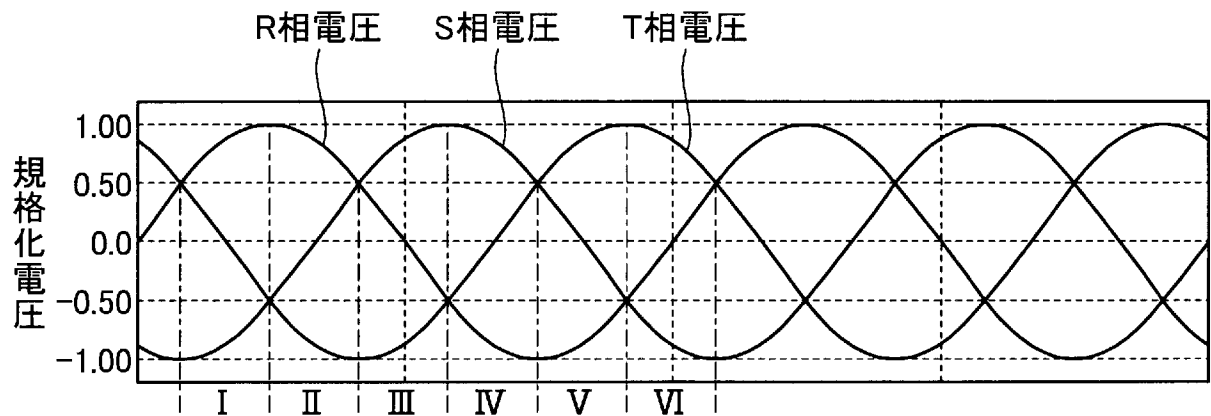
[図5]



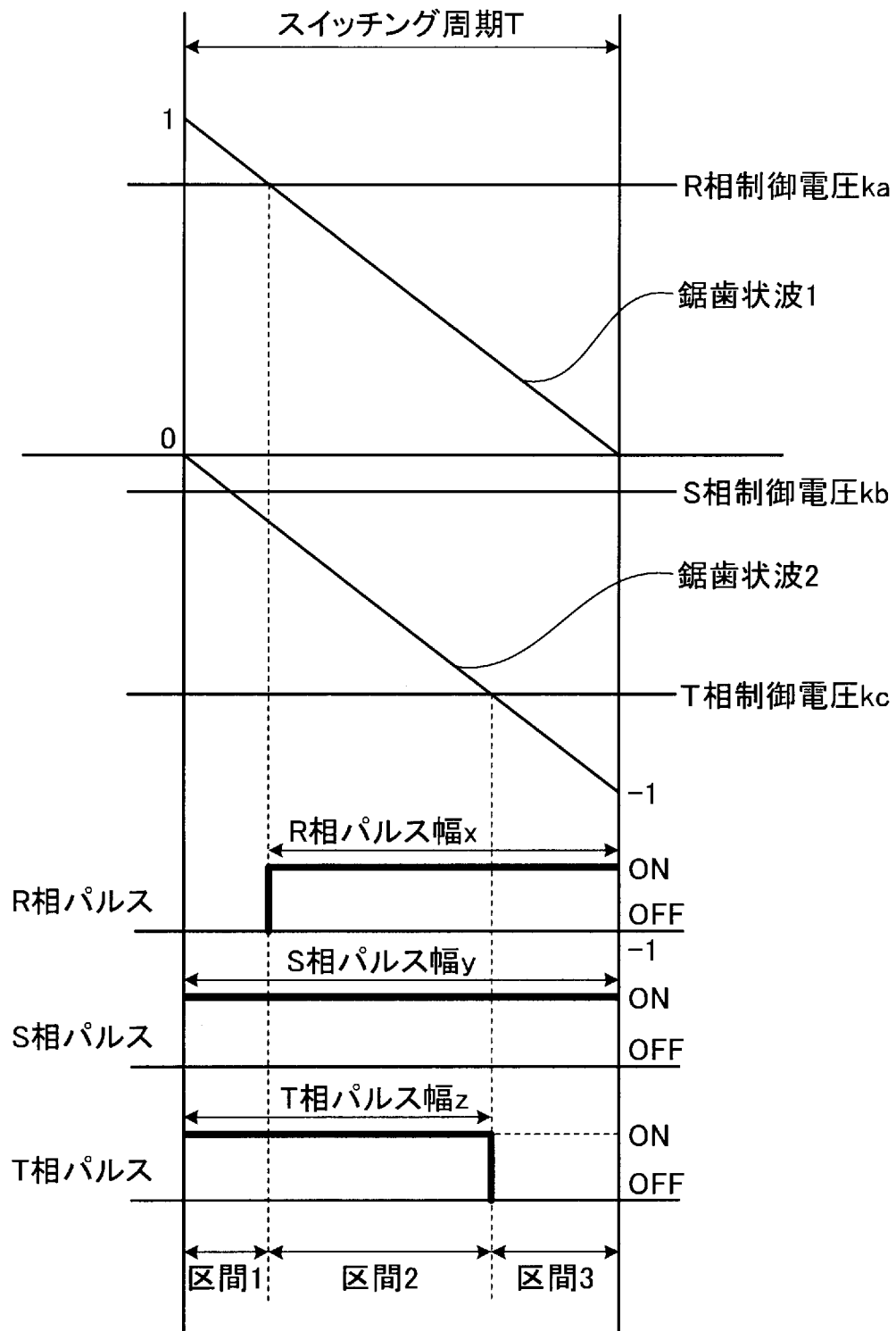
[図6]



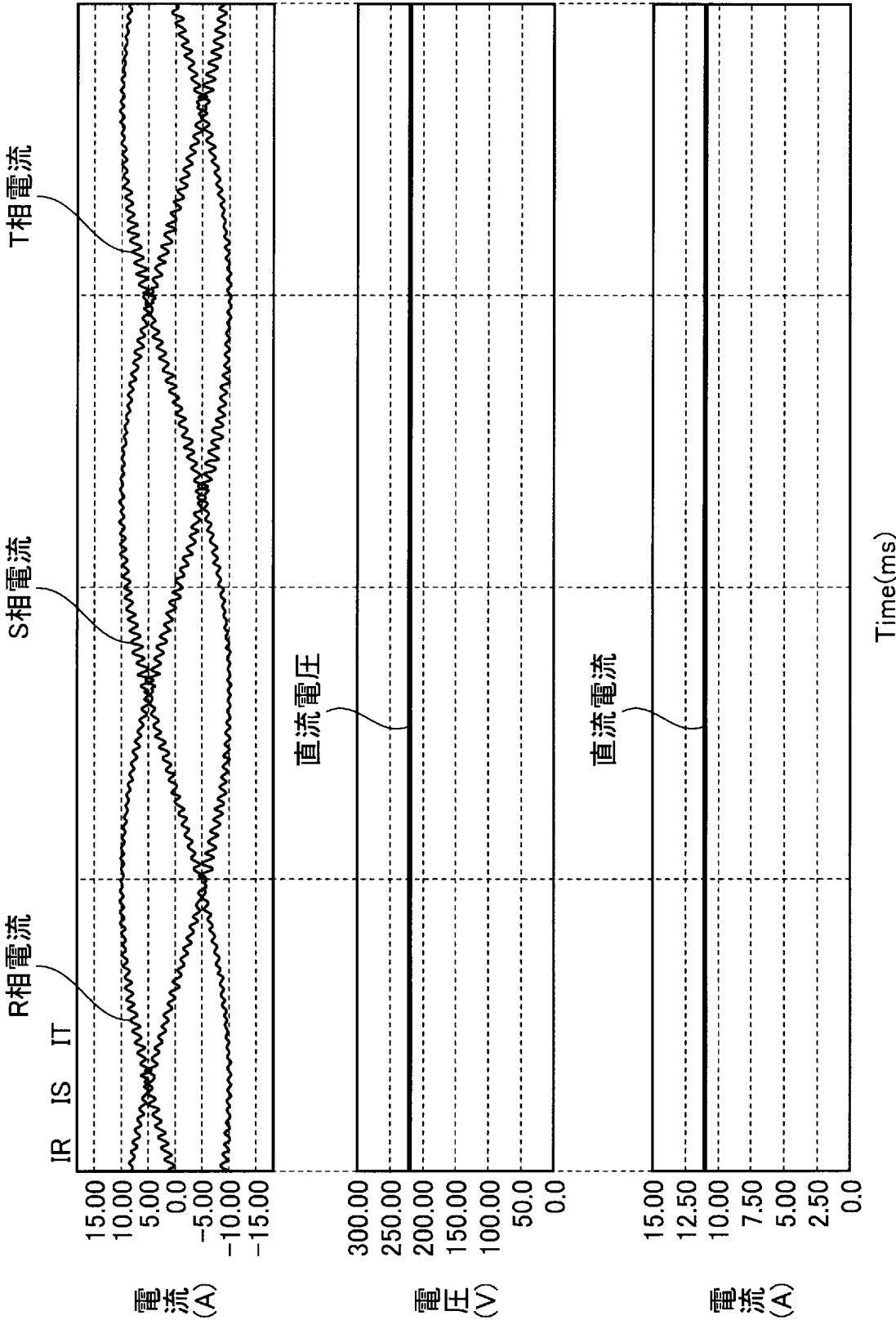
[図7]



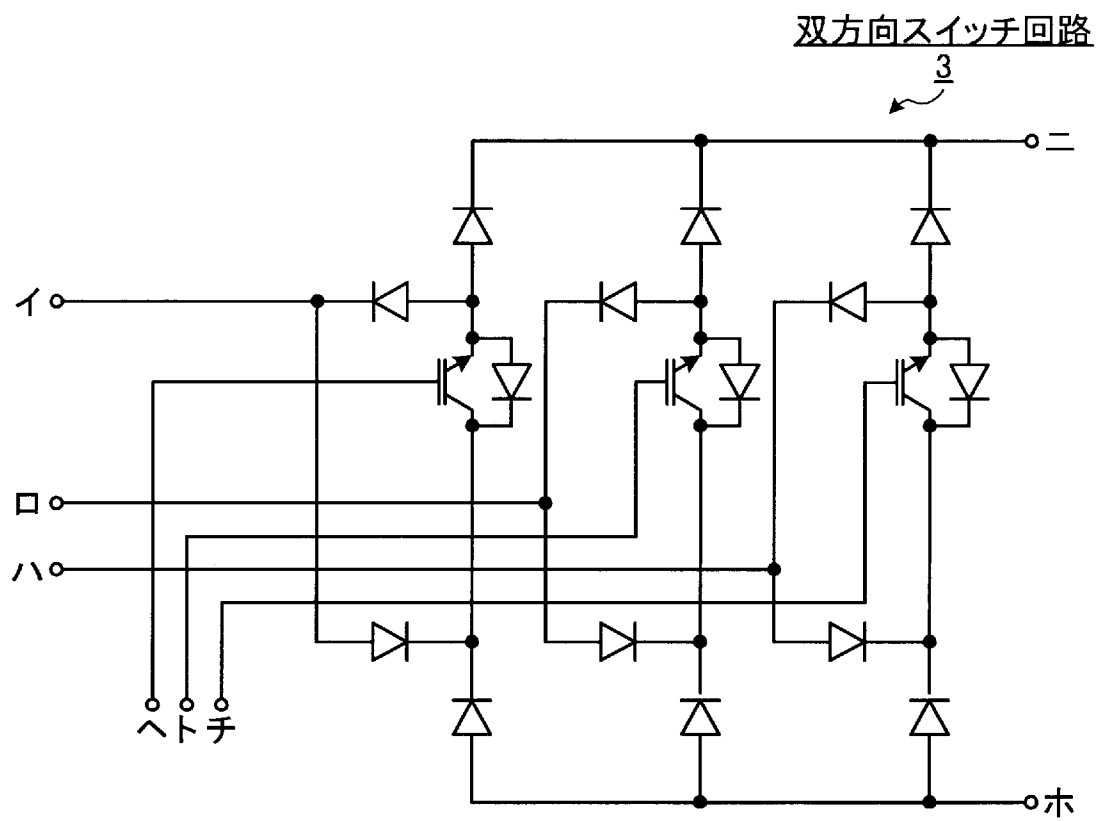
[図8]



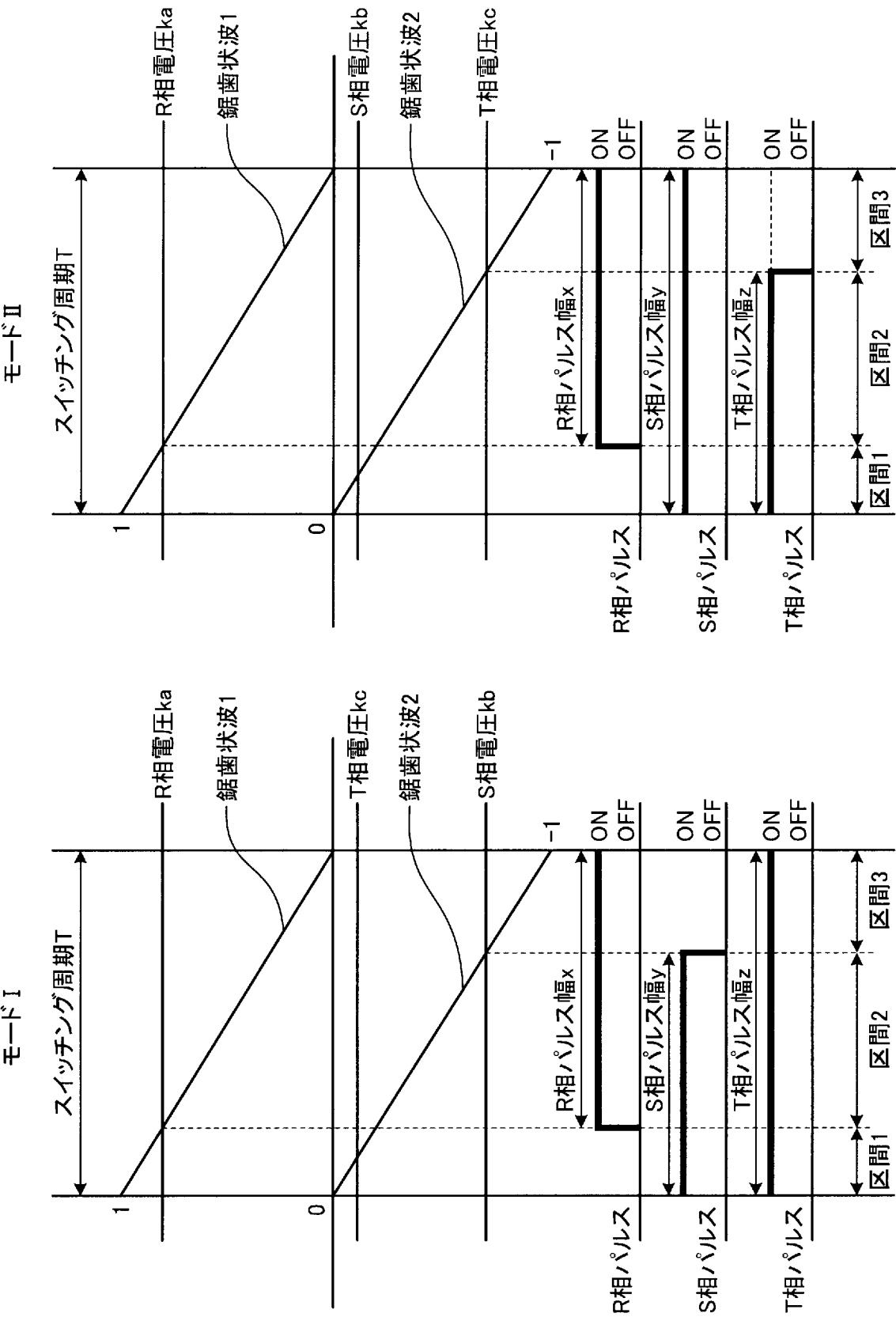
[図9]



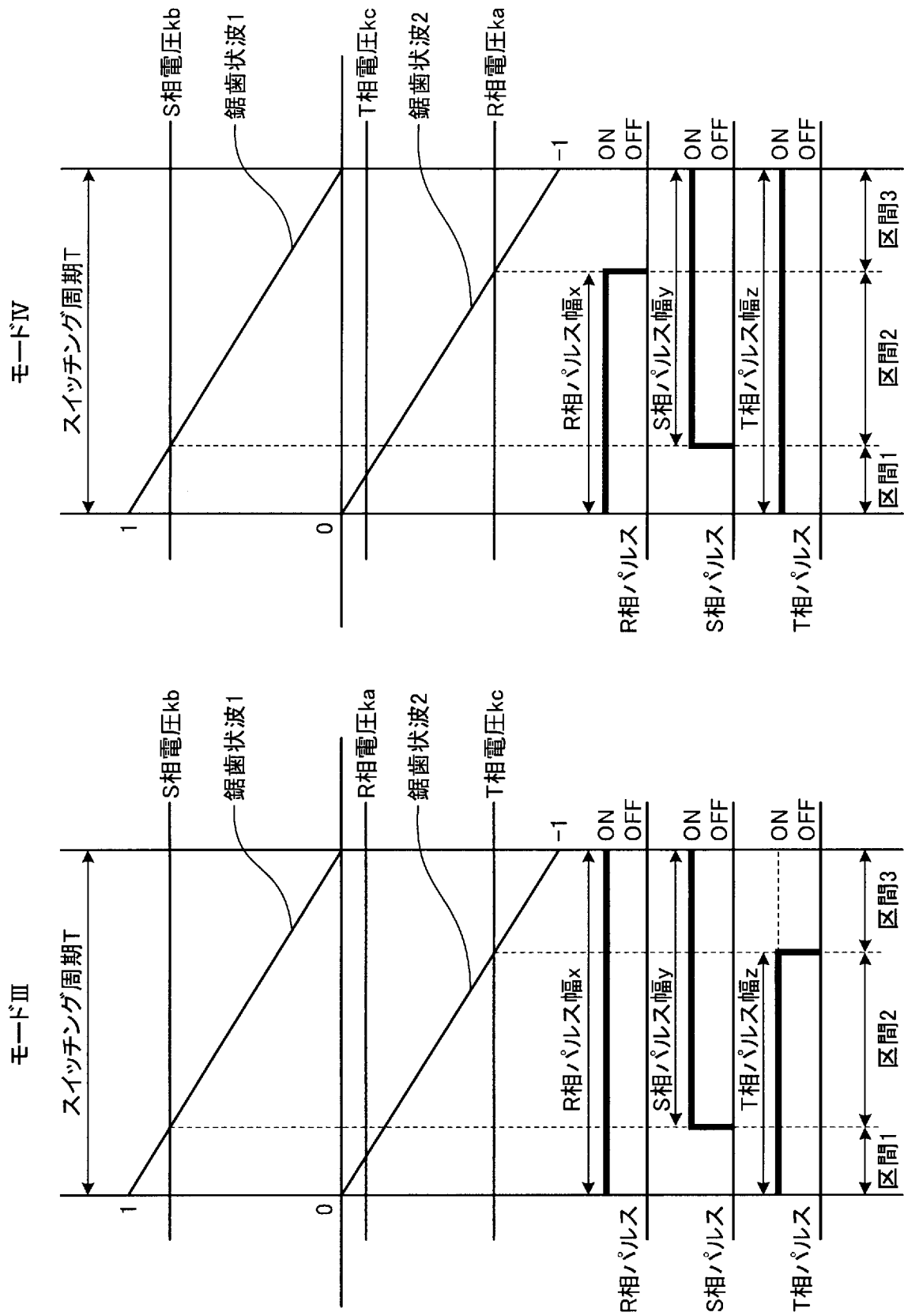
[図10]



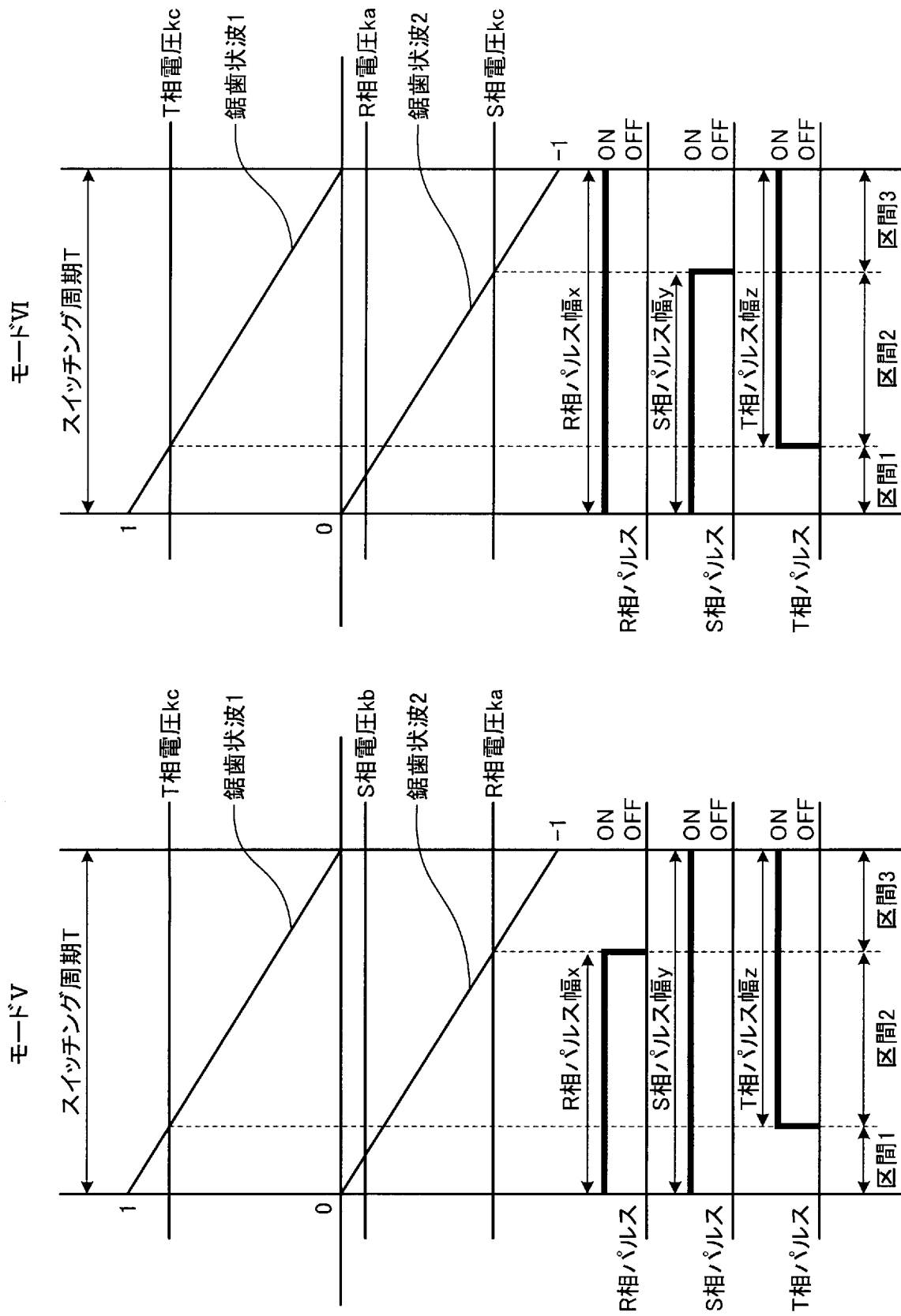
[図11-1]



[図11-2]



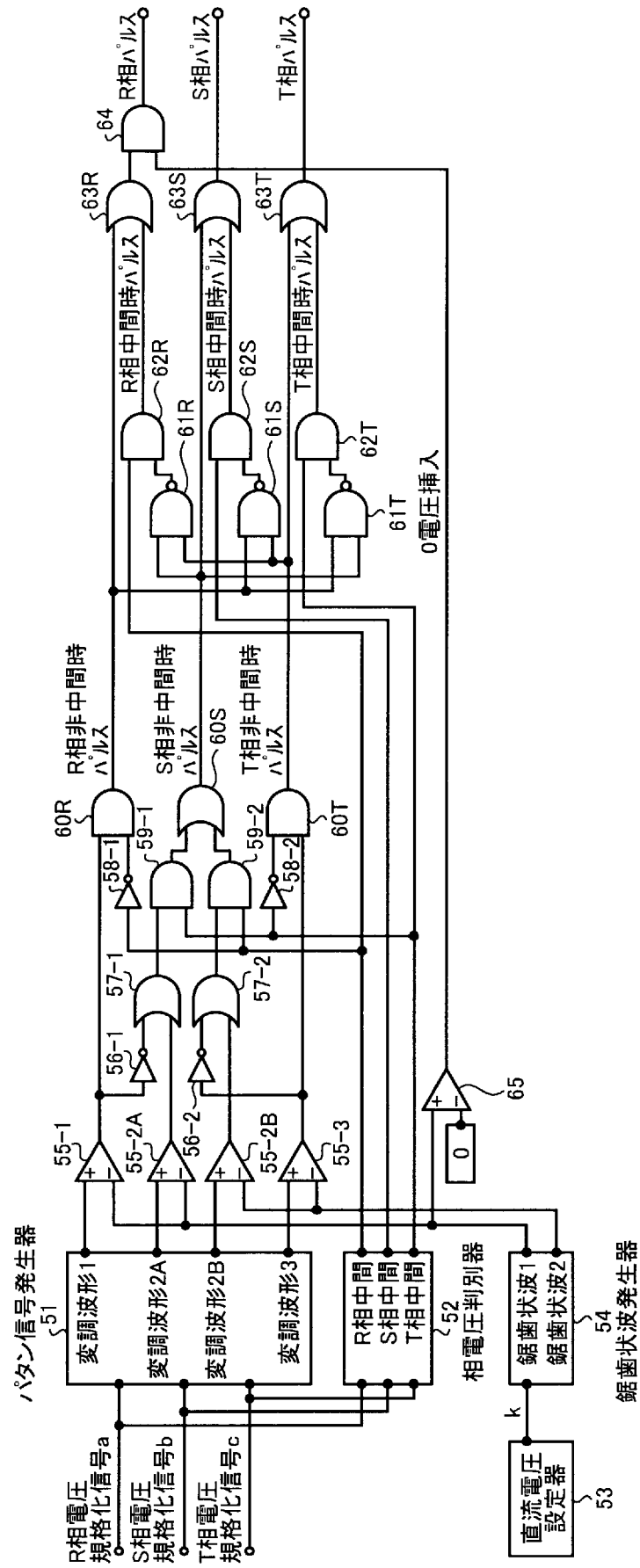
[図11-3]



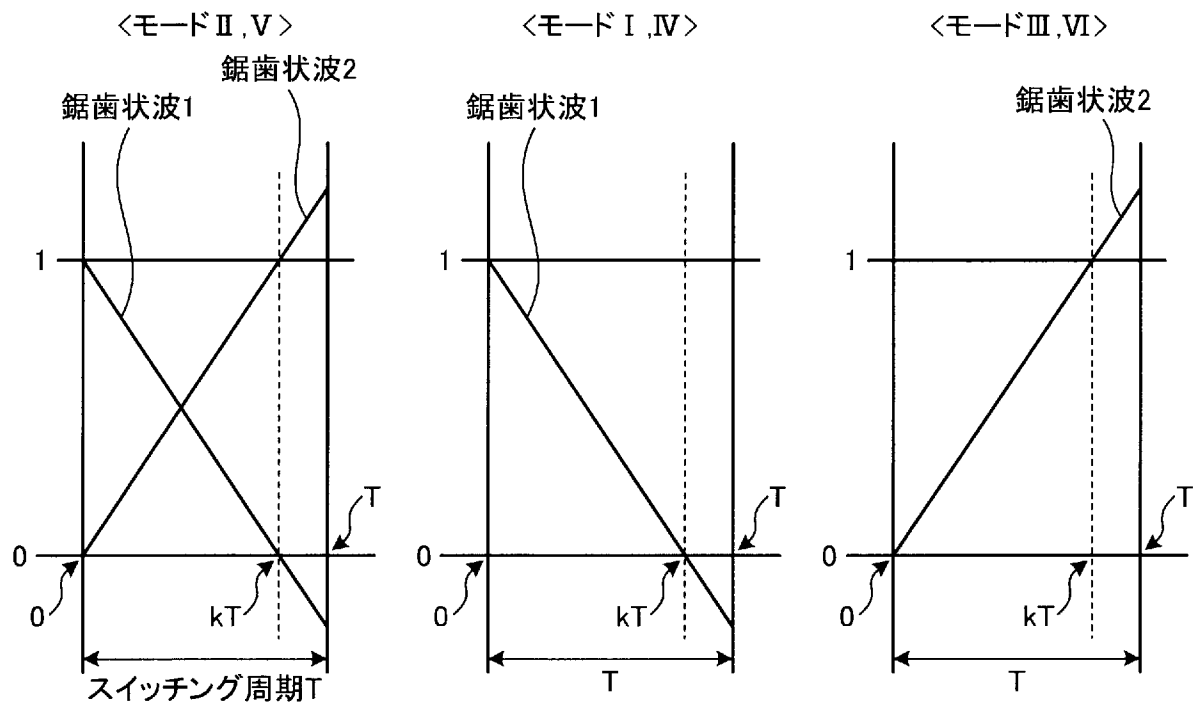
[図12]

スイッチングパターン発生器

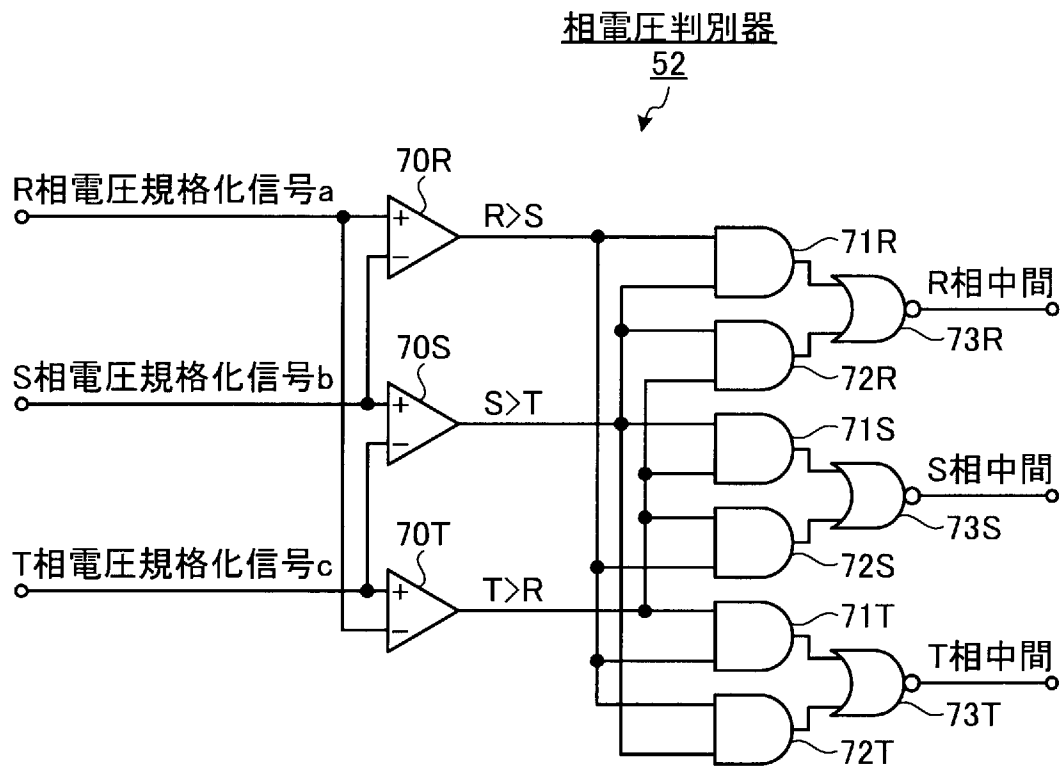
5



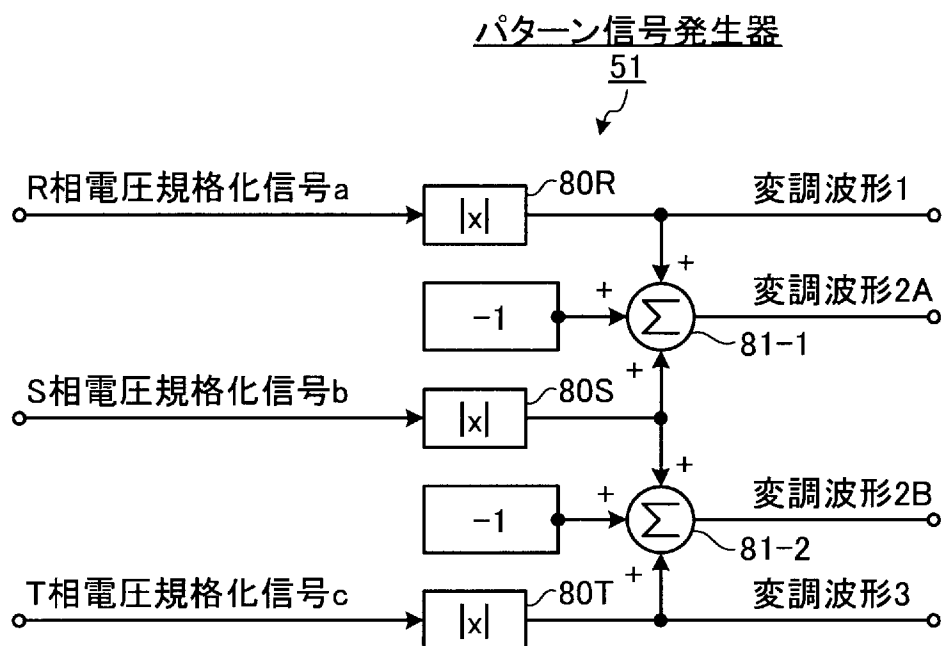
[図13]



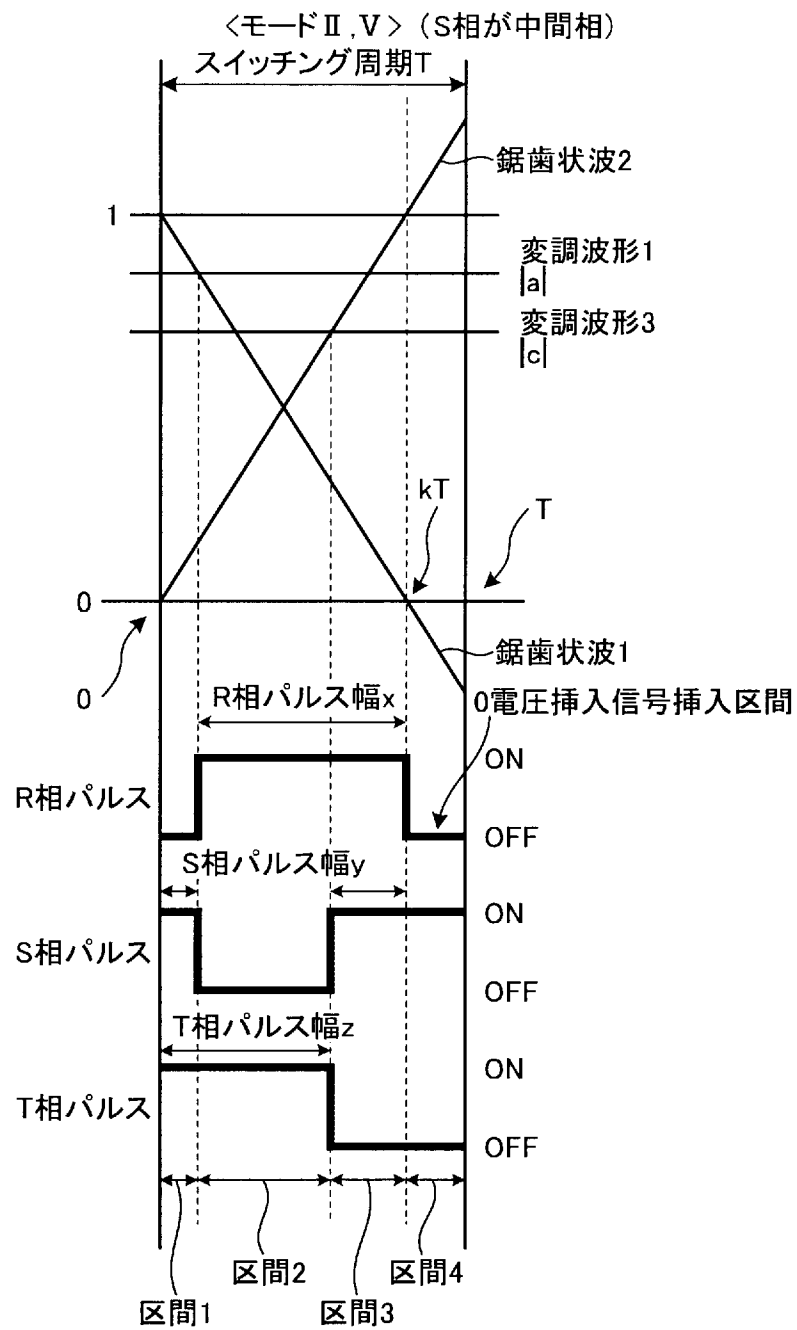
[図14]



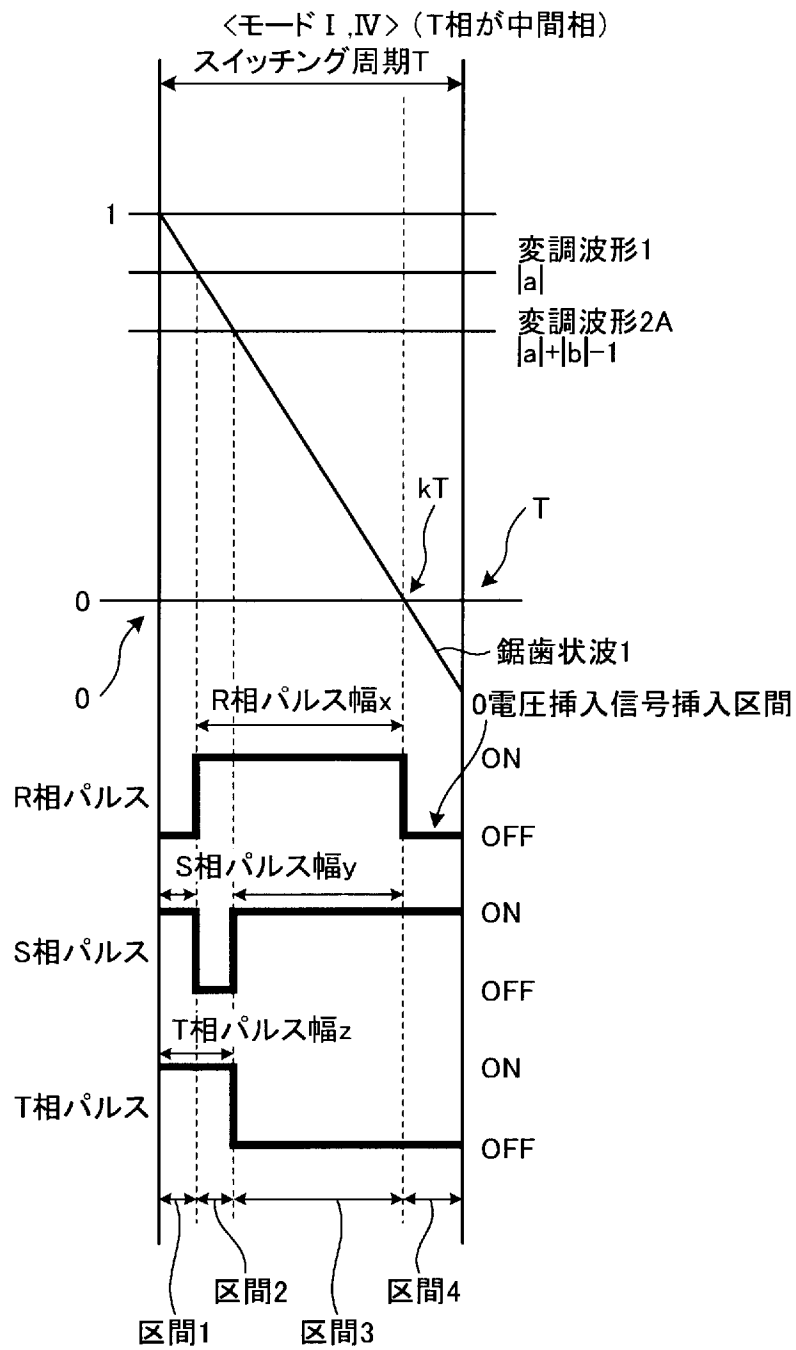
[図15]



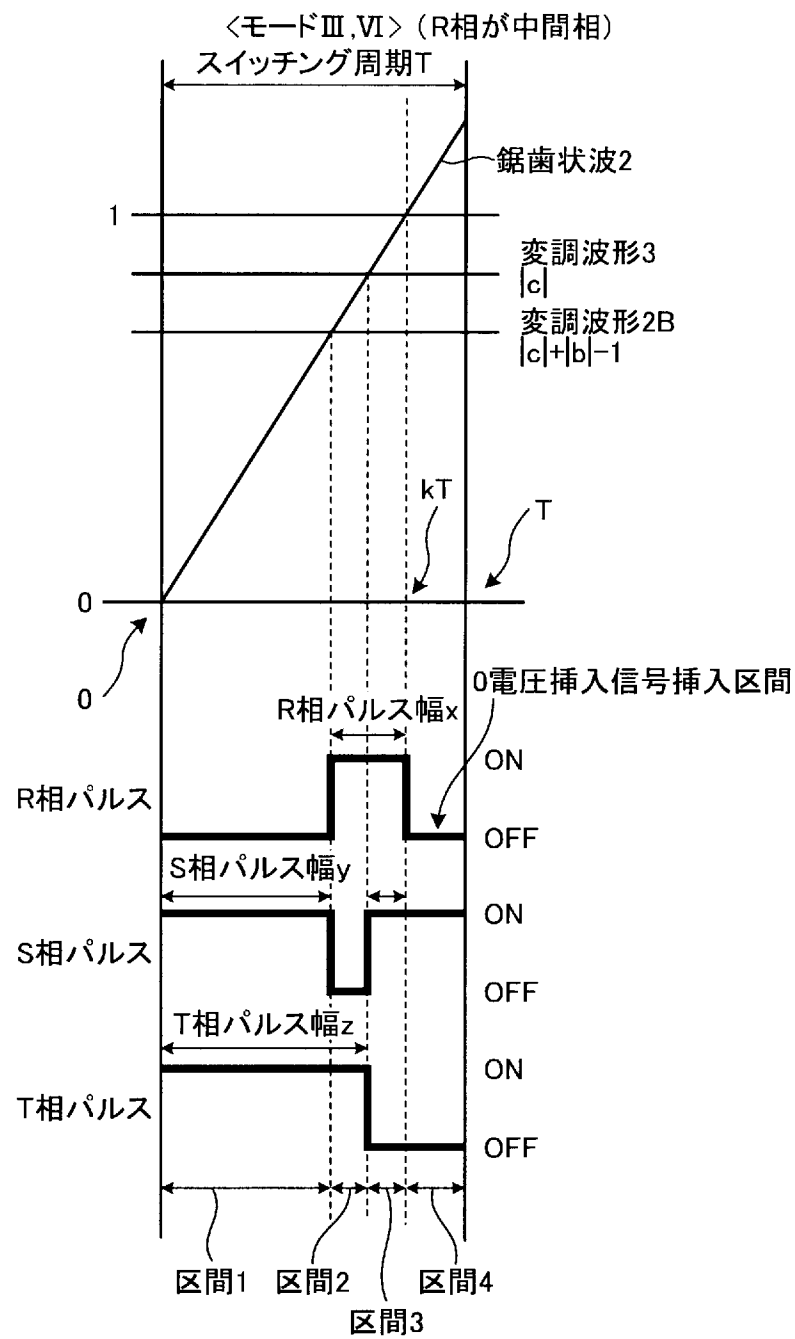
[図16]



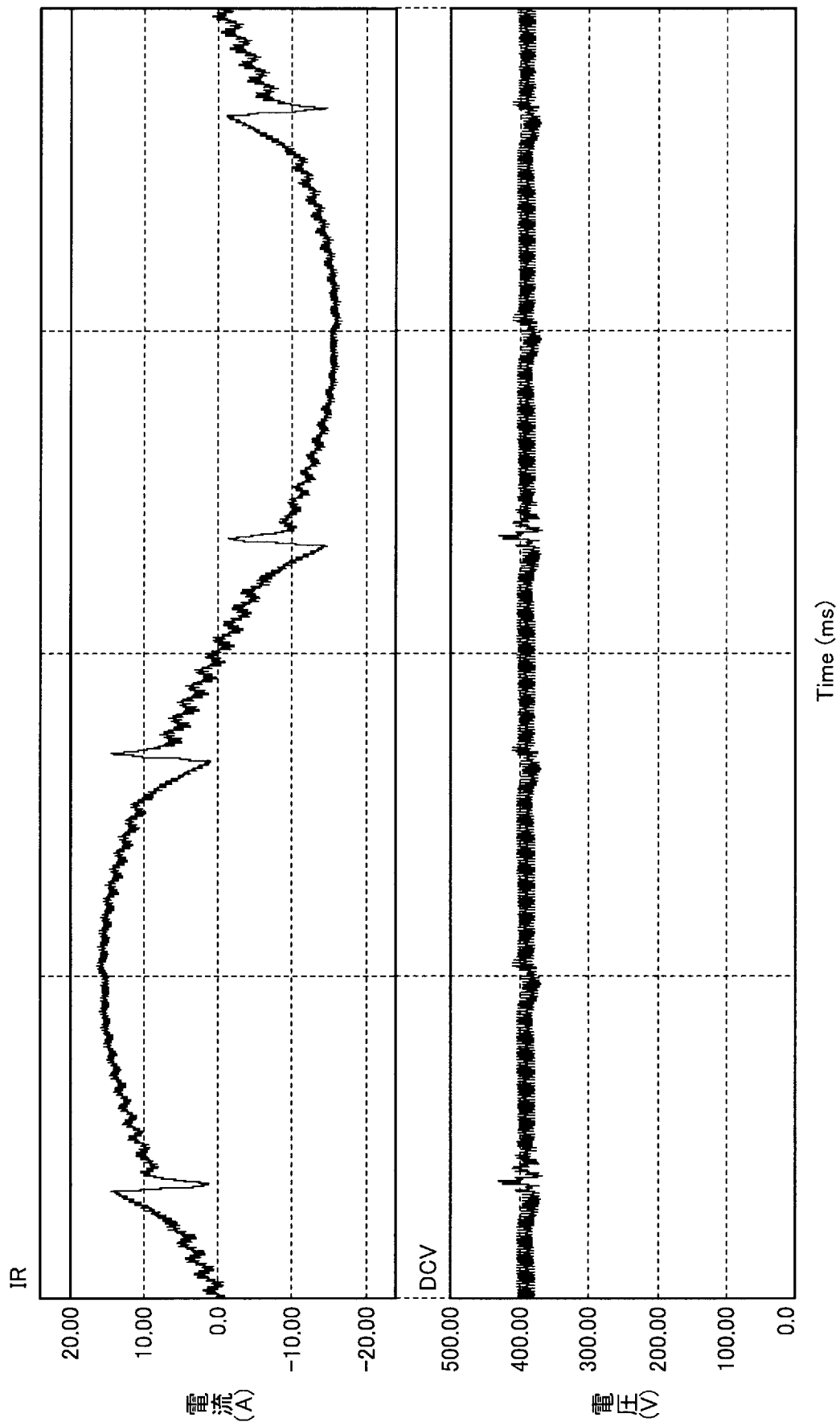
[図17]



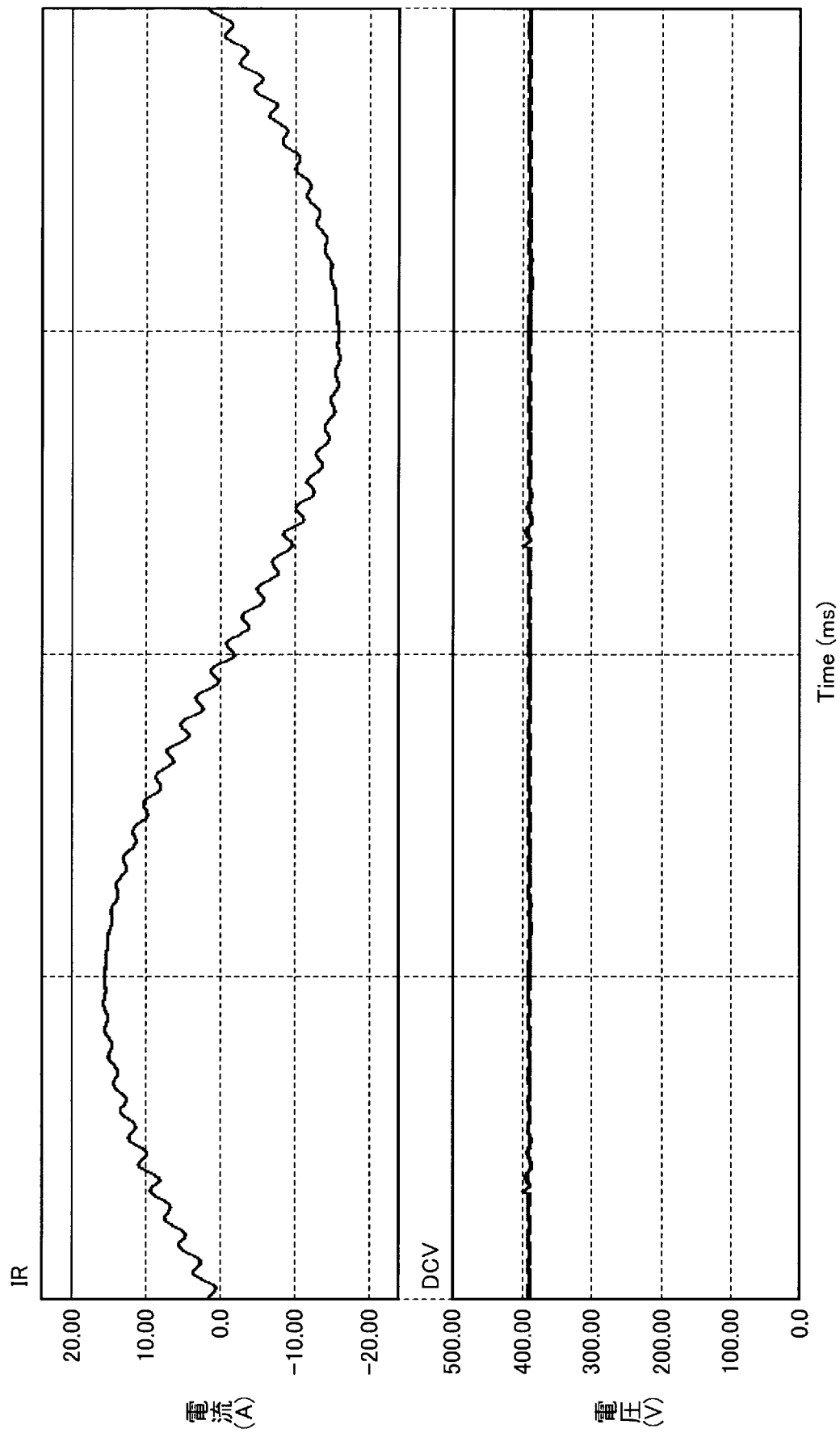
[図18]



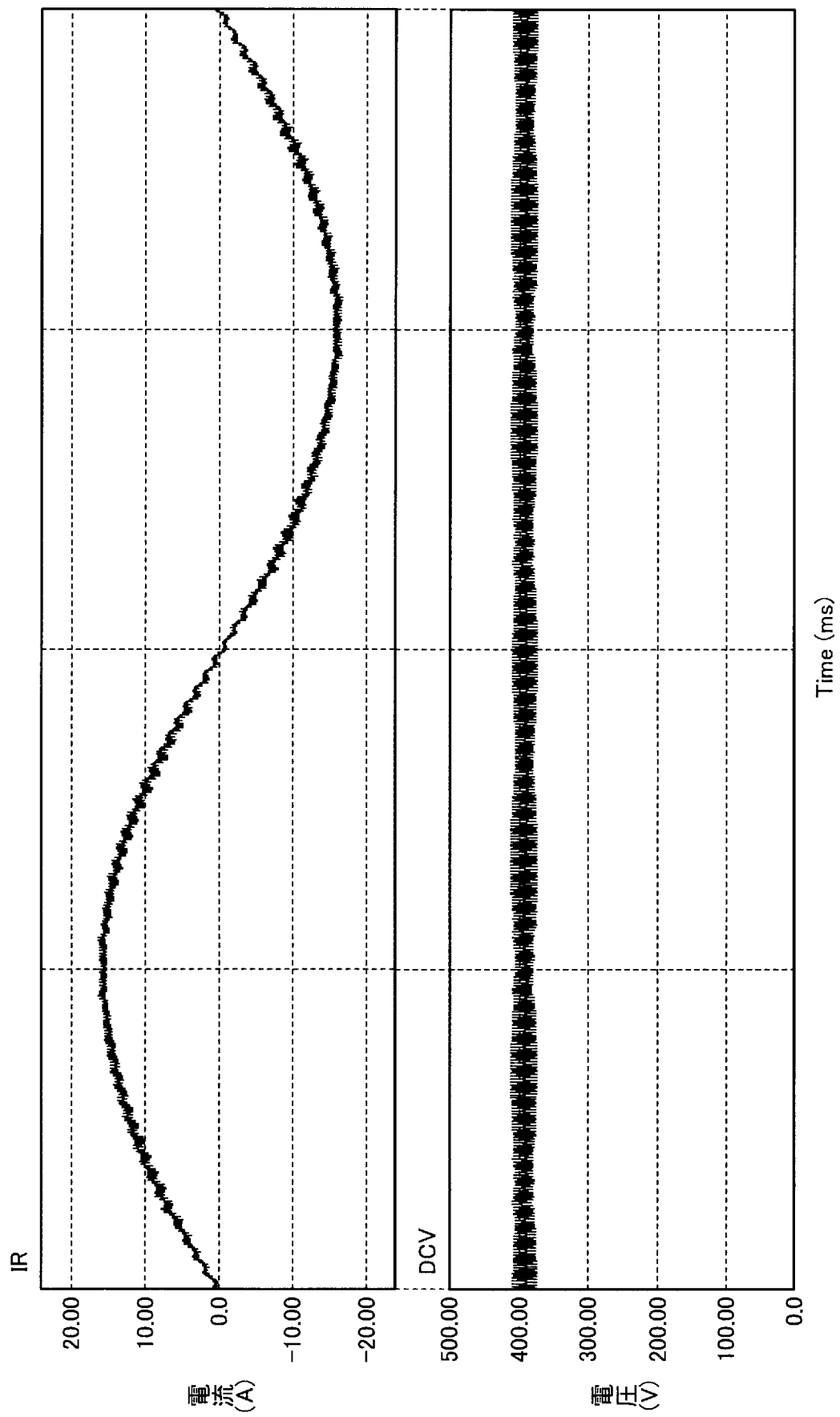
[図19]



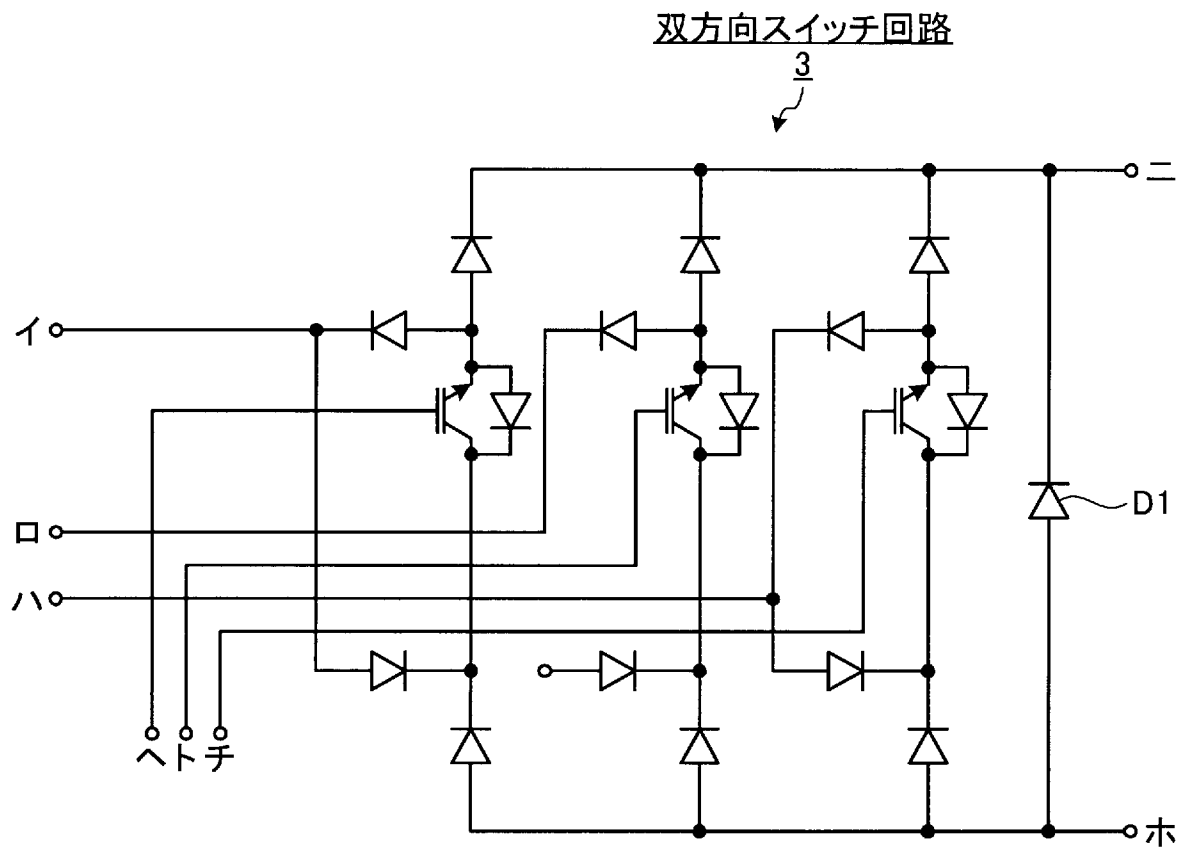
[図20]



[図21]



[図22]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2010/060976

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)

H02M7/12

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 1996-2010

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2010 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2010

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

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 9-275685 A (Mitsubishi Electric Corp.), 21 October 1997 (21.10.1997), paragraphs [0035] to [0042]; fig. 1 (Family: none)	1, 3-7 2
Y A	JP 2-65667 A (Hitachi, Ltd.), 06 March 1990 (06.03.1990), page 4, upper left column to lower left column; each figure (Family: none)	1, 3-7 2
A	JP 2004-343975 A (Sanken Electric Co., Ltd.), 02 December 2004 (02.12.2004), entire text (Family: none)	1-7

☐

Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐

See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
01 September, 2010 (01.09.10)Date of mailing of the international search report
14 September, 2010 (14.09.10)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (I P C))

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 (I P C))

Int.Cl. H02M7/12

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 0 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 0 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 0 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	J P 9 - 2 7 5 6 8 5 A (三菱電機株式会社)、1997. 10. 21、段落【0035】 - 【0042】、第1図 (ファミリーなし)	1, 3 - 7 2
Y A	J P 2 - 6 5 6 6 7 A (株式会社日立製作所)、1990. 03. 06、4 頁左上欄 - 左下欄、各図 (ファミリーなし)	1, 3 - 7 2
A	J P 2 0 0 4 - 3 4 3 9 7 5 A (サンケン電気株式会社)、2004. 12. 02、全 文 (ファミリーなし)	1 - 7

C 欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

0 1 . 0 9 . 2 0 1 0

国際調査報告の発送日

1 4 . 0 9 . 2 0 1 0

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (I S A / J P)

郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

服部 俊樹

3 V

3 7 3 6

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 5 7