

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2009年5月14日 (14.05.2009)

PCT

(10) 国際公開番号  
WO 2009/060807 A2

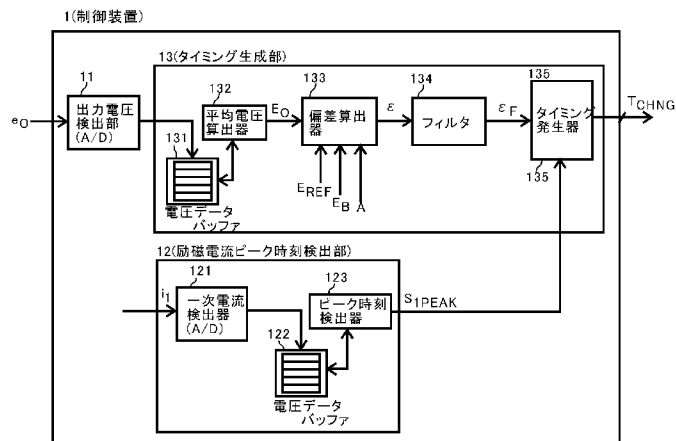
- (51) 国際特許分類:  
H02M 3/28 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2008/069986
- (22) 国際出願日: 2008年10月31日 (31.10.2008)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:  
特願2007-288954 2007年11月6日 (06.11.2007) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 国立  
大学法人長崎大学 (Nagasaki University, National Uni-  
versity Corporation) [JP/JP]; 〒8528521 長崎県長崎  
市文教町1番14号 Nagasaki (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 黒川 不二雄  
(KUROKAWA, Fujio) [JP/JP]; 〒8528521 長崎県長崎  
市文教町1番14号国立大学法人長崎大学内 Nagasaki  
(JP).
- (74) 代理人: 久保田 千賀志 (KUBOTA, Chikashi); 〒  
1050013 東京都港区浜松町1丁目13番2号ホワイ  
トタワー浜松町1710 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, 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, JP, 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, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE,  
SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, 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, 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 (AT, BE, BG,  
CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU,  
IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE,

[ 続葉有 ]

(54) Title: CONTROLLER FOR POWER CONVERTER CIRCUIT

(54) 発明の名称: 電力変換回路の制御装置

[図2]



- 1 (CONTROLLER)
- 11 OUTPUT VOLTAGE DETECTING UNIT (A/D)
- 13 (TIMING GENERATING UNIT)
- 132 AVERAGE VOLTAGE CALCULATOR
- 131 VOLTAGE DATA BUFFER
- 133 DIFFERENCE CALCULATOR
- 134 FILTER
- 135 TIMING GENERATOR
- 12 (EXCITING CURRENT PEAK TIME DETECTING UNIT)
- 121 PRIMARY CURRENT DETECTOR (A/D)
- 123 PEAK TIME DETECTOR
- 122 VOLTAGE DATA BUFFER

(57) Abstract: The peak time of the exciting current of a transformer or the variation time of the primary current or the primary voltage corresponding to the peak time is detected. After the peak time occurs and a predetermined period of time from the peak time elapses, a switch is turned on/off. A controller (1) is adapted to a power converter circuit (2) having a transformer (21) and a switch circuit (23)

[ 続葉有 ]

WO 2009/060807 A2



SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

- 国際調査報告書なし；報告書を受け取り次第公開される。

---

composed of one or more switches. The controller (1) comprises an output voltage detecting unit (11) for detecting the output voltage of the power converter circuit, an exciting current peak time detecting unit (12) for detecting the peak time of the exciting current of the transformer, and a timing generating unit (13) for generating the timings at which the switches are turned on/off according to the output voltage and the peak time.

(57) 要約: 【課題】 トランスの励磁電流のピーク時刻またはこれに対応する一次電流または一次電圧の変化時刻を検出し、ピーク時刻が生じた後に当該ピーク時刻から所定時間経過後に前記スイッチの切換えを行う。【解決手段】 一つまたは複数のスイッチから構成されるスイッチ回路23とトランス21とを備えた電力変換回路2に適用される制御装置1において、電力変換回路の出力電圧の値を検出する出力電圧検出部11と、トランスの励磁電流のピーク時刻を検出する励磁電流ピーク時刻検出部12と、各スイッチの切換えタイミングを生成するタイミング生成部13とを備え、タイミング生成部13は、出力電圧とピーク時刻とに基づいて各スイッチの切換えタイミングを生成する。

## 明 細 書

### 電力変換回路の制御装置

### 技術分野

[0001] 本発明は、トランスを備えた電流共振型の電力変換回路に適用される制御装置に関し、特にトランスの励磁電流のピーク時刻またはこれに対応する一次電流または一次電圧の変化時刻を検出し、ピーク時刻が生じた後に当該ピーク時刻から所定時間経過後に前記スイッチの切換えを行う前記制御装置に関する。

### 背景技術

[0002] 従来、典型的な直流出力の電力変換回路は、出力電圧の制御を半導体スイッチのスイッチング周波数制御により行うものが知られている(特許文献1, 特許文献2等参照)。

[0003] たとえば、図8(A)に示す電力変換回路9は、トランス91と、トランス91の一次側に設けられたスイッチ回路93と、トランス91の一次巻線911に直列に設けられた共振回路92と、トランス91の二次側に設けられた整流回路94と、整流回路94の負荷側に設けたキャパシタ95とを備えている。

[0004] スイッチ回路93はブリッジから構成されている。また、共振回路92は、インダクタ921とキャパシタ922とからなる。スイッチ回路93のスイッチ動作と共振回路92の共振動作とが協調することで、電源98の直流電力は交流電力に変換されて一次巻線911に与えられる。一次巻線911から二次巻線912に伝えられた交流電力は、整流回路94および平滑用のキャパシタ95を介して負荷98与えられる。

[0005] 一方、図8(B)にも示すように、制御装置8は、電力変換回路9の出力電圧 $E_o$ を取得しており、これを基準電圧 $E_{REF}$ と比較し、その偏差がゼロとなるように、周波数変調した駆動信号をスイッチ回路93に送出する。

特許文献1:特開2003-023775

特許文献2:特開2007-020262

### 発明の開示

### 発明が解決しようとする課題

[0006] しかし、この制御手法では、出力電圧 $E_o$ を検出してスイッチング周波数を制御している。このため、入力電流の検出はなされない。したがって、あるスイッチに流れる電流を遮断してはならないときに遮断してしまい、他のスイッチに短絡電流が流れてしまうという問題がある。このことは、共振動作の観点からみると、共振電流が流れているときに、スイッチをオンすると、共振状態が壊れ動作が不安定になり、本来の共振型電力変換器の機能を果たさなくなることと等価である(効率が低下する)。また、電源側にサージ(あるいはリップル)が生じ、周辺回路に誤動作などの悪影響を及ぼす。

[0007] 本発明の目的は、トランスの一次側の電流変化の状態、具体的には励磁電流ピーク時刻を検出し、当該ピーク時刻から所定時刻経過したときに前記スイッチの切換えタイミングを生成する電力変換回路の制御装置を提供する。

#### 課題を解決するための手段

[0008] 本発明の電力変換回路の制御装置は(1)から(7)を要旨とする。

(1) 1つまたは複数のスイッチから構成されるスイッチ回路とトランスとを備えた電力変換回路に適用される制御装置において、

前記電力変換回路の出力電圧の値を検出する出力電圧検出部と、

前記トランスの励磁電流のピーク時刻を検出する励磁電流ピーク時刻検出部と、

前記1つまたは複数のスイッチの切換えタイミングを生成するタイミング生成部と、を備え、

前記タイミング生成部は、前記出力電圧と前記ピーク時刻とに基づいて前記1つまたは複数のスイッチの切換えタイミングを生成する、

ことを特徴とする電力変換回路の制御装置。

[0009] (2) 電力変換回路が電流共振型であることを特徴とする(1)に記載の電力変換回路の制御装置。

[0010] (3) 前記タイミング生成部は、前記ピーク時刻から出力電圧と基準電圧の偏差に対応する時間を計数することで、前記切換えタイミングを生成することを特徴とする(1)または(2)に記載の電力変換回路の制御装置。

[0011] (4) 前記励磁電流ピーク時刻検出部は、前記トランスの一次電流または一次電圧の変化に基づいて前記ピーク時刻を検出することを特徴とする(1)から(3)の何れか

に記載の電力変換回路の制御装置。

[0012] (5) 前記スイッチ回路は、1つのスイッチ、またはブリッジのアームを構成する複数のスイッチからなることを特徴とする(1)から(4)の何れかに記載の電力変換回路の制御装置。

[0013] (6) 前記出力電圧検出部、前記励磁電流ピーク値検出部、前記タイミング生成部の各部のそれぞれが、

全体がアナログ回路またはデジタル回路により構成され、または、一部がアナログ回路、残りがデジタル回路により構成されている、ことを特徴とする(1)から(5)の何れかに記載の電力変換回路の制御装置。

励磁電流ピーク時刻を検出するために、たとえば、一次電圧や一次電流のみならず(または一次電圧や一次電流に代えて)、二次電圧、二次電流を測定する。励磁電流のピーク時刻と等価な時刻は、これらの測定値の変化(さらには、これらの微分値の変化)により特定することができる。

[0014] 上記の発明の態様では、励磁電流ピーク時刻検出部によりトランスの励磁電流のピーク時刻を検出したが、これに代えて、一次電流検出部により、トランスの一次電流を検出することで、タイミング生成部によりスイッチの切換えタイミングを生成するようにできる。

[0015] この場合には、(1') から(5') のように構成できる。

(1') 1つまたは複数のスイッチから構成されるスイッチ回路とトランスとを備えた電力変換回路に適用される制御装置において、

前記電力変換回路の出力電圧の値を検出する出力電圧検出部と、  
前記トランスの励磁電流のピーク時刻を検出する励磁電流ピーク時刻検出部と、  
前記1つまたは複数のスイッチの切換えタイミングを生成するタイミング生成部と、  
を備え、

前記タイミング生成部は、前記出力電圧と前記ピーク時刻とに基づいて前記1つまたは複数のスイッチの切換えタイミングを生成する、  
ことを特徴とする電力変換回路の制御装置。

[0016] (2') 前記前記タイミング生成部は、前記一次電流のピーク値を検出し、前記出力

値と前記ピーク値とに基づいて前記1つまたは複数のスイッチの切換えタイミングを生成することを特徴とする(1')に記載の電力変換回路の制御装置。

[0017] (3') 前記出力値が出力電圧である電力変換回路の制御装置であって、

前記タイミング生成部は、

前記出力電圧の検出値と基準値との差に係数( $<0$ )を乗算し、この乗算値に電圧バイアス値を加算することで値 $\varepsilon$ を演算し、当該値 $\varepsilon$ に周波数補償処理を施し、この処理後の値 $\varepsilon_F$ と前記ピーク値の電圧変換値との差分を演算して当該差分に基づき前記1つまたは複数のスイッチの切換えタイミングを生成する、ことを特徴とする(1')または(2')に記載の電力変換回路の制御装置。

[0018] (4') 前記スイッチ回路は、1つのスイッチ、またはブリッジのアームを構成する複数のスイッチからなることを特徴とする(1')から(3')の何れかに記載の電力変換回路の制御装置。

[0019] (5') 前記出力検出部、前記一次電流ピーク値検出部、前記タイミング生成部の各部のそれぞれが、

全体がアナログ回路またはデジタル回路により構成され、または、

一部がアナログ回路、残りがデジタル回路により構成されている、

ことを特徴とする(1')から(4')の何れかに記載の電力変換回路の制御装置。

[0020] 一次電流を制御する場合には、負荷の増減に対応できることはもちろん、トランスの一次電流の変化を抑えるようにスイッチの切換えタイミングを生成できる。これにより、電源電流が安定するし、一次電流のピーク値を抑制できるのでスイッチ回路(スイッチ素子)の保護が可能となる。

### 発明の効果

[0021] 本発明の制御装置では、トランスの一次側の電流変化の状態を検出し(具体的には励磁電流ピーク時刻を検出)し、当該ピーク時刻から所定時刻経過したときに前記スイッチの切換えタイミングを生成する。これにより、回路が短絡したり開放したりすることを回避することができる。

### 図面の簡単な説明

[0022] [図1]本発明の制御装置の基本実施形態を示す説明図(電力変換回路と制御装置

を示す回路図)である。

[図2]図1の制御装置を示すブロック図である。

[図3](A)は出力電圧をサンプリングしてA/D変換した様子を示す図、(B)は一次電流をサンプリングしてA/D変換した様子を示す図、(C)はサンプリング周期を示す図である。

[図4](A)～(G)は、タイミング発生器が、2つのスイッチのオンタイミングを、一次電流ピーク時刻に基づいて生成する場合のタイミング図である。

[図5]図1の電力変換回路を具体的に示した本発明の実施形態を示す図である。

[図6](A)～(F)は、図5に示した制御装置の動作を説明するためのタイミング図である。

[図7]一次電流制御制御を行う制御装置の基本例を示す説明図である。

[図8]従来の制御技術を示す説明図である。

## 符号の説明

- [0023]
- 1 制御装置
  - 2 電力変換回路
  - 11 出力電圧検出部
  - 12 一次電流ピーク時刻検出器
  - 13 タイミング生成部
  - 21 トランス
  - 22 共振回路
  - 23 スイッチ回路
  - 121 一次電流検出器
  - 122 電流データバッファ
  - 131 電圧データバッファ
  - 132 平均電圧算出器
  - 133 偏差算出器
  - 134 フィルタ
  - 135 タイミング発生器

211 一次巻き線

212 二次巻き線

221 インダクタ

222 キャパシタ

Q<sub>1</sub> 第1スイッチ

Q<sub>2</sub> 第2スイッチ

発明を実施するための最良の形態

[0024] 本発明の制御装置の基本実施形態を図1に示す。図1において、電力変換回路2は制御装置1により制御される。電力変換回路2は、トランス21を備えており、トランス21の一次側には、スイッチ回路23と、トランス21とスイッチ回路23との間に一次巻き線211に直列に接続された共振回路22とが設けられている。図1では、一次側を一次巻き線211と励磁巻き線213とが並列接続された等価回路で示してある。

[0025] 共振回路22は、トランス21の一次巻き線211に直列接続されたインダクタ221とキャパシタ222とからなる。インダクタ221の一部または全部を浮遊インダクタンスとでき、キャパシタ222の一部または全部を浮遊キャパシタンスとできる。

[0026] また、トランス21の二次側には、整流回路24と、整流回路24の出力端子に並列接続された平滑キャパシタが設けられている。

[0027] 制御装置1は、図2に示すように、出力電圧検出部11と、励磁電流ピーク時刻検出部12と、タイミング生成部13とを備えている。タイミング生成部13は、出力電圧検出部11からのデジタル信号、および励磁電流ピーク時刻検出部12からのデジタル信号に基づき、後述するデジタル処理を行う。

出力電圧検出部11は、出力電圧の瞬時値 $e_o$ をサンプリング周期 $n$ (図3(C)参照)で取り込み、これをA/D変換する(図3(A)参照)。

[0028] 励磁電流ピーク時刻検出部12は、一次電流検出器121と、電圧データバッファ(FIFO)122と、ピーク時刻検出器123とからなる。一次電流検出器121は、トランス21の一次電流の瞬時値 $i_1$ をサンプリング周期 $n$ ( $e_o$ のサンプリング周期と異なってもよいが、ここでは同一周期とする)で取り込み、これをA/D変換する(図3(B)参照)。

。



[0029] タイミング生成部13は、電圧データバッファ(FIFO)131と、平均電圧算出器132と、偏差算出器133と、フィルタ(本発明における周波数補償回路)134と、タイミング発生器135とを備えている。

[0030] 出力電圧検出部11から取り込まれた出力電圧 $e_o$ は電圧データバッファ131に取り込まれ、平均電圧算出器132は電圧データバッファ131を参照して出力電圧 $E_o$ を算出する。 $E_o$ は出力電圧の平均値または実効値である。偏差算出器133は、出力電圧 $E_o$ を入力するとともに、基準電圧値 $E_{REF}$ と係数 $A$ (ここでは、 $A < 0$ )とバイアス電圧値 $E_B$ とを取り込み、偏差 $\varepsilon$ を演算する。

$$\varepsilon = A(E_o - E_{REF}) + E_B \quad \dots(1)$$

この偏差 $\varepsilon$ は、フィルタ134により処理される。フィルタ処理後の値を $\varepsilon_F$ で示す。

[0031] 一方、一次電流検出器121から取り込まれた一次電流 $i_1$ は電流データバッファ122に取り込まれ、ピーク時刻検出器123は、電流データバッファ122を参照して一次電流 $i_1$ の変化を検出する。一次電流 $i_1$ の変化パターンを記憶しておくことで、励磁電流 $i_M$ のピーク値を検出することもでき、本実施形態では、ピーク値検出器136は、 $i_1(n) - i_1(n-1)$ の時間変化が無限大または無限小となった時を、 $I_M$ のピーク値とすることができる。

[0032] ピーク時刻検出器123は、 $I_M$ のピーク値を検出したときは、ピーク値時刻を示す信号 $S_{PEAK}$ をタイミング発生器135に出力する。

[0033] タイミング発生器135は、スイッチ回路23を構成するスイッチの切換えタイミング $T_{CH}$ を生成する。信号 $S_{PEAK}$ の受信したときに、カウンタにより所定周波数のクロックの計数を開始し、カウンタが所定個数( $\varepsilon_F$ に対応する時間)の計数を終了したときに、当該終了を示す信号に基づき、切換えタイミング $T_{CHNG}$ を生成することもできる。なお、タイミング $T_{CHNG}$ は、スイッチ回路23を構成するスイッチが複数の場合には、各スイッチについて別々に与えられるタイミングである。

[0034] スwitch回路23は、ハーフブリッジの場合には、2つのスイッチから構成される。この場合には、タイミング発生器135は、2つのスイッチ(以下、第1スイッチ、第2スイッチと言う)それぞれについて切換えタイミングを発生する。なお、後述する図4(D)、(E)では、第1スイッチの切換えタイミングを $T_{CHNG1}$ で、第2スイッチの切換えタイミングを $T_{CHNG2}$ で示す。

で示してある。  
CHNG2

- [0035] 以下、図4(A)～(G)により、タイミング発生器135が、第1スイッチ、第2スイッチのオンタイミング $T_{ON}$  およびオフタイミング $T_{OFF}$  を、信号 $S_{PEAK}$  に基づいて生成する場合を説明する。
- [0036] たとえば、図4(A)に示すように、出力電圧 $E_o$  が基準電圧 $E_{REF}$  を越えた場合には、制御回路1は、電力の供給を減少させるように、スイッチ回路23を制御する必要がある。
- [0037] このとき $\varepsilon$ の値(上記(1)式参照)は減少し、スイッチのオフタイミング $T_{OFF}$  は早められる。たとえば、第1のスイッチのオフタイミング $T_{OFF}$  は、信号 $S_{PEAK}$  からのクロック数 $M$ の増減により決定することができる。第2スイッチのオフタイミング $T_{OFF}$  も、図4(C)、(E)に示すように第1スイッチのオフタイミングと同様にして生成される。
- [0038] 図4(F)は、一次電流 $i_1$ を示し、図4(G)はトランス21の励磁電流を示している。本実施形態では、制御装置1は、トランス21の一次側のパラメータ(すなわち、励磁電流 $i_M$ )に基づきスイッチ回路23を制御しているので、一次電流の変化等に対応することが容易となる。
- [0039] 図5は、図1の電力変換回路2を具体的に示す回路図である。  
図5において、スイッチ回路23は、ハーフブリッジからなり、2アームを構成する2つのスイッチ(第1、第2スイッチ)を $Q_1$ 、 $Q_2$ で示してある。第1スイッチ $Q_1$ 、第2スイッチ $Q_2$ には、それぞれスナバ回路( $Q_1$ はダイオード $D_1$ とキャパシタ $C_1$ からなり、 $Q_2$ はダイオード $D_2$ とキャパシタ $C_2$ からなる)が接続されている。  
また、図5において、整流回路24は、ダイオードブリッジからなり、2アームを構成する2つのダイオードを符号241、242で示してある。
- [0040] 図6(A)に第1スイッチ $Q_1$ に与えられる切換えタイミング $T_{CHNG1}$ を示し、図6(B)に第2スイッチ $Q_2$ に与えられる切換えタイミング $T_{CHNG2}$ を示す。また、図6(C)に一次電流 $i_1$ (第1スイッチ $Q_1$ に流れる電流: $i_{Q1}$ 、第2スイッチ $Q_2$ に流れる電流: $i_{Q2}$ )、および一次電流ピーク値 $i_{1PEAK}$ を示し、図6(D)に第1スイッチ $Q_1$ 、第2スイッチ $Q_2$ の端子電圧 $V_{Q1}$ 、 $V_{Q2}$ を示す。さらに、図6(E)に励磁電流 $i_M$ を示し、図6(F)に励磁巻線213の電圧を示す。

- [0041] 第1スイッチ $Q_1$ がオンすると、一次電流 $i_1$ がスイッチ $Q_1$ のみに流れるようになり( $t_1$ 参照)、 $i_1$ はピーク( $t_2$ 参照)に達した後減少し、スイッチ $Q_1$ に流れる電流はトランス21の励磁電流のみとなる( $t_3$ および図6(C)の $\alpha$ 部分参照)。 $t_3$ が励磁電流のピーク時刻 $S_{PEAK}$ であり、タイミング生成部13が、所定クロックの計数を行い、スイッチ $Q_1$ のオフタイミングを生成し、スイッチ $Q_1$ はオフする( $t_4$ 参照)。
- [0042] この後、スイッチ $Q_2$ には、一時的に逆電圧が印加される(スナバ回路のキャパシタ $C_2$ を介して逆電流が流れ始める)が( $t_5$ 参照)、速やかに順電圧が印加される( $t_6$ 参照)。第2スイッチ $Q_2$ は、時刻 $t_5$ と時刻 $t_5$ との間にオンする。以下、第2スイッチ $Q_2$ は、上記の第1スイッチ $Q_1$ の動作と同じ動作を行う。
- [0043] 時刻 $t_3$ から時刻 $t_4$ までの期間が短ければ、スイッチ $Q_2$ のオンタイミングまでの時間は短くでき(負荷に供給される電力は増加する)、当該期間が長ければスイッチ $Q_2$ のオンタイミングまでの時間を長くできる(負荷に供給される電力は減少する)。
- 図7に、一次電流を制御する例を示す。この場合には、負荷の増減に対応できることはもちろん、トランスの一次電流の変化を抑えるようにスイッチの切換えタイミングを生成できる。これにより、電源電流が安定するし、一次電流のピーク値を抑制できるのでスイッチ回路(スイッチ素子)の保護が可能となる。
- [0044] 制御装置5は、図7に示すように、出力電圧検出部(本発明の出力検出部)51と、一次電流検出部52と、タイミング生成部53とを備えている。また、タイミング生成部53は、出力電圧検出部51からのデジタル信号、および一次電流検出部52からのデジタル信号に基づき、以下のデジタル処理を行う。
- [0045] 出力電圧検出部51は、出力電圧の瞬時値 $e_o$ をサンプリング周期 $n$ で取り込み、これをA/D変換する。一次電流検出部52は、トランス21の一次電流の瞬時値 $i_1$ をサンプリング周期 $n$ ( $e_o$ のサンプリング周期と異なってもよいが、ここでは同一周期とする)で取り込み、これをA/D変換する。
- [0046] タイミング生成部53は、電圧データバッファ(FIFO)531と、平均電圧算出器532と、偏差算出器533と、フィルタ(本発明の周波数補償回路)534と、電流データバッファ(FIFO)535と、ピーク値検出器536と、デジタル差分器537と、タイミング発生器538とを備えている。

[0047] 出力電圧検出部51から取り込まれた出力電圧 $e_o$ は電圧データバッファ531に取り込まれ、平均電圧算出器532は電圧データバッファ531を参照して出力電圧 $E_o$ を算出する。 $E_o$ は出力電圧の平均値または実効値である。偏差算出器533は、出力電圧 $E_o$ を入力するとともに、基準電圧値 $E_{REF}$ と係数 $A$ (ここでは、 $A < 0$ )とバイアス電圧値 $E_B$ を取り込み、偏差 $\varepsilon$ を演算する。

$$\varepsilon = A(E_o - E_{REF}) + E_B$$

この偏差 $\varepsilon$ は、フィルタ534により処理される。フィルタ処理後の値を $\varepsilon_F$ で示す。

[0048] 一方、一次電流検出部52から取り込まれた一次電流 $i_1$ は電流データバッファ535に取り込まれ、ピーク値検出器536は、電流データバッファ535を参照して一次電流 $i_1$ のピーク値 $i_{1PEAK}$ を検出する。たとえば、ピーク値検出器536は、 $i_1(n) - i_1(n-1)$ の変化が最小となったときの、 $i_1(n)$ を $i_{1PEAK}$ とすることができる。 $i_{1PEAK}$ は絶対値であり、本実施形態では、正の値である。

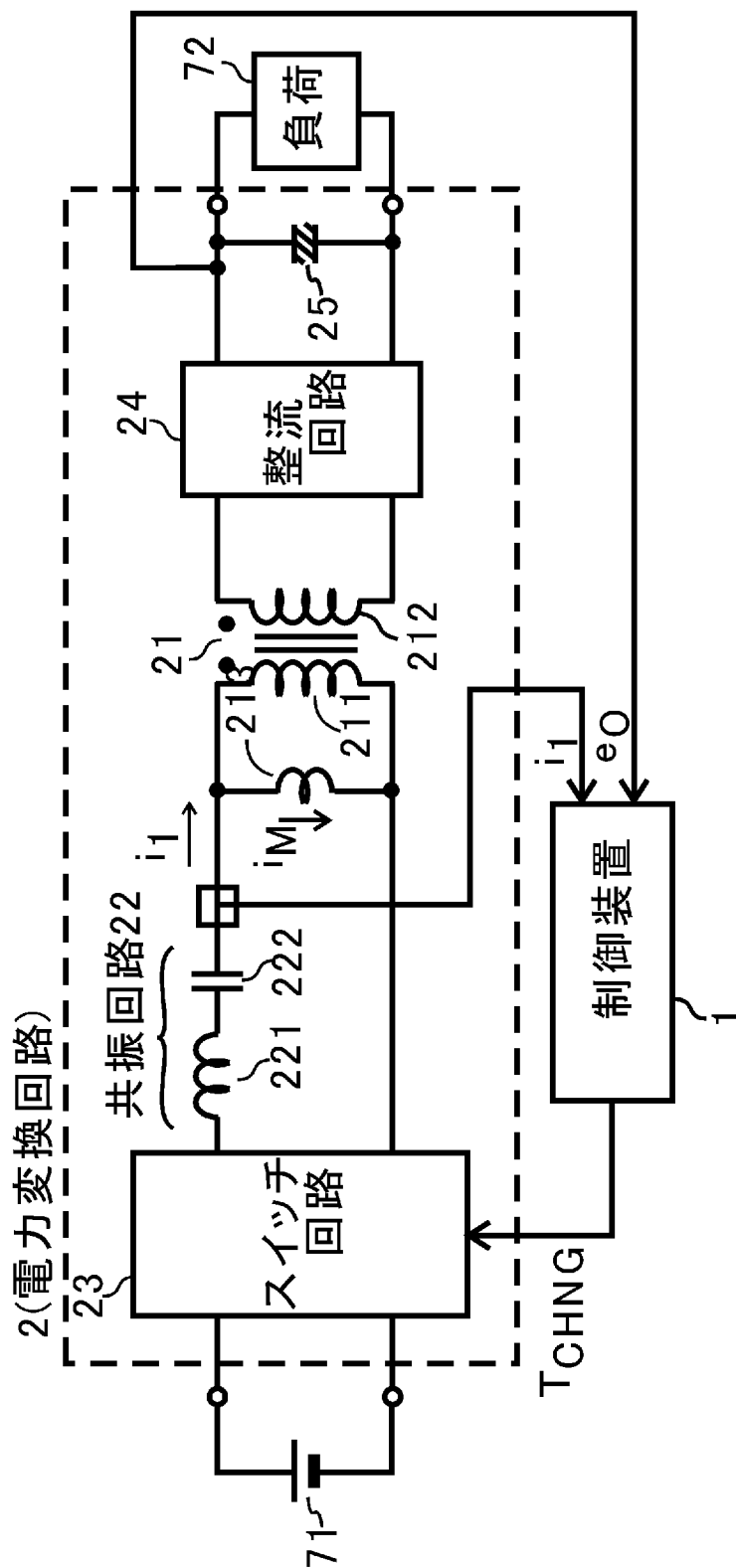
[0049] デジタル差分器537は、値 $\varepsilon_F$ とピーク値 $i_{1PEAK}$ の電圧変換値との差分値 $D_B$ を演算してタイミング発生器538に送出し、タイミング発生器538は、差分値 $D_B$ に基づきスイッチ回路23を構成するスイッチの切換えタイミング $T_{CHNG}$ を生成する。タイミング $T_{CHNG}$ は、スイッチ回路23を構成するスイッチが複数の場合には、各スイッチについて別々に与えられるタイミングである。

スイッチ回路23は、ハーフブリッジの場合には、2つのスイッチから構成される。この場合には、タイミング発生器538は、2つのスイッチそれぞれについて切換えタイミングを発生する。

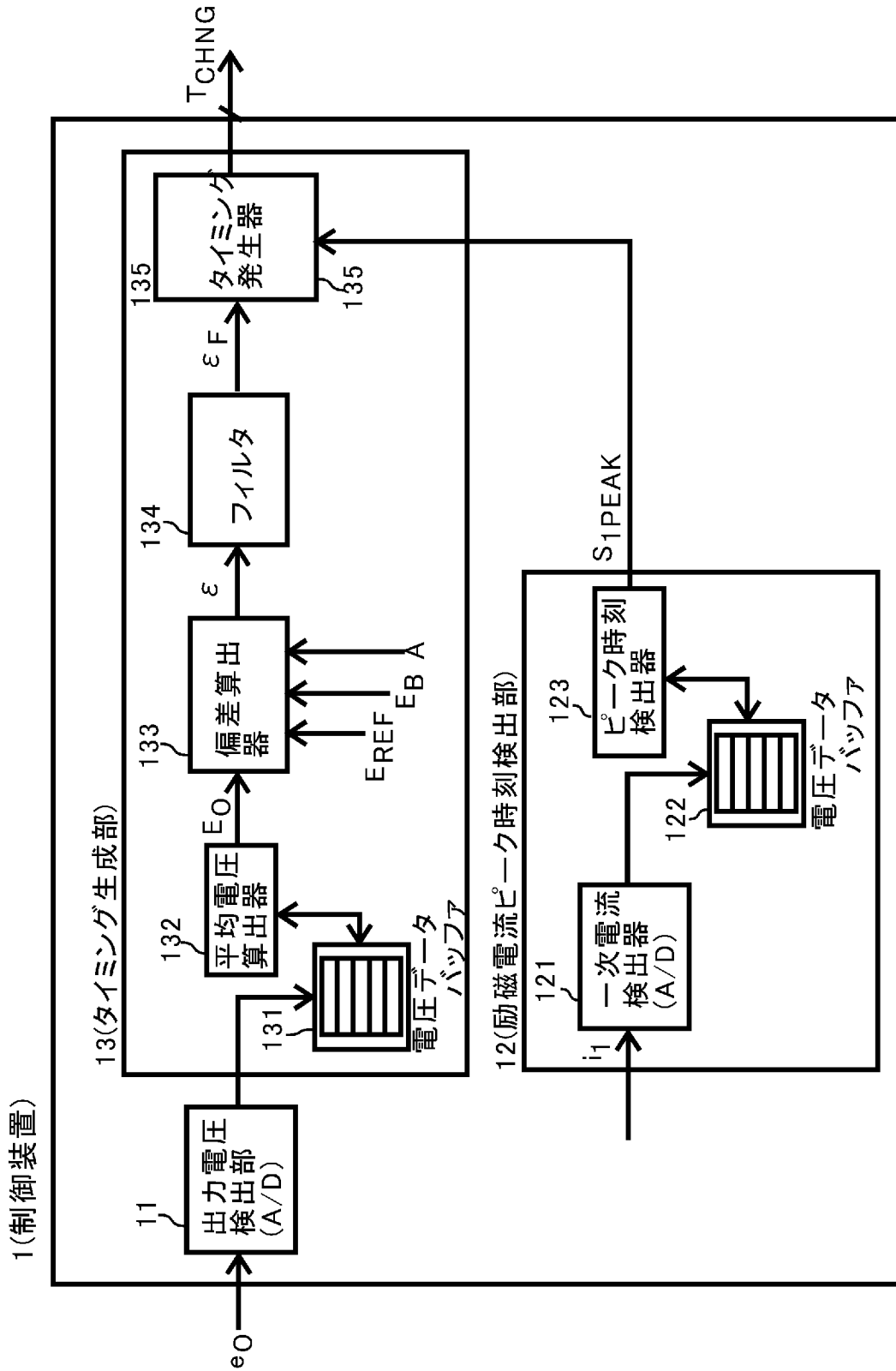
## 請求の範囲

- [1] 1つまたは複数のスイッチから構成されるスイッチ回路とトランスとを備えた電力変換回路に適用される制御装置において、  
前記電力変換回路の出力電圧の値を検出する出力電圧検出部と、  
前記トランスの励磁電流のピーク時刻を検出する励磁電流ピーク時刻検出部と、  
前記1つまたは複数のスイッチの切換えタイミングを生成するタイミング生成部と、  
を備え、  
前記タイミング生成部は、前記出力電圧と前記ピーク時刻とに基づいて前記1つまたは複数のスイッチの切換えタイミングを生成する、  
ことを特徴とする電力変換回路の制御装置。
- [2] 電力変換回路が電流共振型であることを特徴とする請求項1に記載の電力変換回路の制御装置。
- [3] 前記タイミング生成部は、前記ピーク時刻から出力電圧と基準電圧の偏差に対応する時間を計数することで、前記切換えタイミングを生成することを特徴とする請求項1または2に記載の電力変換回路の制御装置。
- [4] 前記励磁電流ピーク時刻検出部は、前記トランスの一次電流または一次電圧の変化に基づいて前記ピーク時刻を検出することを特徴とする請求項1から3の何れかに記載の電力変換回路の制御装置。
- [5] 前記スイッチ回路は、1つのスイッチ、またはブリッジのアームを構成する複数のスイッチからなることを特徴とする請求項1から4の何れかに記載の電力変換回路の制御装置。
- [6] 前記出力電圧検出部、前記励磁電流ピーク値検出部、前記タイミング生成部の各部のそれぞれが、  
全体がアナログ回路またはデジタル回路により構成され、または、  
一部がアナログ回路、残りがデジタル回路により構成されている、  
ことを特徴とする請求項1から5の何れかに記載の電力変換回路の制御装置。

[図1]

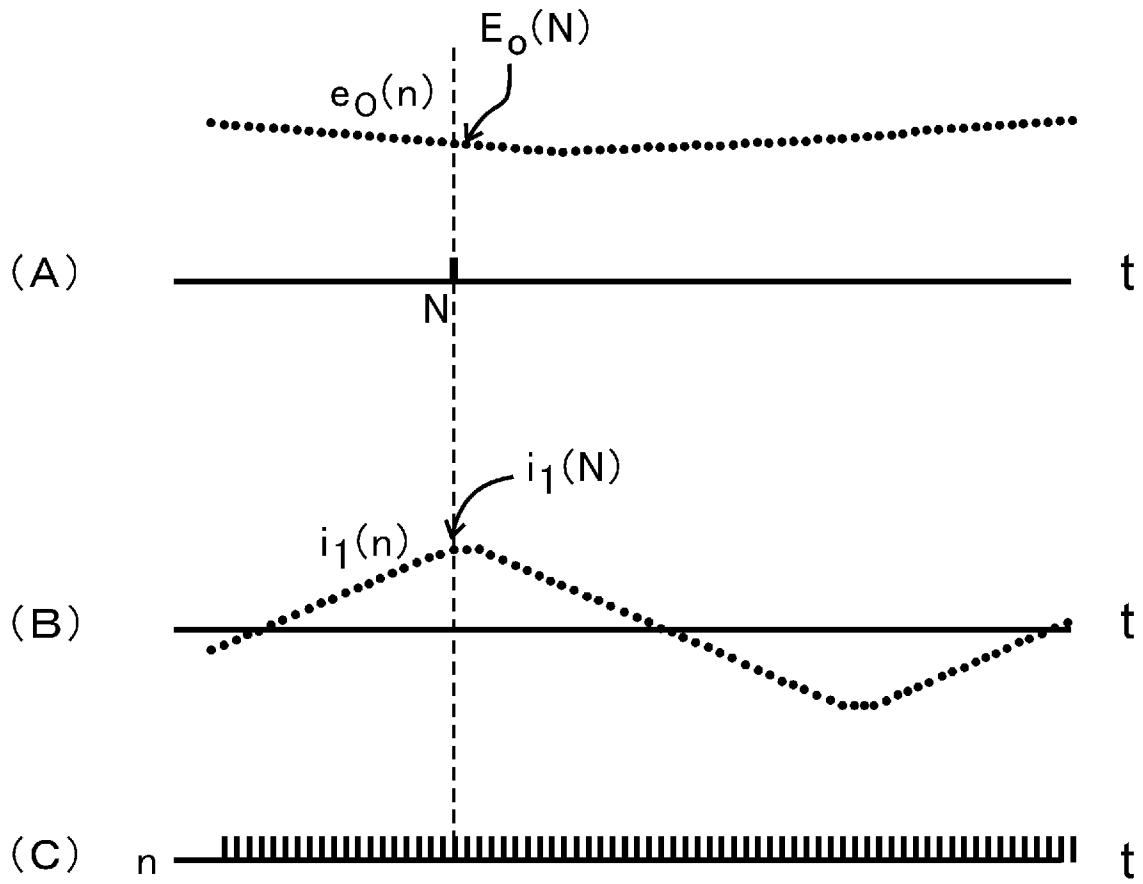


[図2]



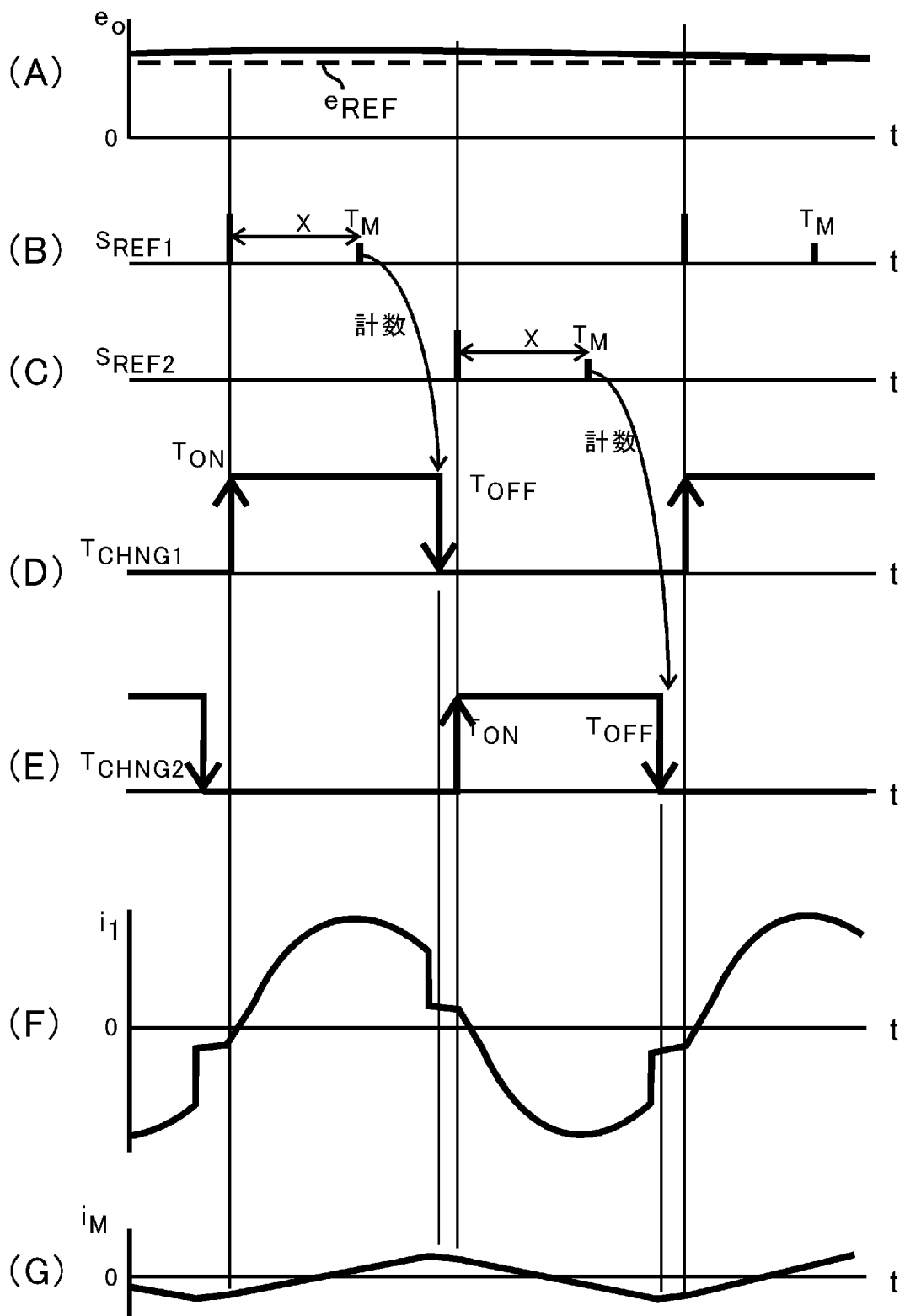
1(制御装置)

[図3]

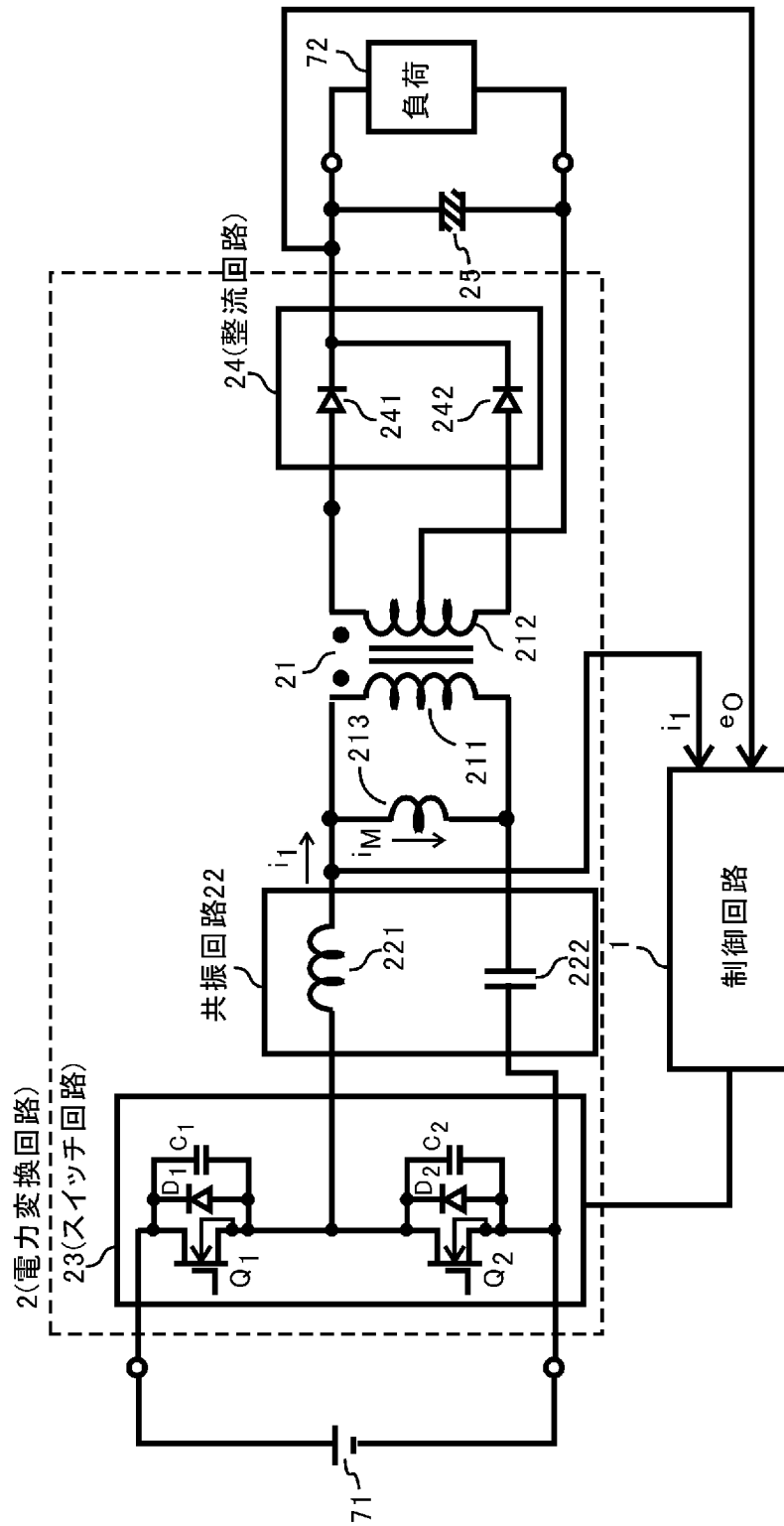




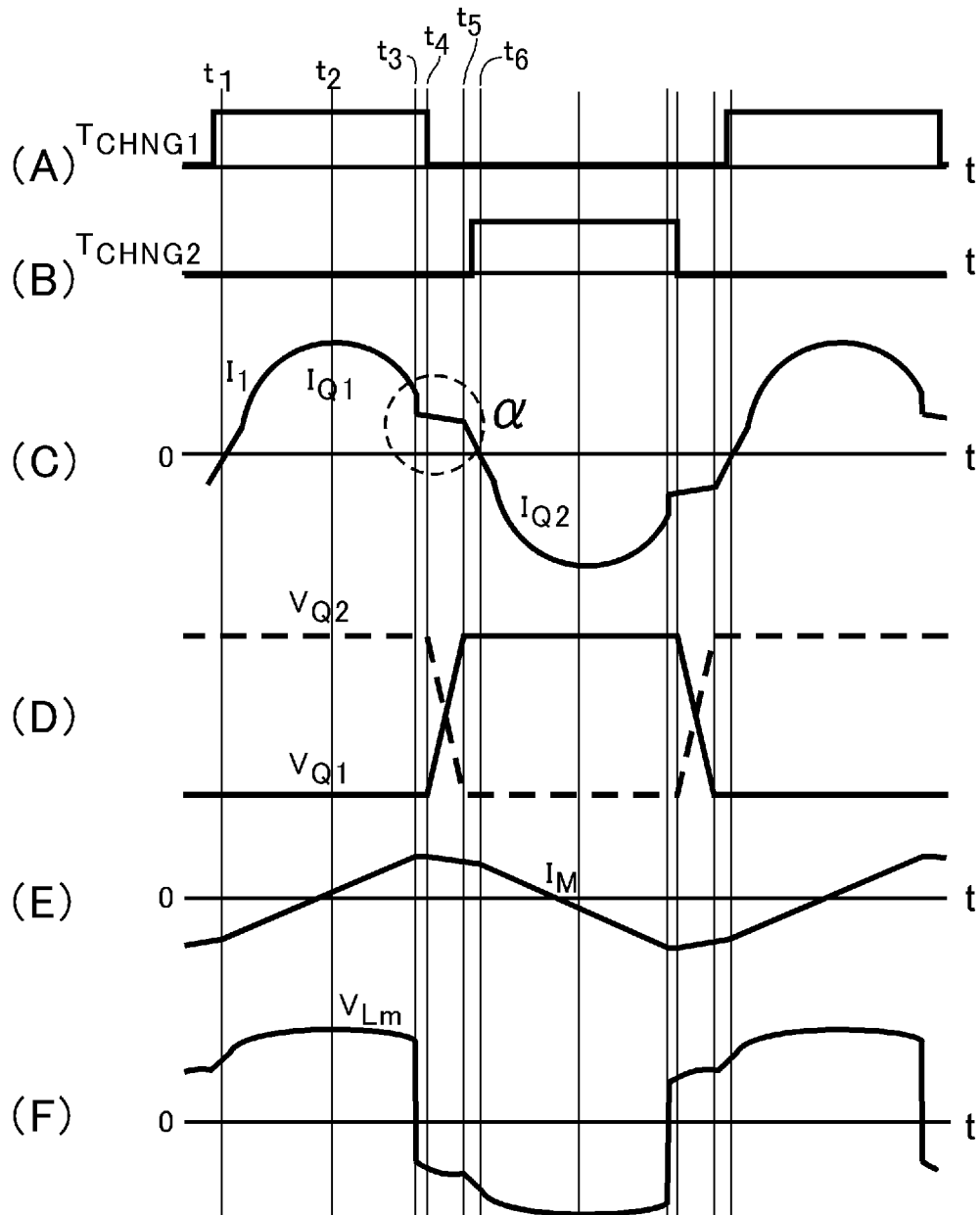
[図4]



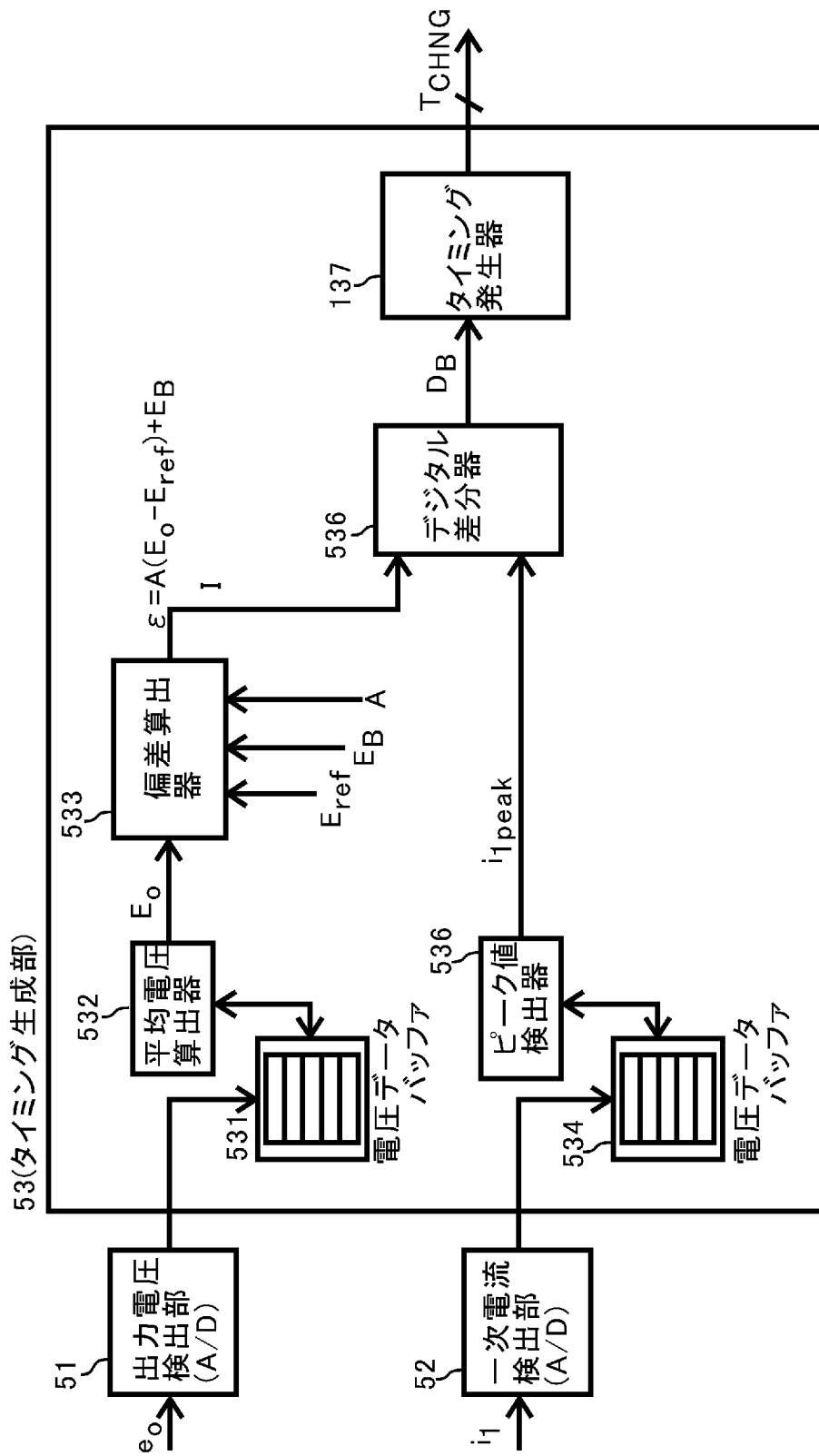
[図5]



[図6]



[図7]



[図8]

