

(19) 日本国特許庁(JP)

再公表特許(A1)

(11) 国際公開番号

W02018/190249

発行日 令和2年2月27日 (2020.2.27)

(43) 国際公開日 平成30年10月18日 (2018.10.18)

(51) Int.Cl. F I テーマコード (参考)  
**HO2M 3/155 (2006.01)** HO2M 3/155 W 5H730

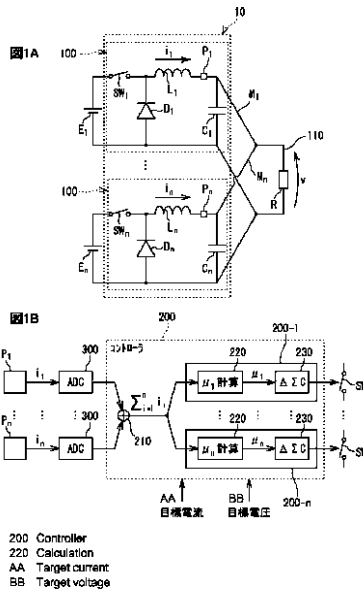
審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 24 頁)

<p>出願番号 特願2019-512485 (P2019-512485)</p> <p>(21) 国際出願番号 PCT/JP2018/014659</p> <p>(22) 国際出願日 平成30年4月6日 (2018.4.6)</p> <p>(31) 優先権主張番号 特願2017-78861 (P2017-78861)</p> <p>(32) 優先日 平成29年4月12日 (2017.4.12)</p> <p>(33) 優先権主張国・地域又は機関 日本国 (JP)</p>	<p>(71) 出願人 504132272 国立大学法人京都大学 京都府京都市左京区吉田本町36番地1</p> <p>(74) 代理人 100111567 弁理士 坂本 寛</p> <p>(72) 発明者 引原 ▲隆▼士 京都府京都市左京区吉田本町36番地1 国立大学法人京都大学内</p> <p>(72) 発明者 佐段田 裕平 京都府京都市左京区吉田本町36番地1 国立大学法人京都大学内</p> <p>Fターム(参考) 5H730 AS01 AS02 BB13 BB14 BB17 BB57 BB82 BB88 DD04 EE59 FD31 FG01</p> <p style="text-align: right;">最終頁に続く</p>
---	--

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源システム、コントローラ、及び制御方法

(57) 【要約】

並列接続された複数の回路に、受動性に基づく制御を適用する場合において、より簡便な目標状態を用いる。スイッチング電源システム10は、負荷Rに対して並列接続される複数のスイッチング電源回路100と、複数のスイッチング電源回路10に流れる電流の和を用いて、受動性に基づく制御によって、複数のスイッチング電源回路100それぞれをスイッチングするコントローラと、を備える。



200 Controller  
 220 Calculation  
 AA Target current  
 BB Target voltage

## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

負荷に対して並列接続される複数のスイッチング電源回路と、  
前記複数のスイッチング電源回路に流れる電流の和を用いて、受動性に基づく制御によ  
って、前記複数のスイッチング電源回路それぞれをスイッチングするコントローラと、  
を備えるスイッチング電源システム。

## 【請求項 2】

前記受動性は、偏差系のハミルトニアンの変化を負とする制御則である  
請求項 1 に記載のスイッチング電源システム。

## 【請求項 3】

前記電流の和は、流れる方向が同一である電流の和である  
請求項 1 又は 2 に記載のスイッチング電源システム。

## 【請求項 4】

前記電流の和を、前記複数のスイッチング電源回路に流れる電流が合流する線路におい  
て検出するセンサを更に備える請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 項に記載のスイッチング電源シ  
ステム。

## 【請求項 5】

前記複数のスイッチング電源回路に流れる電流を検出する複数のセンサと、  
加算器と、  
を更に備え、  
前記電流の和は、前記複数のセンサによって検出された電流の値を前記加算器が加算す  
ることで計算される  
請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 項に記載のスイッチング電源システム。

## 【請求項 6】

前記コントローラは、前記複数のスイッチング電源回路それぞれに対応して設けられた  
複数のサブコントローラを有し、  
各サブコントローラは、前記電流の和を用いて、対応するスイッチング電源回路におけ  
る受動性に基づく制御によって、対応するスイッチング電源回路をスイッチングする  
請求項 1 ~ 5 のいずれか 1 項に記載のスイッチング電源システム。

## 【請求項 7】

前記複数のスイッチング電源回路それぞれは、前記複数のスイッチング電源回路に含ま  
れる他のスイッチング電源回路からエネルギーを吸収可能に、前記他のスイッチング電源  
回路に接続されている  
請求項 1 ~ 6 のいずれか 1 項に記載のスイッチング電源システム。

## 【請求項 8】

前記複数のスイッチング電源回路それぞれは、連続電流を出力する  
請求項 1 ~ 7 のいずれか 1 項に記載のスイッチング電源システム。

## 【請求項 9】

前記複数のスイッチング電源回路それぞれは、パルス電流を出力する  
請求項 1 ~ 7 のいずれか 1 項に記載のスイッチング電源システム。

## 【請求項 10】

複数のスイッチング電源回路は、種類の異なる複数の電源に接続される  
請求項 1 ~ 9 のいずれか 1 項に記載のスイッチング電源システム。

## 【請求項 11】

負荷に対して並列接続される複数のスイッチング電源回路に流れる電流の和を用いて、  
受動性に基づく制御によって、前記複数のスイッチング電源回路それぞれをスイッチング  
させるためのコントローラ。

## 【請求項 12】

負荷に対して並列接続される複数のスイッチング電源回路の制御方法であって、  
前記複数のスイッチング電源回路に流れる電流の和を用いて、受動性に基づく制御によ

10

20

30

40

50

って、前記複数のスイッチング電源回路それぞれをスイッチングする制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、スイッチング電源システム、コントローラ、及び制御方法に関する。

【背景技術】

【0002】

DC-DCコンバータなどのスイッチング電源に受動性に基づく制御を適用することで、スイッチング電源を安定化させることができる。受動性は、エネルギーに着目した概念であり、受動性を持つシステムでは、(システムへのエネルギー供給率) (システムの蓄積エネルギー増加率)となる。受動性を満たすシステムに入力されたエネルギーは、システムに蓄積されるか、散逸されるかのどちらかである。受動性に基づく制御は、システムの受動性に着目した制御であり、対象が受動性を満たすように動作させることでシステムを安定化することができる。

10

【0003】

非特許文献1では、受動性を満たすサブシステムからなるシステムもまた受動性を満たすという性質を利用し、DC-DCコンバータの並列回路における安定化の数値的検証が行われている。

【先行技術文献】

20

【非特許文献】

【0004】

【非特許文献1】T. Hikiyama and Y. Murakami, Regulation of Parallel Converters with Respect to Stored Energy and Passivity Characteristics, IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, 94 (3), 1010-1014 (2011).

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

並列接続された複数のコンバータそれぞれに対して、受動性に基づく制御を適用することで、並列回路全体として受動性を満たし、安定化可能であることが期待される。

30

【0006】

しかし、並列接続された複数の回路それぞれに対して、受動性に基づく制御を適用するには、蓄積エネルギーとなる関数を設定する必要がある。そのためには、並列接続された複数の回路それぞれに目標状態を設定する必要がある。この場合、並列数が増加すると、設定すべき目標状態数が多くなり、コントローラの設計が複雑になるという問題が生じる。

【0007】

したがって、並列接続された複数の回路に、受動性に基づく制御を適用する場合において、より簡便な目標状態を用いることが望まれる。

40

【課題を解決するための手段】

【0008】

実施形態において、上記の課題は、並列接続された回路に流れる電流の和を用いて、受動性に基づく制御をすることによって解決される。

【図面の簡単な説明】

【0009】

【図1】図1Aは、スイッチング電源システムの回路図である。図1Bは、スイッチング電源システムのブロック図である。

【図2】図2は、単一コンバータのスイッチング電源システムの回路図である。

【図3】図3は、ダイオードを有するスイッチング電源システムの回路図である。

50

【図4】図4Aは、スイッチング電源システムの回路図である。図4Bは、スイッチング電源システムのブロック図である。

【図5】図5は、スイッチング電源システムの等価回路である。

【図6】図6は、数値計算に用いたスイッチング電源システムの回路図である。

【図7】図7Aは、Case 1における偏差系のハミルトニアン $H$ の過渡応答波形である。図7Bは、図6に示す並列回路全体の偏差系のハミルトニアン $H$ の過渡応答波形である。図7Cは、ブーストコンバータの偏差系のハミルトニアン $H$ の過渡応答波形である。図7Dは、バックコンバータの偏差系のハミルトニアン $H$ の過渡応答波形である。図7Eは、チョックコンバータの偏差系のハミルトニアン $H$ の過渡応答波形である。

【図8】図8Aは、Case 2における偏差系のハミルトニアン $H$ の過渡応答波形である。図8Bは、図6に示す並列回路全体の偏差系のハミルトニアン $H$ の過渡応答波形である。図8Cは、ブーストコンバータの偏差系のハミルトニアン $H$ の過渡応答波形である。図8Dは、バックコンバータの偏差系のハミルトニアン $H$ の過渡応答波形である。図8Eは、チョックコンバータの偏差系のハミルトニアン $H$ の過渡応答波形である。

【図9】図9Aは、Case 1におけるバックコンバータ3並列回路における電流及び出力電圧の過渡応答波形である。図9Bは、出力電圧 $v$ の過渡応答波形である。図9Cは、電流 $i_1$ の過渡応答波形である。図9Dは、電流 $i_2$ の過渡応答波形である。図9Eは、電流 $i_3$ の過渡応答波形である。

【図10】図10Aは、Case 2におけるバックコンバータ3並列回路における電流及び出力電圧の過渡応答波形である。図10Bは、出力電圧 $v$ の過渡応答波形である。図10Cは、電流 $i_1$ の過渡応答波形である。図10Dは、電流 $i_2$ の過渡応答波形である。図10Eは、電流 $i_3$ の過渡応答波形である。

【図11】図11Aは、Case 1及びCase 2のバックコンバータ3並列回路における電流の和の過渡応答波形である。図11Bは、Case 1のバックコンバータ3並列回路における電流の和の過渡応答波形である。図11Cは、Case 2のバックコンバータ3並列回路における電流の和の過渡応答波形である。

【図12】図12Aは、Case 1及びCase 2のバックコンバータ3並列回路における出力電圧の過渡応答波形である。図12Bは、Case 1のバックコンバータ3並列回路における出力電圧の過渡応答波形である。図12Cは、Case 2のバックコンバータ3並列回路における出力電圧の過渡応答波形である。

【発明を実施するための形態】

【0010】

[1. スwitching電源システム、コントローラ、及び制御方法]

【0011】

(1) 実施形態に係るスイッチング電源システムは、負荷に対して並列接続される複数のスイッチング電源回路を備える。スイッチング電源回路は、スイッチングにより、出力される電力が制御される回路であり、例えば、DC-DCコンバータ又はAC-DCコンバータである。DC-DCコンバータは、例えば、バックコンバータ、ブーストコンバータ、バックブーストコンバータ、チョックコンバータである。複数のスイッチング電源回路は、全て同じ種類の回路であってもよいし、異なる種類の回路が含まれていても良い。複数のスイッチング電源回路は、一部の回路素子を共用するものであってもよい。

【0012】

実施形態に係るスイッチング電源システムは、受動性に基づく制御によって、前記複数のスイッチング電源回路それぞれをスイッチングするコントローラを備える。コントローラは、複数のスイッチング電源回路に流れる電流の和を用いて、受動性に基づく制御をする。複数のスイッチング電源回路に流れる電流の和を用いた制御により、目標状態数を少なくすることができる。

【0013】

(2) 前記受動性は、偏差系のハミルトニアン $H$ の時間変化を負とする制御則であるのが好ましい。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 1 4 】

( 3 ) 前記電流の和は、流れる方向が同一である電流の和であるのが好ましい。

## 【 0 0 1 5 】

( 4 ) スイッチング電源システムは、電流の和を、複数のスイッチング電源回路に流れる電流が合流する線路において検出するセンサを備えるのが好ましい。この場合、センサの数を削減できる。

## 【 0 0 1 6 】

( 5 ) 前記複数のスイッチング電源回路に流れる電流それぞれを検出する複数のセンサと、加算器と、を更に備え、前記電流の和は、前記複数のセンサによって検出された電流の値を前記加算器が加算することで計算されてもよい。この場合、複数のセンサで検出された電流を加算することで、複数のスイッチング電源回路に流れる電流の和が得られる。

10

## 【 0 0 1 7 】

( 6 ) 前記コントローラは、前記複数のスイッチング電源回路それぞれに対応して設けられた複数のサブコントローラを有し、各サブコントローラは、前記電流の和を用いて、対応するスイッチング電源回路における受動性に基づく制御によって、対応するスイッチング電源回路をスイッチングすることができる。

## 【 0 0 1 8 】

( 7 ) 複数のスイッチング電源回路それぞれは、複数のスイッチング電源回路に含まれる他のスイッチング電源回路からエネルギーを吸収可能に、他のスイッチング電源回路に接続されていてもよい。複数のスイッチング電源回路間でのエネルギーの流入出を許容することで、各スイッチング電源回路へのエネルギー流入阻止のために、ダイオード等の素子を設ける必要がない。

20

## 【 0 0 1 9 】

( 8 ) 複数のスイッチング電源回路それぞれは、一般的な DC - DC コンバータ又は AC - DC コンバータのように、連続電流を出力する回路であってもよい。

## 【 0 0 2 0 】

( 9 ) 複数のスイッチング電源回路それぞれは、パルス電流（離散的な電流）を出力する回路であってもよい。例えば、スイッチング電源回路は、負荷に電力を送るパルス電流を流す電圧パルスであって、アドレスや制御情報を含む電圧パルス列を生成するものであってもよい。より具体的には、スイッチング電源回路は、W02014/077191及びW02014/189051に記載されている電力パケットを生成する装置であってもよい。パルス電流を出力するスイッチング電源回路は、例えば、電源からの出力に対してスイッチングするスイッチング素子を有して構成される。パルス電流を出力するスイッチング電源回路は、パルス電流を出力できるように、DC - DC コンバータに比べて、インダクタ成分及びキャパシタ成分は小さい。なお、仮に、パルス電流を出力するスイッチング電源回路において、インダクタ又はキャパシタとなる素子が存在していなくても、回路中の線路自体が、インダクタ成分及びキャパシタ成分を有するため、エネルギー蓄積は生じ、受動性に基づく制御を適用可能である。

30

## 【 0 0 2 1 】

( 1 0 ) 複数のスイッチング電源回路は、種類の異なる複数の電源に接続されていてもよい。電源の種類は、例えば、一次電池、二次電池、太陽電池等の自然エネルギーによる発電器、商用電源、回生電源である。なお、種類の異なる複数の電源とは、複数の電源の中に、少なくとも一つの種類の異なる電源が含まれていればよく、複数の電源全ての種類が異なっている必要はない。

40

## 【 0 0 2 2 】

( 1 1 ) 実施形態に係るコントローラは、負荷に対して並列接続される複数のスイッチング電源回路に流れる電流の和を用いて、受動性に基づく制御によって、複数のスイッチング電源回路それぞれをスイッチングする。

## 【 0 0 2 3 】

( 1 2 ) 実施形態に係る制御方法は、負荷に対して並列接続される複数のスイッチング電

50

源回路の制御方法であって、複数のスイッチング電源回路に流れる電流の和を用いて、受動性に基づく制御によって、複数のスイッチング電源回路それぞれをスイッチングすることを含む。

【0024】

[ 2 . スイッチング電源システムの例 ]

【0025】

[ 2 . 1 スイッチング電源システムの構成 ]

【0026】

図1Aは、複数のバックコンバータ ( Buck Converter ) 100を備えるスイッチング電源システム10を示している。複数のバックコンバータ100は、負荷Rに並列接続されている。図1Aにおいて、複数のコンバータ100の数は、 $n$  ( $n$ は2以上の整数)である。複数のコンバータ100それぞれは、スイッチング素子SW、ダイオードD、インダクタL、キャパシタCを備える。スイッチング素子SWは、例えば、MOSFETによって構成される。スイッチング素子SWのON/OFF制御によって、コンバータ100の出力の大きさを決定することができる。コンバータ100の入力側には、電源Eが接続されている。電源Eは、例えば、直流電源である。コンバータ100の出力側には負荷Rが接続されている。各コンバータ100から延びる複数の出力線路Mは、負荷Rに繋がる単一の線路110に並列接続されている。線路110には、各コンバータ100の出力線路Mから出力された電流の和が流入する。

10

【0027】

20

図1A及び図1Bにおいて、各コンバータ100に含まれる素子SW, D, L, C、コンバータ100を流れる電流 $i$ 、及び各コンバータ100の入力側に接続される電源E、出力線路Mを区別するため、それらを示す記号には、1から $n$ の添え字が付されている。

【0028】

図1Bに示すように、スイッチング電源システム10は、コントローラ200を備える。コントローラ200は、複数のコンバータ100を制御する。実施形態において、コントローラ200は、 $n$ 個のコンバータ100それぞれに対応して設けられた複数のコントローラ200-1~200- $n$ を有している。以下では、コントローラ200-1~200- $n$ それぞれをサブコントローラという。各サブコントローラ200-1~200- $n$ は、制御対象のコンバータ100が有するスイッチング素子のスイッチングを制御する。実施形態において、コントローラ200は、コンバータ100に流れる電流 ( 図1ではインダクタ電流 )  $i$ をフィードバックさせて、スイッチング素子SWのスイッチングを制御する。

30

【0029】

図示のスイッチング電源システム10は、インダクタ $L_1 \sim L_n$ に流れる電流 $i_1 \sim i_n$ それぞれを測定する複数の電流センサ $P_1 \sim P_n$ を備えている。電流センサ $P_1 \sim P_n$ によって測定された電流 $i_1 \sim i_n$ の値は、ADコンバータ300によってデジタル信号に変換され、コントローラ200に与えられる。

【0030】

図1Bに示すコントローラ200は、電流 $i_1 \sim i_n$ の和を計算する加算器210を備える。各サブコントローラ200-1~200- $n$ は、制御則に従って制御入力 $\mu$ を計算する計算部220と、変調器230と、を備える。各計算部220は、制御対象のスイッチング素子 $SW_i$ に適用される制御則に基づき、加算器210から出力された電流 $i_1 \sim i_n$ の和から、変調器230へ入力される制御入力 $\mu_1 \sim \mu_n$ を計算する。制御則については後述する。

40

【0031】

変調器230は、制御入力 $\mu$ からスイッチング素子SWの駆動制御信号を生成する。制御入力 $\mu$ は、連続値の信号であり、例えば、0から1までの値をとる。変調器230は、制御入力 $\mu$ の大きさをパルス密度により表現するパルスを、駆動制御信号として出力する。変調器230から出力された駆動制御信号は、図示しない駆動回路に与え

50

られ、駆動回路が、駆動制御信号の High / Low レベルの切り替わりに応じて、スイッチング素子 SW を ON / OFF する。

【 0 0 3 2 】

コントローラ 200 は、目標電圧及び目標電流を設定可能である。目標電圧及び目標電流は、コントローラ 200 外部から与えられても良いし、コントローラ 200 が決定してもよい。目標電圧は、負荷 R の電圧の目標値である。実施形態において、目標電流は、電流  $i_1 \sim i_n$  の和の目標値である。この点については後述する。

【 0 0 3 3 】

各サブコントローラ 200 - 1 ~ 200 n は、制御対象のコンバータ 100 に対して、受動性に基づく制御を適用し、並列接続された複数のコンバータ 100 から負荷 R への出力電流及び出力電圧を安定化させる。以下では、理解の容易のため、まず受動性に基づく制御及びバックコンバータ単体への受動性に基づく制御の適用を説明し、その後、並列接続された複数のコンバータ 100 に対する受動性に基づく制御の適用について説明する。

10

【 0 0 3 4 】

[ 2 . 2 受動性の定義 ]

【 0 0 3 5 】

【 数 1 】

システムの入力  $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^m$ , 出力  $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^m$  とし,  $t_0$  から  $t (t_0 < t)$  の間にシステムへ供給されるエネルギー  $W_{in}$  を

20

$$W_{in}(t_0, t) = \int_{t_0}^t \mathbf{u}^T \mathbf{y} d\tau$$

と定義する。時刻  $t$  におけるシステムの蓄積エネルギー  $\mathcal{H}(t)$  とすると、以下の不等式の関係を満たすシステムは受動性を満たすという。

$$\mathcal{H}(t) - \mathcal{H}(t_0) \leq W_{in}(t_0, t) \quad (1)$$

受動性はエネルギーに着目した概念であり、入力されたエネルギーは、システムに蓄積されるか、散逸されるかのどちらかであることを表している。

30

【 0 0 3 6 】

[ 2 . 3 受動性に基づく制御 ]

【 0 0 3 7 】

受動性は、エネルギーに着目した概念である。したがって、エネルギーに着目して対象システム（ここでは、スイッチング電源システム）を表現することで、対象システムの受動性について議論し易くなる。エネルギーに着目したシステムの表現として、ポート制御ハミルトニアンシステム（以下、PCHシステム）がある。

【 0 0 3 8 】

## 【数 2】

PCH システムは以下のように表される.

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = (\mathbf{J} - \mathbf{R}) \frac{\partial \mathcal{H}}{\partial x} + g(x)u \\ y = g^T \frac{\partial \mathcal{H}}{\partial x} \end{cases} \quad (2)$$

ただし, 状態変数  $x \in \mathbb{R}^n$ , 蓄積エネルギーを表す滑らかな関数 (ハミルトニアン)  $\mathcal{H}(\mathcal{H}: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}, \mathcal{H} > 0)$ , システムの入力, 出力を表す変数を  $u, y \in \mathbb{R}^m$  とする. また,  $\mathbf{J}(\mathbf{J} \in \mathbb{R}^{n \times n})$  は交代行列 ( $\mathbf{J} = -\mathbf{J}^T$ ) であり, システムの構造を表す.  $\mathbf{R}(\mathbf{R} \in \mathbb{R}^{n \times n})$  は半正定行列 ( $\mathbf{R} = \mathbf{R}^T > 0$ ) であり散逸を表す,  $g(x) \in \mathbb{R}^{n \times m}$  は入力行列である.

10

## 【0039】

## 【数 3】

ここから, ハミルトニアン  $\mathcal{H}$  の時間微分を計算すると次の様になる.

$$\begin{aligned} \frac{d\mathcal{H}}{dt} &= - \left[ \frac{\partial \mathcal{H}}{\partial x} \right]^T \frac{dx}{dt} \\ &= - \left[ \frac{\partial \mathcal{H}}{\partial x} \right]^T \left\{ (\mathbf{J} - \mathbf{R}) \frac{\partial \mathcal{H}}{\partial x} + g(x)u \right\} \\ &= - \left[ \frac{\partial \mathcal{H}}{\partial x} \right]^T \mathbf{R} \frac{\partial \mathcal{H}}{\partial x} + y^T u \quad \left( \left[ \frac{\partial \mathcal{H}}{\partial x} \right]^T \mathbf{J} \frac{\partial \mathcal{H}}{\partial x} = 0 \right) \end{aligned} \quad (3)$$

20

式 (3) の右辺第一項は散逸されるエネルギーを表し, 右辺第二項はシステムに入力されるエネルギーを表している. 式 (3) より, PCH システムでは, 蓄積エネルギーの変化はシステムに入力されるエネルギーとシステムに蓄積されるエネルギーの差である. よって, PCH システムは受動性を満たしている.

30

## 【0040】

受動性に基づく制御を適用するには, 対象システムを PCH システムで表現することが有効であることが知られており, コンバータは PCH システムにより表現可能である. 受動性に基づく制御による, システム安定化手法は, 以下のとおりである.

## 【数 4】

式 (3) で  $u^T y < 0$  となるような制御則を与えた場合,  $d\mathcal{H}/dt < 0$  となり,  $\mathcal{H}$  の値は 0 に漸近する.  $\mathcal{H}$  として次の様な関数を選ぶことができればシステムは目標状態  $x^*$  でリアプノフの意味で漸近安定とすることが出来る.

40

$$\begin{cases} \mathcal{H} > 0 & (x \neq x^*) \\ \mathcal{H} = 0 & (x = x^*) \end{cases} \quad (4)$$

## 【0041】

[2.4 バックコンバータ単体への受動性に基づく制御の適用]

## 【0042】

図 2 に示す単体のバックコンバータ 100 は, 回路内部の損失として, 例えば, スイッチング素子 (MOSFET) SW, ダイオード D, インダクタ L の導通損がある. バックコンバータ特性は, 導通損を考慮し, 状態空間平均化モデルを用いて, 例えば, 以下のよ

50



うに表される。

【数 5】

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{\text{cond.}}(\mu) & -1 \\ 1 & -1/R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mu E \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

はインダクタLの磁束である。qはキャパシタCに蓄えられた電荷である。 $R_{\text{cond.}}(\mu) = \mu R_m + (1 - \mu) R_d + R_L$ である。 $\mu$ は制御入力であり、変調器230への入力となる。 $R_m$ はスイッチング素子(MOSFET)SWのON抵抗であり、 $R_d$ はダイオードDのON抵抗であり、 $R_L$ は、インダクタLの直列抵抗である。Rは負荷の抵抗である。 $i_L$ は、インダクタLを流れる電流であり、電流センサPによって測定される。 $v$ は負荷Rの電圧である。Eは電源電圧である。

10

【0043】

図2に示す単体のバックコンバータ100を、式(5)のモデルを用いて、PCHシステムにより表現する。なお、図2及び以下の式では、インダクタLを流れる電流は*i*で示される。

【数 6】

$\mathcal{H} = 1/2(Li^2 + Cv^2)$ ,  $\mathbf{x} = [\phi, q]^T$ ,  $\mathbf{u} = [\mu, 0]^T$  とすると式(5)は以下のPCHシステムで表される(出力*y*に関する式は省略する)。

20

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \left\{ \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_J - \underbrace{\begin{bmatrix} R_{\text{cond.}}(\mu) & 0 \\ 0 & 1/R \end{bmatrix}}_R \right\} \frac{\partial \mathcal{H}}{\partial \mathbf{x}} + \begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (6)$$

【0044】

【数 7】

式(6)のシステムに適用する制御則導出の方針としては、ハミルトニアン $\mathcal{H}$ をリアプノフ関数とみなし、リアプノフ関数が単調減少するような制御を適用する。そのために、目標状態 $\mathbf{x}_d = [Li_d, Cv_d]^T$ で0となるような蓄積エネルギー(偏差系のハミルトニアン $\mathcal{H}_e$ )を持ったPCHシステムを得る必要がある。

30

$\mathcal{H}_e = 1/2\{L(i - i_d)^2 + C(v - v_d)^2\}$ ,  $\mathbf{x}_e = [L(i - i_d), C(v - v_d)]^T$  とすると、式(6)から次式が得られる。

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \begin{bmatrix} -R_{\text{cond.}}(\mu_d) & -1 \\ 1 & -1/R \end{bmatrix} \frac{d\mathcal{H}_e}{d\mathbf{x}_e} + \begin{bmatrix} (\mu - \mu_d)\{E - (R_m - R_d)i\} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

【0045】

【数 8】

そして、偏差系のハミルトニアンの時間微分は次式で表される。

40

$$\begin{aligned} \frac{d\mathcal{H}_e}{dt} &= (\mu - \mu_d)\{E - (R_m - R_d)i\}(i - i_d) \\ &\quad - R_{\text{cond.}}(\mu_d)(i - i_d)^2 - \frac{1}{R}(v - v_d)^2 \end{aligned} \quad (8)$$

式(8)の第一項目が負となるような制御則を与えることで、偏差系のハミルトニアンの時間変化が負となり、制御系はリアプノフの意味で漸近安定となる。

【0046】

50

図2のインダクタLに流れる電流（インダクタ電流） $i$ をフィードバックする制御則は、以下のとおりである。

【数9】

$$\mu = \mu_d - k(i - i_d) \quad (9)$$

ここで、 $\mu_d$ は制御入力 $\mu$ の目標値である。 $\mu_d$ は、負荷Rの目標電圧 $v$ に応じて決定される。 $i_d$ はインダクタ電流 $i$ の目標値である。 $k$ は制御ゲインである。

【0047】

式(9)の制御則が与えられたとき、式(8)より、

【数10】

$$\begin{aligned} \frac{d\mathcal{H}_e}{dt} = & -k\{E - (R_m - R_d)i\}(i - i_d)^2 \\ & - R_{\text{cond.}}(\mu_d)(i - i_d)^2 - \frac{1}{R}(v - v_d)^2 \end{aligned} \quad (10)$$

となり、

【数11】

$$E - (R_m - R_d)i > 0 \quad (11)$$

が成立するとき、偏差系のハミルトニアンの変化が負となり、制御系はリアプノフの意味で漸近安定となる。

【0048】

[2.5 バックコンバータのn並列回路の状態方程式]

以下では、PCHシステムを用いて、図1Aに示すようなバックコンバータ100のn並列回路を表現する。バックコンバータのn並列回路の状態方程式は、以下のPCHシステムで表される（出力 $y$ に関する式は省略する）。

【数12】

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} = & (\mathbf{J} - \mathbf{R}) \frac{\partial \mathcal{H}}{\partial x} + g(x)u \\ = & \begin{bmatrix} & & -1 \\ & 0 & \vdots \\ & & -1 \\ \hline 1 & \dots & 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_n \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mu_1 E_1 \\ \vdots \\ \mu_n E_n \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

各コンバータの電源電圧 $E_i$ 、インダクタ $L_i$ 、キャパシタ $C_i$ とし、インダクタ電流 $i_i$ 、出力電圧 $v$ とする。状態変数 $x = [L_1 i_1, \dots, L_n i_n, \sum_{i=1}^n C_i v]^T$ であり、回路の蓄積エネルギー $\mathcal{H} = 1/2(\sum_{i=1}^n L_i i_i^2 + \sum_{i=1}^n C_i v^2)$ である。高周波スイッチングを仮定し、 $\mu \in [0, 1]$ である。

【0049】

バックコンバータ100のn並列回路においても、単体のバックコンバータ100に与えられる制御則（式(9)）と同じ制御則を、個々のバックコンバータ100に適用し、受動性に基づく制御を行うことで、システム全体を安定化できる。受動性を満たすサブシステムからなるシステムもまた受動性を満たすという性質によれば、サブシステムである個々のコンバータ100に受動性に基づく制御を適用することで、スイッチング電源システム10全体が受動性を満たし、並列回路からなるシステム全体を安定化させることができる。

【0050】

ただし、式(12)に対して目標状態を設定する場合、状態変数 $x$ が $n + 1$ 次元のベク

トルであるため、 $n + 1$  個の目標状態が必要となる。目標状態が多くなると、目標状態の設定のための制約が厳しくなり、コントローラ 200 の設計が複雑になる。

【0051】

目標状態数を削減するため、低次元の状態変数  $x'$  の PCH システムによって、 $n$  並列回路を表現する。式 (12) を変形すると、以下の状態方程式が得られる。

【数13】

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L' \sum_{i=1}^n i_i \\ t \sum_{i=1}^n C_i v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n i_i \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n (L'/L_i) \mu_i E_i \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

10

式 (13) は  $x' = [L'(\sum_{i=1}^n i_i), \sum_{i=1}^n C_i v]^T$ ,  $\mathcal{H}' = 1/2\{L'(\sum_{i=1}^n i_i)^2 + \sum_{i=1}^n C_i v^2\}$ ,  $L' = 1/(\sum_{i=1}^n 1/L_i)$  としたとき PCH システムとなっている。

【0052】

式 (13) によれば、各コンバータ 100 のインダクタ電流の和 ( $i_1 + \dots + i_n$ ) と、出力電圧  $v$  と、を目標値とすることができる。つまり、式 (13) では、目標値として、目標電流値と目標電圧値の 2 値を設定すればよい。なお、インダクタ電流の和 ( $i_1 + \dots + i_n$ ) は、定常状態において負荷  $R$  に供給される電流となる。

【0053】

式 (13) によれば、目標電流値として、負荷に流れる所望の電流値を設定すればよく、個々のバックコンバータ 100 から出力される電流に対して目標電流値を設定する必要がない。

20

【0054】

[2.6  $n$  並列回路の安定化のための制御則]

【0055】

式 (13) の PCH システムに対して、受動性に基づく制御を適用する。

【数14】

目標状態を  $x'_d = [L'I_d, \sum_{i=1}^n C_i v_d]^T$  ( $I_d = v_d/R$ ) として偏差系のハミルトニアンを  $\mathcal{H}'_e = L'(\sum_{i=1}^n i_i - I_d)^2 + \sum_{i=1}^n C_i (v - v_d)^2$  偏差系の変数  $x'_e = x' - x'_d$  とすると次のような偏差系の PCH システムを作ることが出来る。

30

$$\frac{dx'_e}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \frac{\partial \mathcal{H}'_e}{\partial x'_e} + \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n (L'/L_i) (\mu_i - \mu_{id}) E_i \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

【0056】

【数15】

$\mathcal{H}'_e$  の時間変化を計算すると

$$\frac{d\mathcal{H}'_e}{dt} = -\frac{1}{R}(v - v_d)^2 + \sum_{i=1}^n \left\{ \frac{L'}{L_i} (\mu_i - \mu_{id}) \left( \sum_{i=1}^n i_i - I_d \right) E_i \right\} \quad (15)$$

40

となる。 $\mathcal{H}'_e$  の時間変化を負とするような制御則を適用することでシステムを目標状態で安定化できる。

【0057】

式 (15) の右辺第二項が負になる制御則は、例えば、以下の式 (16) で表される。

【数 16】

$$\mu_i = \mu_{id} - k_i \left( \sum_{i=1}^n i - I_d \right) + \frac{L_i}{E_i} f_i \quad \left( \sum_{i=1}^n f_i = 0 \right) \quad (16)$$

ここで、 $\mu_i$  は、 $i$  番目のコンバータ 100 (スイッチ  $SW_i$ ) のための制御則である。 $\mu_{id}$  は、 $\mu_i$  の目標値であり、負荷 R の目標電圧  $v_d$  に応じて決定される。 $k_i$  は  $i$  番目のコンバータ 100 のための制御ゲインである。 $I_d$  は、コンバータ 10 の  $n$  並列回路全体としての目標出力電流値である。

【0058】

図 1 B に示す各サブコントローラ 200 - 1 ~ 200 -  $n$  における  $n$  個の  $\mu$  計算部 220 それぞれは、式 (16) に従い、制御対象のスイッチ  $SW_i$  を制御するための制御入力  $\mu_i$  を計算する。

10

【0059】

式 (16) によれば、個々のコンバータ 100 を制御するための制御則  $\mu_i$  においては、コンバータ 100 の  $n$  並列回路全体としての目標出力電流値  $I_d$  が設定されればよく、各コンバータ 100 に対して目標電流値が設定される必要がない。しかも、並列回路全体に着目したことで、式 (16) の制御則には、単体のコンバータ 100 の制御則には現れない項  $f_i$  が導入されている。後述の数値計算では、この項  $f_i$  に着目する。

【0060】

ここで、複数のコンバータ 100 を負荷に対して並列接続する場合には、図 3 に示すように、あるコンバータ 100 に対して他のコンバータから電流  $i_R$  が流入しないように、各コンバータ 100 の出力にダイオード  $D - 1 \sim D - n$  が設けられることが一般的である。これに対して、図 1 の回路では、各コンバータ 100 は、他のコンバータ 100 から電流が流入しても問題がないため、出力線路  $M_1 \sim M_n$  にダイオードが設けられていない。つまり、各コンバータ 100 は、他のコンバータ 100 からエネルギーを吸収可能に、他のコンバータ 100 に接続されている。この結果、図 1 A の回路では、ダイオードを不要化できている。

20

【0061】

前述の式 (12) で示される PCH システムは、図 4 A に示すような 2 Port 回路 1000 が、負荷 R を含む回路 1200 に並列接続されたものとみなした表現である。一方、式 (13) で示される PCH システムは、図 5 のように、バックコンバータ 100 の  $n$  並列回路を、1 つの 2 Port 回路 1300 とみなしたものと解釈できる。

30

【0062】

ここで、図 1 A 及び図 1 B では、各コンバータ 100 のインダクタ電流の和 ( $i_1 + \dots + i_n$ ) は、 $n$  個の電流センサ  $P_1 \sim P_n$  によって測定された電流値をコントローラ 200 が加算することによって得られる。これに対して、図 4 A のように、各インダクタ電流  $i_1 \sim i_n$  が流れる線路  $T_1 \sim T_n$  が合流して負荷 R に至る線路 1100 を設けておくと、この線路 1100 には、インダクタ電流の和 ( $i_1 + \dots + i_n$ ) が流れる。線路 1100 に流れる電流を測定する電流センサ P を設けることで、単一の電流センサ P によって、インダクタ電流の和 ( $i_1 + \dots + i_n$ ) を測定することができる。したがって、図 4 B に示すように、コントローラ 200 へ与えられるフィードバック要素の数を、 $n$  個から 1 個に削減できる。しかも、コントローラ 200 は、電流の和 ( $i_1 + \dots + i_n$ ) を計算する加算器 210 を有する必要がない。なお、図 1 A の回路の線路 1100 に単一の電流センサ P を設けるとともに、各キャパシタ  $C_1 \sim C_n$  の電圧を測定するセンサを設けておき、コントローラ 200 が、キャパシタ電圧の微分値及びキャパシタ電圧に基づいて、線路 110 を流れる電流値から、インダクタ電流の和 ( $i_1 + \dots + i_n$ ) を計算してもよい。

40

【0063】

[ 2.7 数値計算 ]

【0064】

50

式(16)に示す制御則の効果を確認するため、図6に示す並列回路の数値計算を行った。図6の回路は、バックコンバータの3並列回路500、1個のブーストコンバータ600、及び、1個のチョックコンバータ700が、負荷Rに対して並列接続されている。

【0065】

バックコンバータの並列回路500のパラメータは、次のとおりである。

$$L_1 = 22 [\mu H], L_2 = 47 [\mu H], L_3 = 30 [\mu H], C = 26 [\mu F], E_1 = E_2 = E_3 = 30 [V]$$

【0066】

ブーストコンバータ600のパラメータは、次のとおりである。

$$L_{Boost} = 10 [\mu H], C_{Boost} = 20 [\mu F], E_{Boost} = 3 [V]$$

【0067】

チョックコンバータ700のパラメータは、次のとおりである。

$$L_{Cuk1} = L_{Cuk2} = 8 [\mu H], C_{Cuk1} = 8 [\mu F], C_{Cuk2} = 4 [\mu F], E_{Cuk} = 10 [V]$$

【0068】

これらの回路500, 600, 700は、低電圧・大電流電源として利用される回路であり、並列化により電流容量を増加させることができる。また、様々な回路構成の電源回路を並列接続しているため、図6の並列システム全体は、複雑なシステムとなっている。

【0069】

数値計算において、3並列バックコンバータ500それぞれには、式(16)の制御則を適用し、ブーストコンバータ600及びチョックコンバータ700には、受動性に基づく制御により、単体のコンバータ600, 700を安定化する制御則を適用する。ブーストコンバータ600及びチョックコンバータ770は、それぞれ、単体のコンバータであるため、受動性に基づく制御により、当然に受動性を満たすことができる。ブーストコンバータ600の制御則 $\mu_{Boost}$ 及びチョックコンバータ700の制御則 $\mu_{Cuk}$ は、それぞれ、以下の式で表される。

【数17】

$$\mu_{Boost} = \mu_{Boostd} - k_{Boost} \{v_d(i_{Boost} - i_{Boostd}) - i_{Boostd}(v - v_d)\} \quad (17)$$

【数18】

$$\begin{aligned} \mu_{Cuk} = & \mu_{Cukd} - k_{Cuk} \{v_{Cuk1}(i_{Cuk1} - i_{Cuk1d}) \\ & + (i_{Cuk2d} - i_{Cuk1d})(v_{Cuk1} - v_{Cuk1d}) + v_{Cuk1d}(i_{Cuk2} - i_{Cuk2d})\} \end{aligned} \quad (18)$$

$i_{Boost}$  はブーストコンバータ600のインダクタ電流,  $i_{Cuk1}$ ,  $i_{Cuk2}$ ,  $v_{Cuk1}$  はそれぞれ、チョックコンバータ700のインダクタ $L_{Cuk1}$ ,  $L_{Cuk2}$ の電流、キャパシタ $C_{Cuk1}$ の電圧である。各変数の目標値には、それぞれ添え字にdが付されている。 $k_{Boost}$ ,  $k_{Cuk}$ は、制御ゲインである。

【0070】

ここでは、負荷Rを1から1.25に変動させたときの過渡応答を測定した。また、サンプリング周波数10MHzの変調によりスイッチング素子 $SW_1$ ,  $SW_2$ ,  $SW_3$ ,  $SW_{Boost}$ ,  $SW_{Cuk}$ を駆動する。負荷Rの目標電圧は7Vである。負荷電流の分担比 $x_{Cuk} = x_{Boost} = 1/4$ ,  $x_{Buck} = 1/2$ とする。バックコンバータの3並列回路500には、全体で負荷Rが要求する電流量の半分を出力するという目標のみ与える。負荷変動前の定常状態では、各バックコンバータのインダクタ電流 $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$ は等しくなるように制御し、負荷変動と同時にバックコンバータの制御則を式(16)に切り替える。

【0071】

数値計算は、Case1及びCase2の2つの設定において行った。Case1は、並列接続された各回路において、お互いの設定が分からないものとして、式(15)において $f_i = 0$ とした制御則を各回路に適用した。Case2は、3並列回路における1番

10

20

30

40

50

目と3番目の回路がお互いの設定が分かっているものとして、 $f_1 = -f_3 = -2.4 \times 10^{-4} (v - v_d)$ 、 $f_2 = 0$ とした。Case 1、Case 2ともに、制御ゲイン  $k_i = 0.05$  に設定した。

【0072】

以下、数値計算により得られた偏差系のハミルトニアン<sup>1</sup>の過渡応答について説明する。なお、ブーストコンバータ600の偏差系のハミルトニアン

【数19】

$$\mathcal{H}_{\text{booste}} = 1/2 \{ L_{\text{boost}} (i_{\text{boost}} - i_{\text{boost,d}})^2 + C_{\text{boost}} (v - v_d)^2 \} \quad (19)$$

チョックコンバータ700の偏差系のハミルトニアン

【数20】

$$\mathcal{H}_{\text{Cuke}} = 1/2 \{ \sum_{n=1}^2 L_{\text{Cuk}n} (i_{\text{Cuk}n} - i_{\text{Cuk}nd})^2 + C_{\text{Cuk}1} (v_{\text{Cuk}1} - v_{\text{Cuk}1d})^2 + C_{\text{Cuk}2} (v - v_d)^2 \} \quad (20)$$

バックコンバータ並列回路500の偏差系のハミルトニアン

【数21】

$$\mathcal{H}_{\text{Bucke}} = 1/2 \{ L' (\sum_{i=1}^n i)^2 + Cv^2, L' = 1/(\sum_{i=1}^n 1/L_i) \} \quad (21)$$

である。図6に示す並列回路全体の偏差系のハミルトニアンは、式(19)～(21)の和となる。

【0073】

図7A、及び図8Aは、偏差系のハミルトニアン<sup>1</sup>の数値計算結果を示している。なお、図7A及び図8Aにおいて、“Parallel Converter”は、図6に示す並列回路全体の偏差系のハミルトニアンを示している。図7B、図7C、図7D、図7Eは、図7Aにおける各コンバータの偏差系のハミルトニアンを個別に示したものである。図8B、図8C、図8D、図8Eは、図8Aにおける各コンバータの偏差系のハミルトニアンを個別に示したものである。図7Aに示すCase 1及び図8Aに示すCase 2とともに、図6に示す並列回路全体の偏差系のハミルトニアンが徐々に減少して、0に収束しており、並列回路全体が受動性を満たしていることが分かる(図7B及び図8B参照)。ブーストコンバータ600及びチョックコンバータ770は、それぞれ、単体で受動性を満たすような制御が適用されているため、図6に示す並列回路全体が受動性を満たしていることから、バックコンバータの3並列回路500も受動性を満たしていることが分かる。

【0074】

なお、図7D、図8Dに示すように、バックコンバータ並列回路500の偏差系のハミルトニアン<sup>1</sup>が、過渡応答において増加している。これは、数値計算で求めたバックコンバータ並列回路500の偏差系のハミルトニアン<sup>1</sup>が、バックコンバータ並列回路500のエネルギーを正確に表していないためである。図6に示す並列回路における各コンバータ500、600、700の蓄積エネルギーを表す関数においては、負荷Rに並列に接続されたキャパシタC、 $C_{\text{Boost}}$ 、 $C_{\text{Cuk}2}$ 同士のカップリングの影響が反映されていない。このため、数値計算で求めたバックコンバータ並列回路500の偏差系のハミルトニアン<sup>1</sup>は、バックコンバータ並列回路500のエネルギーを正確に表していない。したがって、数値計算上は、バックコンバータ並列回路500の偏差系のハミルトニアン<sup>1</sup>が、過渡応答において増加しているが、図6に示す並列回路全体が受動性を満たしていることから、バックコンバータの3並列回路500も受動性を満たしている。

【0075】

図9A及び図10Aは、図6のバックコンバータの3並列回路500における各コンバータの電流 $i_1$ 、 $i_2$ 、 $i_3$ 及び電圧 $v$ の過渡応答波形を示している。図9B、図9C、図9D、図9Eは、図9Aにおける電圧 $v$ 及び電流 $i_1$ 、 $i_2$ 、 $i_3$ を個別に示したものである。図10B、図10C、図10D、図10Eは、図10Aにおける電圧 $v$ 及び電流 $i_1$ 、 $i_2$ 、 $i_3$ を個別に示したものである。各バックコンバータには、異なる制御則を

10

20

30

40

50

適用したため、各コンバータのインダクタ電流  $i_1$  ,  $i_2$  ,  $i_3$  の過渡応答は、異なったものとなっている。そして、図 9 A に示す Case 1 及び図 10 A に示す Case 2 とともに、出力電圧  $v$  が目標値に収束しており（図 9 B 及び図 10 B も参照）、バックコンバータ 3 並列回路 500 における各コンバータに目標電流値を設定せずに、並列回路を安定化可能であることが分かる。

#### 【0076】

図 11 A は、バックコンバータ 3 並列回路 500 における各コンバータのインダクタ電流の和 ( $i_1 + i_2 + i_3$ ) の過渡応答波形を示し、図 12 A は、出力電圧  $v$  の過渡応答波形を示している。図 11 A ) では、図 11 B に示す Case 1 及び図 11 C に示す Case 2 を重ねて示している。図 12 A では、図 12 B に示す Case 1 及び図 12 C に示す Case 2 を重ねて示している。図 11 A 及び図 12 A に示すように、Case 1 と Case 2 の過渡応答波形がほぼ一致していることがわかる。これは、Case 2 で制御則に与えた  $f_i$  の影響が、バックコンバータ 3 並列回路 500 内で収まっていることを示している。よって、Case 1、Case 2 で、偏差系のハミルトニアン の過渡応答波形も一致する。

#### 【0077】

#### [3. 応用]

本実施形態によれば、並列接続された複数のスイッチング電源回路を安定化させることができる。本実施形態のスイッチング電源システムは、電源の並列化が求められる状況において有効である。電源の並列化技術は、様々な分野で用いられている。本実施形態のスイッチング電源システムは、例えば、様々な種類の電源回路を多数並列接続するために有効である。特に、閉鎖系内の複数電源の並列化に有効である。閉鎖系内においては、エネルギーの供給が限られているため、複数の小型の電源を適切に並列化して必要なエネルギーを確保することが求められる。

#### 【0078】

閉鎖系内の複数電源並列化は、例えば、少量多品種の生産工場において行われることがある。このような工場では、生産する製品に応じて、稼働させる生産ロボットのサイズ（モータの数、使用電力量）が異なることがある。例えば、通常は、少ないモータを有する小ロボットが複数稼働している。一方、多数のモータを有する大ロボットを稼働させるときは、小ロボット用の複数の電源を並列化することになる。

#### 【0079】

また、情報通信用電源では、数百 A の電流容量を確保するため、電源の並列化が行われる。電源の並列化により、電源としての冗長性を大きくすることもできる。

#### 【0080】

さらに、近年では、電動化された輸送機器においても電源の並列化が行われている。例えば、大型航空機では、両翼に搭載された発電機が、並列に接続されている。また、小型の飛行機では、太陽光パネルと蓄電池を並列に接続したシステムもある。

#### 【0081】

さらに、太陽光パネルの幾つかのセルごとにコンバータを接続し、パネル上の照度のばらつきを考慮した M T T P 制御が可能なシステムも用いられている。

#### 【0082】

#### [4. 変形]

#### 【0083】

本発明は、上記実施形態に限定されるものではなく、様々な変形が可能である。

#### 【符号の説明】

#### 【0084】

- 10 スwitchング電源システム
- 100 バックコンバータ
- 200 コントローラ
- 210 加算器

10

20

30

40

50

- 2 2 0 μ 計算部
- 2 3 0 変調器
- 3 0 0 A C コンバータ
- 1 1 0 0 線路
- S W スイッチング素子
- P 電流センサ
- R 負荷

【 図 1 】

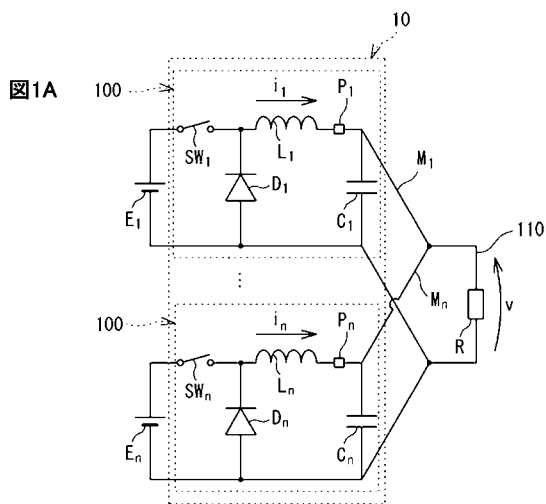
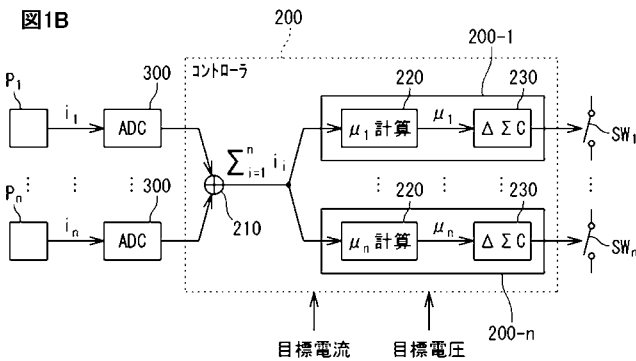
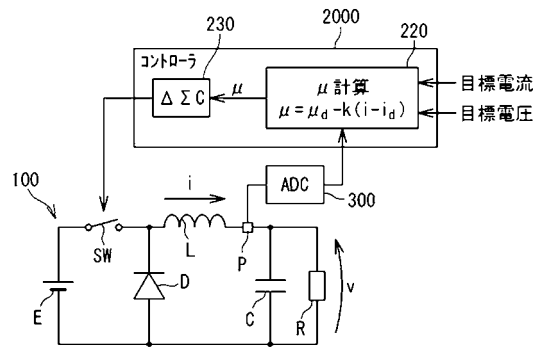


図1B



【 図 2 】

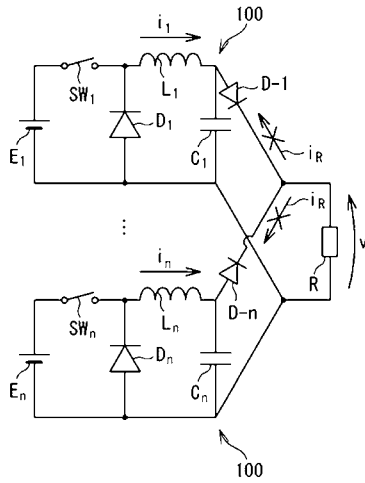
図 2





【 図 3 】

図 3



【 図 4 】

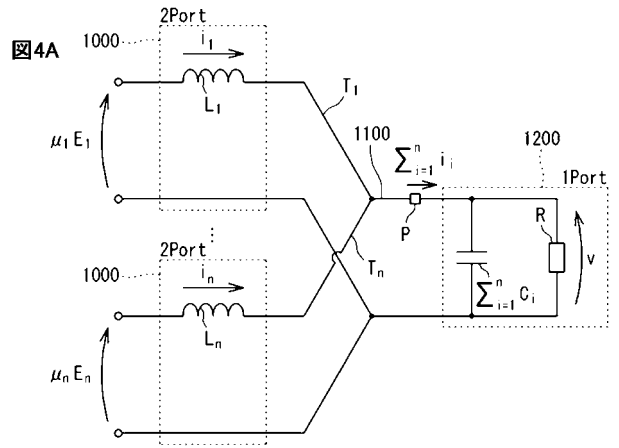
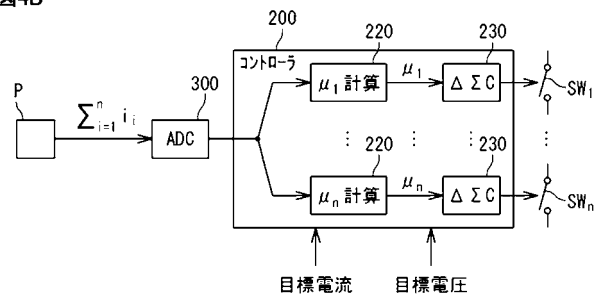
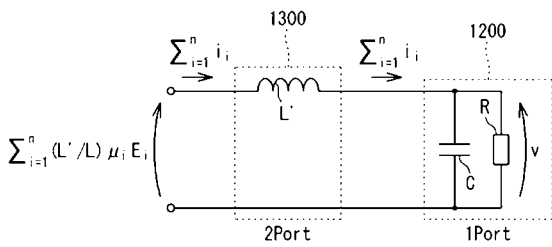


図 4B



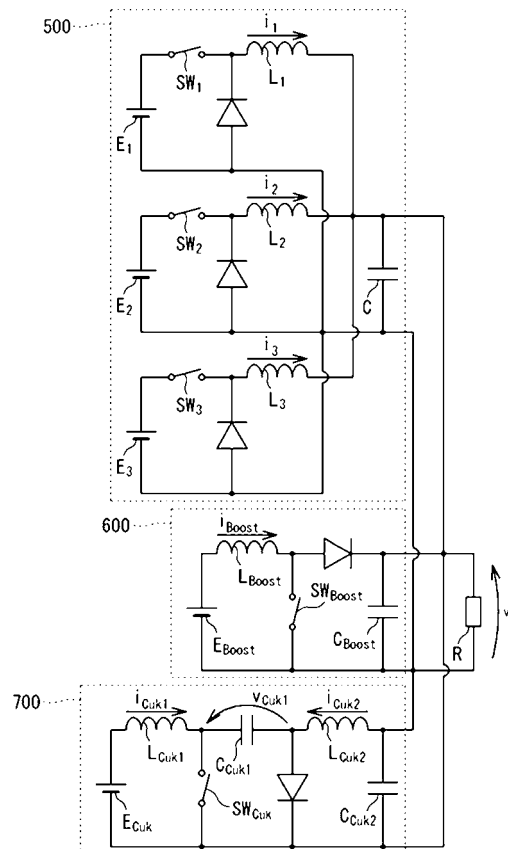
【 図 5 】

図 5



【 図 6 】

図 6



【 図 7 】

図7A

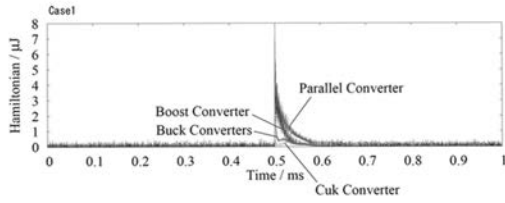


図7B

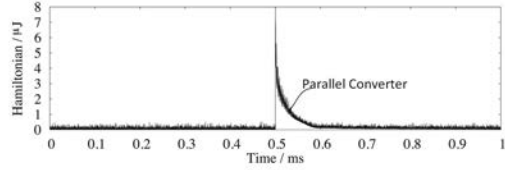


図7C

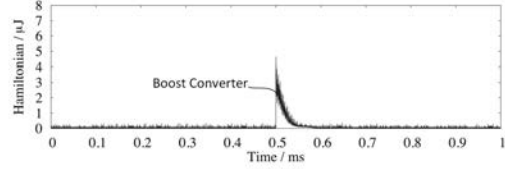


図7D

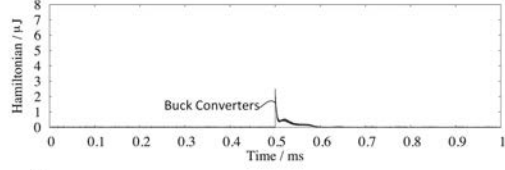
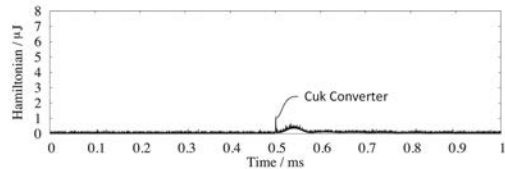


図7E



【 図 8 】

図8A

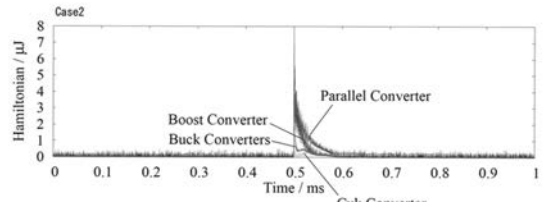


図8B

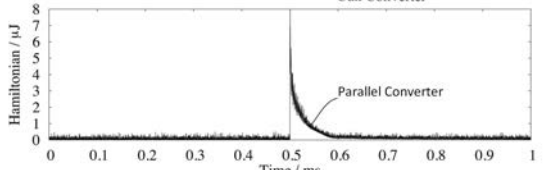


図8C

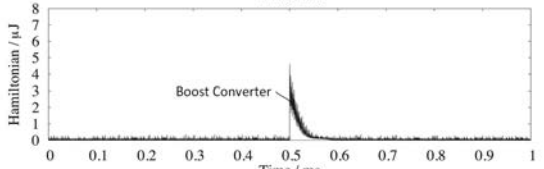


図8D

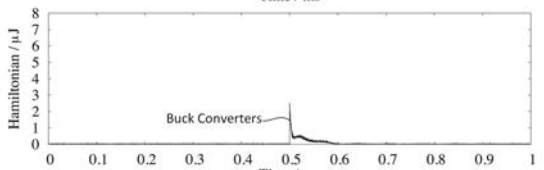
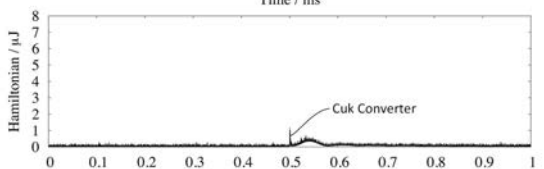


図8E



【 図 9 】

図9A

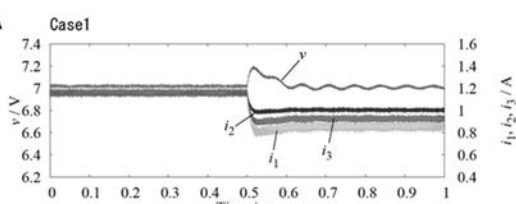


図9B

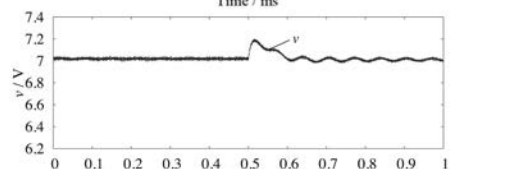


図9C

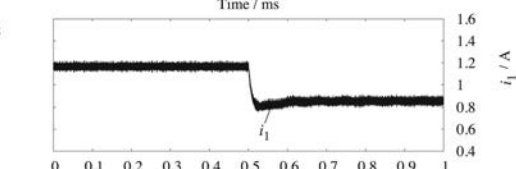


図9D

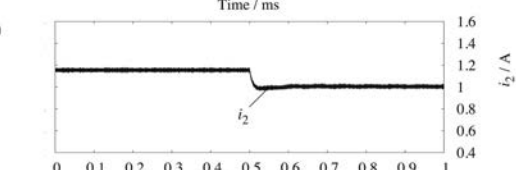
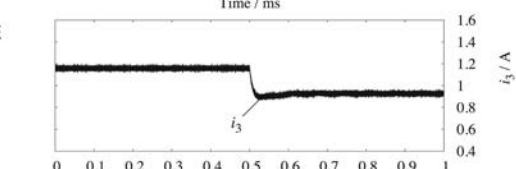


図9E



【 図 10 】

図10A

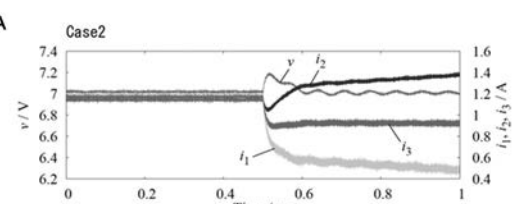


図10B

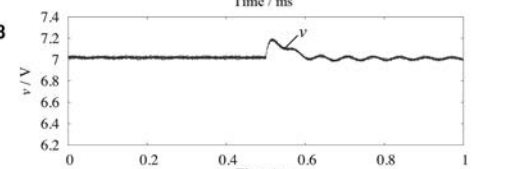


図10C

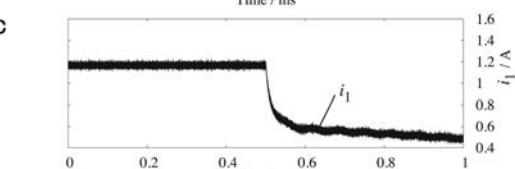


図10D

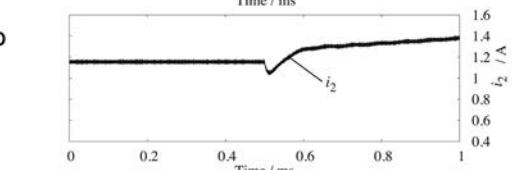
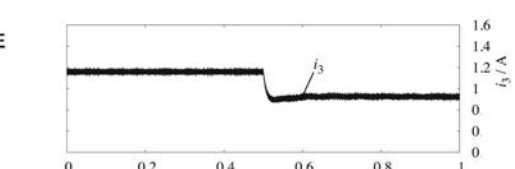
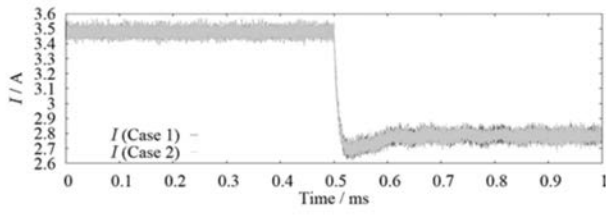


図10E



【 図 1 1 】

図11A



【 図 1 2 】

図12A

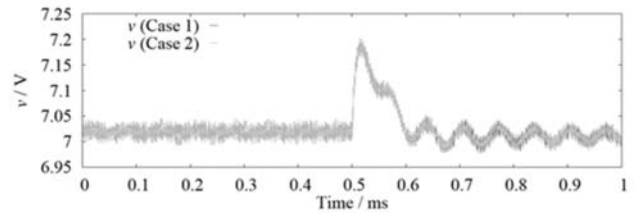


図11B

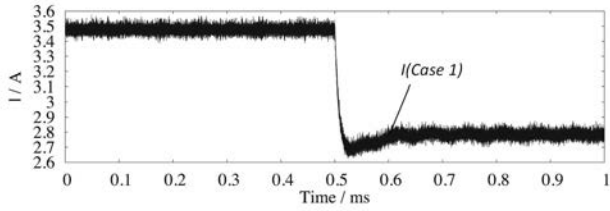


図12B

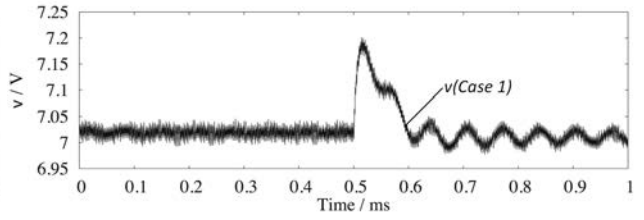


図11C

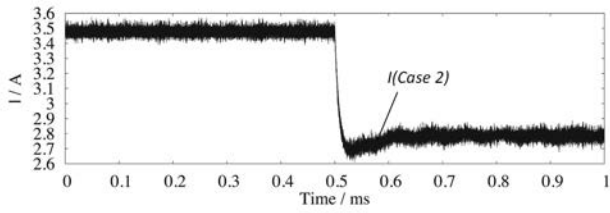
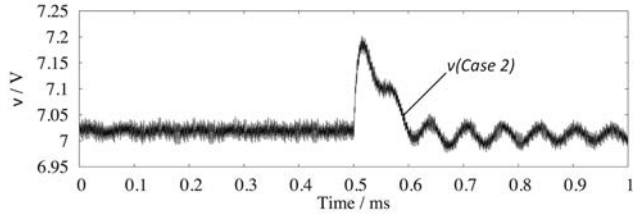


図12C



## 【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/JP2018/014659
<b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b> Int. Cl. H02M3/155 (2006.01) i		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
<b>B. FIELDS SEARCHED</b> Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) Int. Cl. H02M3/155		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Published examined utility model applications of Japan 1922-1996 Published unexamined utility model applications of Japan 1971-2018 Registered utility model specifications of Japan 1996-2018 Published registered utility model applications of Japan 1994-2018		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	HIKIHARA, Takashi, MURAKAMI, Yuzo, Regulation of Parallel Converters with Respect to Stored Energy and Passivity Characteristics, IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, vol. E94-A, no. 3, The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, March 2011, pp. 1010-1014	1-12
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> 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 16.05.2018		Date of mailing of the international search report 29.05.2018
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/JP2018/014659

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	石原浩毅, 受動性に基づく制御を用いたコンバータ・インバータ回路の並列接続に関する検討, 第 58 回システム制御情報学会研究発表講演会講演論文集, システム制御情報学会, 21 May 2014, non-official translation (ISHIHARA, Hiroki, HIKIHARA, Takashi. A Study on Parallel Connection of Converter/Inverter Circuits Using Control Based on Passivity. Proceedings of the 58th Annual Conference of the Institute of Systems, Control and Information Engineers. The Institute of Systems, Control and Information Engineers, 21 May 2014)	1-12
A	佐段田裕平, 引原隆士, 並列接続された DC/DC コンバータへの受動性に基づく制御の適用に関する数値的検討, 第 59 回システム制御情報学会 研究発表講演会講演論文集, システム制御情報学会, 20 May 2015, non-official translation (SADANDA, Yuhei, HIKIHARA, Takashi. Numerical Study of Application of Control Based on Passivity to Parallel-Connected DC/DC Converters. Proceedings of the 59th Conference of the Institute of Systems, Control and Information Engineers. The Institute of Systems, Control and Information Engineers, 20 May 2015)	1-12
A	JP 2013-106519 A (SCHNEIDER TOSHIBA INVERTER) 30 May 2013, entire text, all drawings & EP 2595291 A1, entire text, all drawings & FR 2982719 A1	1-12

国際調査報告		国際出願番号 PCT/J P 2 0 1 8 / 0 1 4 6 5 9	
A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC)) Int.Cl. H02M3/155(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. H02M3/155			
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 1971-2018年 日本国実用新案登録公報 1996-2018年 日本国登録実用新案公報 1994-2018年			
国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)			
C. 関連すると認められる文献			
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号	
A	HIKIHARA, Takashi, MURAKAMI, Yuzo, Regulation of Parallel Converters with Respect to Stored Energy and Passivity Characteristics, IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Vol. E94-A, No. 3, The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, 2011. 03, pp. 1010-1014	1-12	
A	石原浩毅, 受動性に基づく制御を用いたコンバータ・インバータ回路の並列接続に関する検討, 第58回システム制御情報学会研究発表講演会講演論文集, システム制御情報学会, 2014. 05. 21	1-12	
<input checked="" type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> 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		の日の後に公表された文献	
「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		「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	
「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		「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	
「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)		「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	
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献		「&」同一パテントファミリー文献	
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願			
国際調査を完了した日 16. 05. 2018		国際調査報告の発送日 29. 05. 2018	
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) 佐藤 匡	5G 9650
		電話番号 03-3581-1101	内線 3526

国際調査報告		国際出願番号 PCT/J P 2 0 1 8 / 0 1 4 6 5 9
C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	佐段田裕平, 引原隆士, 並列接続されたDC/DCコンバータへの受動性に基づく制御の適用に関する数値的検討, 第59回システム制御情報学会 研究発表講演会講演論文集, システム制御情報学会, 2015.05.20	1-12
A	JP 2013-106519 A (シュネーデル、トウシバ、インバーター、ヨーロッパ、ソシエテ、パル、アクション、セプリフエ) 2013.05.30, 全文, 全図 & EP 2595291 A1, 全文, 全図 & FR 2982719 A1	1-12

---

フロントページの続き

(81)指定国・地域 AP(BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), EP(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), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG), 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, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, 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

(注) この公表は、国際事務局(WIPO)により国際公開された公報を基に作成したものである。なおこの公表に係る日本語特許出願(日本語実用新案登録出願)の国際公開の効果は、特許法第184条の10第1項(実用新案法第48条の13第2項)により生ずるものであり、本掲載とは関係ありません。