

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2017-198542

(P2017-198542A)

(43) 公開日 平成29年11月2日(2017.11.2)

(51) Int.Cl.			F I			テーマコード (参考)		
<b>GO1R</b>	<b>31/36</b>	<b>(2006.01)</b>	GO1R	31/36	A	2G216		
<b>HO2J</b>	<b>7/00</b>	<b>(2006.01)</b>	HO2J	7/00	Q	5G503		
<b>HO1M</b>	<b>10/48</b>	<b>(2006.01)</b>	HO1M	10/48	P	5H030		

審査請求 未請求 請求項の数 11 O L (全 26 頁)

(21) 出願番号	特願2016-89505 (P2016-89505)	(71) 出願人	000004765 カルソニックカンセイ株式会社 埼玉県さいたま市北区日進町二丁目1917番地
(22) 出願日	平成28年4月27日 (2016. 4. 27)	(71) 出願人	899000079 学校法人慶應義塾 東京都港区三田2丁目15番45号
		(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
		(74) 代理人	100147485 弁理士 杉村 憲司
		(74) 代理人	100164471 弁理士 岡野 大和

最終頁に続く

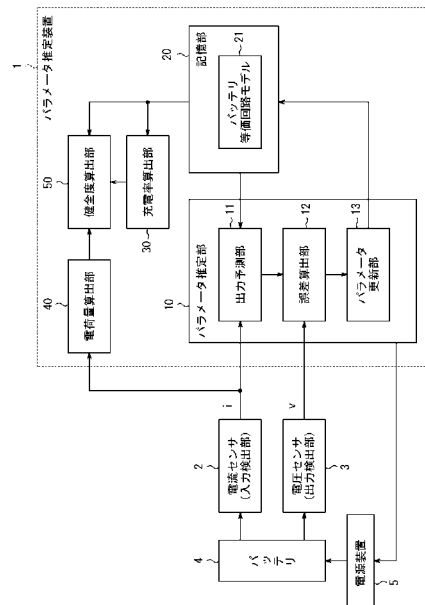
(54) 【発明の名称】 バッテリーのパラメータ推定装置

(57) 【要約】

【課題】 ヒステリシスモデルに係るパラメータの推定精度と過電圧モデルに係るパラメータの推定精度とをそれぞれ向上させることができるバッテリーのパラメータ推定装置を提供する。

【解決手段】 過電圧モデルとヒステリシスモデルとを備えるバッテリー4の等価回路モデル21のパラメータを推定するバッテリーのパラメータ推定装置1において、バッテリー4に第1の振幅を有する第1の電流と、前記第1の振幅よりも小さい第2の振幅を有する第2の電流とをそれぞれ入力し、第1の電流に応じたバッテリー4の出力に基づいて、過電圧モデルに係るパラメータを推定し、第2の電流に応じたバッテリー4の出力に基づいて、ヒステリシスモデルに係るパラメータを推定することを特徴とする。

【選択図】 図1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

過電圧モデルとヒステリシスモデルとを備えるバッテリーの等価回路モデルのパラメータを推定するバッテリーのパラメータ推定装置において、

前記バッテリーに第 1 の振幅を有する第 1 の電流と、前記第 1 の振幅よりも小さい第 2 の振幅を有する第 2 の電流とをそれぞれ入力し、

前記第 1 の電流に応じた前記バッテリーの出力に基づいて、前記過電圧モデルに係るパラメータを推定し、

前記第 2 の電流に応じた前記バッテリーの出力に基づいて、前記ヒステリシスモデルに係るパラメータを推定することを特徴とするバッテリーのパラメータ推定装置。

10

## 【請求項 2】

請求項 1 に記載のバッテリーのパラメータ推定装置において、

前記第 1 の電流に応じた前記バッテリーの出力に基づいて、前記ヒステリシスモデルに係るパラメータを固定しつつ、前記過電圧モデルに係るパラメータを推定することを特徴とするバッテリーのパラメータ推定装置。

## 【請求項 3】

請求項 1 又は 2 に記載のバッテリーのパラメータ推定装置において、

前記第 2 の電流に応じた前記バッテリーの出力に基づいて、前記過電圧モデルに係るパラメータを固定しつつ、前記ヒステリシスモデルに係るパラメータを推定することを特徴とするバッテリーのパラメータ推定装置。

20

## 【請求項 4】

請求項 1 乃至 3 いずれか一項に記載のバッテリーのパラメータ推定装置において、

前記ヒステリシスモデルに係るパラメータの推定と、前記過電圧モデルに係るパラメータの推定とを交互に繰り返すことを特徴とするバッテリーのパラメータ推定装置。

## 【請求項 5】

請求項 1 乃至 4 いずれか一項に記載のバッテリーのパラメータ推定装置において、

前記バッテリーに入力される電流は、M 系列信号であることを特徴とするバッテリーのパラメータ推定装置。

## 【請求項 6】

請求項 1 乃至 5 いずれか一項に記載のバッテリーのパラメータ推定装置において、

前記ヒステリシスモデルに係るパラメータは、前記ヒステリシスモデルにおける、電圧降下の最大範囲及び入力電流の特性により関連付けられるヒステリシス抵抗を含むことを特徴とするバッテリーのパラメータ推定装置。

30

## 【請求項 7】

請求項 1 乃至 6 いずれか一項に記載のバッテリーのパラメータ推定装置において、

前記ヒステリシスモデルに係るパラメータは、前記ヒステリシスモデルにおける、電圧降下の最大範囲及び電圧降下の速さの特性により関連付けられるヒステリシス容量を含むことを特徴とするバッテリーのパラメータ推定装置。

## 【請求項 8】

請求項 6 に記載のバッテリーのパラメータ推定装置において、

前記電圧降下の最大範囲を  $M(t)$ 、前記入力電流を  $u(t)$  とした場合に、前記ヒステリシス抵抗  $R_h(t)$  を式

40

## 【数 1】

$$R_h(t) = \frac{M(t)}{f(u(t))}$$

で表すことを特徴とするバッテリーのパラメータ推定装置。

## 【請求項 9】

請求項 7 に記載のバッテリーのパラメータ推定装置において、

前記電圧降下の最大範囲を  $M(t)$ 、前記電圧降下の速さを  $v(t)$  とした場合に、前記ヒステリシス容量  $C_h(t)$  を式

50

## 【数 2】

$$C_h(t) = \frac{1}{\Gamma(t)M(t)}$$

で表すことを特徴とするバッテリーのパラメータ推定装置。

## 【請求項 10】

請求項 8 に記載のバッテリーのパラメータ推定装置において、前記ヒステリシス抵抗  $R_h(t)$  を式

## 【数 3】

$$R_h(t) = \frac{M(t)}{\alpha|u(t)| + \beta}$$

で表すことを特徴とするバッテリーのパラメータ推定装置。

## 【請求項 11】

請求項 8 に記載のバッテリーのパラメータ推定装置において、前記ヒステリシス抵抗  $R_h(t)$  を式

## 【数 4】

$$R_h(t) = \frac{M(t)}{|u(t)|}$$

で表すことを特徴とするバッテリーのパラメータ推定装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、バッテリーのパラメータ推定装置に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

バッテリーの内部状態又は等価回路モデルのパラメータを推定する装置として、例えば特許文献 1 に記載のものが知られている。特許文献 1 に記載のバッテリーのパラメータ推定装置は、バッテリーの充放電電流および端子電圧を検出し、これらを入力として、抵抗と容量を含むバッテリーの等価回路モデルを用いてカルマンフィルタでそのパラメータやバッテリーの内部状態、及び開回路電圧を推定（算出）する。

## 【0003】

上述のバッテリーの等価回路モデルにおいて、過電圧に関するモデル（過電圧モデル）を用いてバッテリーの SOC - OCV 特性を表すことができる。しかしながら、実際のバッテリーでは充電後と放電後とで SOC - OCV 特性が異なるヒステリシス現象が発生することがある。この場合にはバッテリーの SOC - OCV 特性を正確に表すことができない。ヒステリシス現象は電極の材料により発生し、特にリン酸リチウムを用いた場合にはヒステリシス現象の影響が大きく出る。

## 【0004】

ここで、バッテリーのヒステリシス現象を取り扱うためにバッテリーの等価回路にヒステリシスによる電圧降下を表すヒステリシス素子を付け加えたモデル（ヒステリシスモデル）が提案されている。バッテリーのヒステリシス現象とは、バッテリーの充放電に伴う状態の変動において、その変動の履歴によってバッテリーの平衡状態が変動することを言う。ヒステリシスのないバッテリーでは、バッテリーの充放電の履歴にかかわらず、ある程度の時間放置することによって元の平衡状態に戻る。一方で、ヒステリシスのあるバッテリーでは、バッテリーの充放電の履歴によっては、いくら放置しても元の平衡状態に戻らないことがある。

## 【0005】

ヒステリシスモデルを考慮して、バッテリーの内部状態又は等価回路モデルのパラメータを推定する装置として、例えば特許文献 2、非特許文献 1 に記載のものが知られている。特許文献 2、非特許文献 1 では、バッテリーのヒステリシスモデルに係るパラメータを、SOC 等とあわせてカルマンフィルタで同時推定している。

10

20

30

40

50

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特開2014-74682号公報

【特許文献2】特許第4511600号公報

【非特許文献】

【0007】

【非特許文献1】G. L. Plett: "Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs Part 2. Modeling and identification", Journal of Power Sources 134 (2004) 262-276

10

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

しかし、特許文献2、非特許文献1では、ヒステリシスの性質を考慮せずに任意の入力をバッテリーの等価回路に加えて、ヒステリシスモデルに係るパラメータを推定している。この場合、ヒステリシスによって生じる電圧降下が相対的に小さい場合にもヒステリシスモデルに係るパラメータを推定することで、推定精度が落ちることがある。一方で、過電圧モデルによって生じる電圧降下が相対的に小さい場合に過電圧モデルに係るパラメータを推定することで、推定精度が落ちることがある。また、任意の入力から推定するために、カルマンフィルタとして、UKF (Unscented Kalman Filter) 等の高度なものをを用いる必要がある。

20

【0009】

かかる事情に鑑みてなされた本発明の目的は、ヒステリシスモデルに係るパラメータの推定精度と過電圧モデルに係るパラメータの推定精度とをそれぞれ向上させることができるバッテリーのパラメータ推定装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0010】

上記課題を解決するために、第1の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置は、過電圧モデルとヒステリシスモデルとを備えるバッテリーの等価回路モデルのパラメータを推定するバッテリーのパラメータ推定装置において、

30

前記バッテリーに第1の振幅を有する第1の電流と、前記第1の振幅よりも小さい第2の振幅を有する第2の電流とをそれぞれ入力し、

前記第1の電流に応じた前記バッテリーの出力に基づいて、前記過電圧モデルに係るパラメータを推定し、

前記第2の電流に応じた前記バッテリーの出力に基づいて、前記ヒステリシスモデルに係るパラメータを推定することを特徴とする。

【0011】

上記課題を解決するために、第2の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置は、

前記第1の電流に応じた前記バッテリーの出力に基づいて、前記ヒステリシスモデルに係るパラメータを固定しつつ、前記過電圧モデルに係るパラメータを推定することを特徴とする。

40

【0012】

上記課題を解決するために、第3の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置は、

前記第2の電流に応じた前記バッテリーの出力に基づいて、前記過電圧モデルに係るパラメータを固定しつつ、前記ヒステリシスモデルに係るパラメータを推定することを特徴とする。

【0013】

上記課題を解決するために、第4の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置は、

前記ヒステリシスモデルに係るパラメータの推定と、前記過電圧モデルに係るパラメータの推定とを交互に繰り返すことを特徴とする。

50

## 【 0 0 1 4 】

上記課題を解決するために、第5の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置は、前記バッテリーに入力される電流は、M系列信号であることを特徴とする。

## 【 0 0 1 5 】

上記課題を解決するために、第6の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置は、前記ヒステリシスモデルに係るパラメータは、前記ヒステリシスモデルにおける、電圧降下の最大範囲及び入力電流の特性により関連付けられるヒステリシス抵抗を含むことを特徴とする。

## 【 0 0 1 6 】

上記課題を解決するために、第7の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置は、前記ヒステリシスモデルに係るパラメータは、前記ヒステリシスモデルにおける、電圧降下の最大範囲及び電圧降下の速さの特性により関連付けられるヒステリシス容量を含むことを特徴とする。

10

## 【 0 0 1 7 】

上記課題を解決するために、第8の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置は、前記電圧降下の最大範囲を  $M(t)$ 、前記入力電流を  $u(t)$  とした場合に、前記ヒステリシス抵抗  $R_h(t)$  を式

## 【 数 1 】

$$R_h(t) = \frac{M(t)}{f(|u(t)|)}$$

20

で表すことを特徴とする。

## 【 0 0 1 8 】

上記課題を解決するために、第9の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置は、前記電圧降下の最大範囲を  $M(t)$ 、前記電圧降下の速さを  $\Gamma(t)$  とした場合に、前記ヒステリシス容量  $C_h(t)$  を式

## 【 数 2 】

$$C_h(t) = \frac{1}{\Gamma(t)M(t)}$$

で表すことを特徴とする。

## 【 0 0 1 9 】

30

上記課題を解決するために、第10の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置は、前記ヒステリシス抵抗  $R_h(t)$  を式

## 【 数 3 】

$$R_h(t) = \frac{M(t)}{\alpha|u(t)| + \beta}$$

で表すことを特徴とする。

## 【 0 0 2 0 】

上記課題を解決するために、第11の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置は、前記ヒステリシス抵抗  $R_h(t)$  を式

## 【 数 4 】

40

$$R_h(t) = \frac{M(t)}{|u(t)|}$$

で表すことを特徴とする。

## 【 発明の効果 】

## 【 0 0 2 1 】

第1の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置によれば、ヒステリシスモデルに係るパラメータの推定精度と過電圧モデルに係るパラメータの推定精度とをそれぞれ向上させることができる。

## 【 0 0 2 2 】

50

第2の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置によれば、パラメータの推定値をより効率よく真値に近づけることができる。

【0023】

第3の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置によれば、パラメータの推定値をより効率よく真値に近づけることができる。

【0024】

第4の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置によれば、パラメータの推定値をより速く真値に近づけることができる。

【0025】

第5の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置によれば、ヒステリシスモデルを線形モデルとして取り扱うことができ、且つ、広い周波数帯域を取り扱うことができる。

10

【0026】

第6の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置によれば、バッテリーの等価回路にヒステリシス素子を増やすことなくヒステリシス現象を扱える。

【0027】

第7の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置によれば、バッテリーの等価回路にヒステリシス素子を増やすことなくヒステリシス現象を扱える。

【0028】

第8の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置によれば、バッテリーの等価回路にヒステリシス素子を増やすことなくヒステリシス現象を扱える。

20

【0029】

第9の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置によれば、バッテリーの等価回路にヒステリシス素子を増やすことなくヒステリシス現象を扱える。

【0030】

第10の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置によれば、より正確な推定値をより速く算出できる。

【0031】

第11の観点に係るバッテリーのパラメータ推定装置によれば、より簡易なモデル構成とすることができ、ヒステリシス現象の取り扱いが容易になる。

【図面の簡単な説明】

30

【0032】

【図1】実施形態1に係るパラメータ推定装置の構成例の機能ブロック図である。

【図2】 $n$ 次のRC梯子回路(A)フォスタ型(B)カウエル型である。

【図3】リン酸鉄リチウムイオン電池のSOC-OCV特性の測定結果の例である。

【図4】Plettによるヒステリシスモデルの等価回路である。

【図5】可変抵抗 $R_h$ と可変容量 $C_h$ によって構成されるRC並列回路である。

【図6】パラメータ感度プロットの一例である。

【図7】入力電流の振幅の大きさとパラメータの推定精度との関係の例である。

【図8】入出力データに基づくパラメータ推定方法の一例である。

【図9】入力信号に応じたパラメータに限定した推定手順の一例である。

40

【図10】図8の方法を繰り返したときの推定値の変動の一例である。

【発明を実施するための形態】

【0033】

(実施形態1)

以下、実施形態1に係るバッテリーのパラメータ推定装置について、図面を参照しながら詳細に説明する。本実施形態に係るバッテリーのパラメータ推定装置は、電気自動車やハイブリッド電気自動車などの車両に用いられる。このような車両には、車両を駆動する電気モータ、バッテリー、これらのコントローラなどが搭載され、電気モータへの電力の供給(放電)や制動時における電気モータからの制動エネルギーの回生、地上充電設備からのバッテリーへの電力回収(充電)が行われる。このような充放電電流のバッテリーへの出入りがあ

50

ると、バッテリーの内部状態が変化していき、この内部状態をバッテリーのパラメータ推定装置で推定しながらモニタしていくことで、バッテリーの残量など必要な情報を収集している。

【0034】

[機能ブロック]

図1に示されるように、パラメータ推定装置1は、パラメータ推定部10と、記憶部20と、充電率算出部30と、電荷量算出部40と、健全度算出部50とを備える。パラメータ推定部10は、電流センサ(入力検出部)2及び電圧センサ(出力検出部)3を介してバッテリー4に接続される。パラメータ推定部10は、電源装置5に接続される。

【0035】

電流センサ2は、バッテリー4に入力される電流(充放電電流)を検出して、検出した充放電電流をパラメータ推定部10に対して出力する。電圧センサ3は、バッテリー4から出力される電圧(端子電圧)を検出して、検出した端子電圧をパラメータ推定部10に対して出力する。

【0036】

バッテリー4は、例えばリチャージャブル・バッテリー(二次電池)である。バッテリー4は、本実施の形態においてリチウム・イオン・バッテリーであるものとして説明するが、他の種類のバッテリーであってもよい。

【0037】

電源装置5は、例えば電流源であり、パラメータ推定部10からの指示に応じて、バッテリー4に所定の波形を有する電流を入力する。

【0038】

パラメータ推定部10は、出力予測部11と、誤差算出部12と、パラメータ更新部13とを備える。パラメータ推定部10は、例えばプロセッサ又はマイクロコンピュータ等で構成される。出力予測部11、誤差算出部12及びパラメータ更新部13は、それぞれ別個のチップとして構成されてもよいし、1チップにまとめて構成されてもよい。

【0039】

記憶部20は、例えば半導体メモリ又は磁気記憶装置等で構成される。記憶部20は、バッテリー等価回路モデル21を格納する。記憶部20は、パラメータ推定装置1が取り扱うデータ又は情報等を格納してもよい。

【0040】

バッテリー等価回路モデル21は、バッテリー4の内部状態を等価回路で表したモデル(等価回路モデル)である。バッテリー等価回路モデル21は、パラメータとして、バッテリー4の開回路電圧(OCV: Open Circuit Voltage)、並びに、バッテリー4の内部抵抗及び容量を有する。バッテリー等価回路モデル21のパラメータは、記憶部20に格納される。

【0041】

出力予測部11は、電流センサ2からバッテリー4の充放電電流( $i$ )を取得し、記憶部20からバッテリー等価回路モデル21のパラメータを取得する。出力予測部11は、バッテリー4の充放電電流とバッテリー等価回路モデル21のパラメータとに基づいて、バッテリー4の端子電圧の予測値を算出する。

【0042】

誤差算出部12は、電圧センサ3からバッテリー4の端子電圧( $v$ )を取得し、出力予測部11からバッテリー4の端子電圧の予測値を取得する。誤差算出部12は、電圧センサ3から取得した端子電圧と、出力予測部11から取得した端子電圧の予測値との誤差を算出する。

【0043】

パラメータ更新部13は、誤差算出部12から端子電圧の誤差を取得する。パラメータ更新部13は、端子電圧の誤差に基づいて、記憶部20に格納されているバッテリー等価回路モデル21のパラメータを更新する。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 4 4 】

バッテリー等価回路モデル 2 1 のパラメータは、バッテリー 4 の内部状態を表す。つまりパラメータ推定部 1 0 は、出力予測部 1 1、誤差算出部 1 2 及びパラメータ更新部 1 3 を動作させることにより、バッテリー 4 の内部状態を推定する。

## 【 0 0 4 5 】

充電率算出部 3 0 は、パラメータ推定部 1 0 で推定されたバッテリー 4 の内部状態に基づいて、バッテリー 4 の充電率 (SOC: State Of Charge) を算出する。SOC は、バッテリー 4 の充電容量に対する充電量の比である。バッテリー 4 の OCV と SOC との関係は、バッテリー 4 の温度又は劣化度合い等に影響されにくい。よって、バッテリー 4 の SOC は、予め実験等によって求められたバッテリー 4 の OCV と SOC との関係、及び、パラメータ推定部 1 0 で推定された OCV に基づいて算出される。本実施形態において、充電率算出部 3 0 は、上述の方法によりバッテリー 4 の SOC を算出する。充電率算出部 3 0 で算出される SOC は、バッテリー 4 のバッテリー・マネジメントに利用される。

10

## 【 0 0 4 6 】

電荷量算出部 4 0 は、電流センサ 2 からバッテリー 4 の充放電電流値 (i) を取得する。電荷量算出部 4 0 は、充放電電流値 (i) を逐次積算していくことでバッテリー 4 に入出力する電荷量を算出する。電荷量算出部 4 0 は、充放電電流値 (i) から算出した電荷量を、逐次積算演算を開始する前にバッテリー 4 に充電されている電荷量 (残存電荷量ともいう) から減算することで、バッテリー 4 に現在充電されている電荷量 (現存電荷量ともいう) を算出する。

20

## 【 0 0 4 7 】

健全度算出部 5 0 は、バッテリー 4 の健全度 (SOH: State Of Health) を算出する。SOH は、バッテリー 4 の現在の満充電容量 (FCC: Full Charge Capacity) が、バッテリー 4 の新品時の FCC に対して何%であることを示す。バッテリー 4 の新品時の FCC は、既知の値である。バッテリー 4 の新品時の FCC は、健全度算出部 5 0 に格納されてもよいし、記憶部 2 0 に格納されてもよい。健全度算出部 5 0 は、充電率算出部 3 0 からバッテリー 4 の SOC を取得し、電荷量算出部 4 0 からバッテリー 4 の現存電荷量を取得する。健全度算出部 5 0 は、バッテリー 4 の SOC と現存電荷量とに基づいて、バッテリー 4 の現在の FCC を算出する。健全度算出部 5 0 は、バッテリー 4 の新品時の FCC とバッテリー 4 の現在の FCC とに基づいて、バッテリー 4 の SOH を算出する。

30

## 【 0 0 4 8 】

健全度算出部 5 0 は、バッテリー 4 の SOH と、バッテリー 4 の現存電荷量と、バッテリー 4 の OCV との関係に基づいて、バッテリー 4 の SOH を算出してもよい。健全度算出部 5 0 は、例えば、本出願人の出願による特開 2 0 1 2 - 5 7 9 5 6 号公報に開示されているような、所定幅で区分けした SOH ごとに現存電荷量と OCV との関係を表わす特性表に基づいて、SOH を算出してもよい。この場合、健全度算出部 5 0 は、記憶部 2 0 に格納された OCV の推定値と、電荷量算出部 4 0 で算出された現存電荷量とが特性表のいずれの SOH の範囲に入るのか判定し、バッテリー 4 の SOH を算出する。

## 【 0 0 4 9 】

## [ バッテリー等価回路モデル ]

本実施形態においては、バッテリー 4 の内部状態を推定するためのバッテリー等価回路モデル 2 1 として、OCV、過電圧パラメータ及びヒステリシスパラメータの 3 つの要素を含むモデルを考える。バッテリー等価回路モデル 2 1 は、例えば、OCV に対応する電圧源と、過電圧パラメータ及びヒステリシスパラメータにそれぞれ対応するインピーダンスとが直列に接続する開回路である。開回路に流れる電流は、バッテリー 4 の充放電電流 (i) に対応する。開回路の両端の電圧は、バッテリー 4 の端子電圧 (v) に対応する。

40

## 【 0 0 5 0 】

## &lt; 過電圧モデル &gt;

過電圧パラメータは、過電圧に関するモデル (過電圧モデル) を表すパラメータである

50



。過電圧は、バッテリー4のOCVと、バッテリー4に充放電電流が入力される際の端子電圧との差であり、バッテリー4の内部インピーダンスに起因する。バッテリー4の内部インピーダンスは、バッテリー4の電解液の電気抵抗、及び、バッテリー4の電極反応に起因するインピーダンスを含む。

【0051】

バッテリー4の電極反応は、電解液と活物質との界面における電荷移動過程と、電解液又は活物質におけるイオンの拡散過程とを含む。例えば、リチウム・イオン・バッテリー等の物理過程(non-Faradaic process)バッテリー、つまり、拡散過程が支配的なバッテリーにおいては、拡散過程に起因するインピーダンスであるワールブルグインピーダンスの影響が支配的となる。

10

【0052】

本実施形態においては、過電圧パラメータに対応するインピーダンスとして、電解液等の抵抗を含む内部抵抗( $R_0$ )と、ワールブルグインピーダンス( $Z_w$ )とが直列に接続されるインピーダンスを想定する。

【0053】

SOCは、バッテリー4の充放電電流( $i$ )と、バッテリー4の新品時の満充電容量( $FCC_0$ )と、バッテリー4のSOHとを用いて、式(1)で表される。

【数5】

$$\frac{d}{dt}SOC = \frac{i}{FCC_0 \cdot SOH} \quad (1)$$

20

【0054】

また、ワールブルグインピーダンス( $Z_w$ )の伝達関数は、式(2)により表される。

【数6】

$$Z_w(s) = \frac{R_d}{\sqrt{\tau_d s}} \tanh \sqrt{\tau_d s} \quad (2)$$

ただし、 $s$ はラプラス演算子であり、 $R_d$ は $Z_w(s)$ の低周波極限( $0$ )で算出される拡散抵抗であり、 $\tau_d$ は、拡散反応の速度に対応する拡散時定数である。また、拡散抵抗及び拡散時定数を用いた式(3)により拡散容量( $C_d$ )が定義される。

【数7】

$$C_d := \frac{\tau_d}{R_d} \quad (3)$$

30

【0055】

式(2)において、ワールブルグインピーダンス( $Z_w$ )は、ラプラス演算子( $s$ )の平方根を含む。ワールブルグインピーダンス( $Z_w$ )を時間領域へ変換しやすくするために、ワールブルグインピーダンス( $Z_w$ )を近似する。

【0056】

<<無限級数展開>>

ワールブルグインピーダンス( $Z_w$ )は、例えば式(4)に示すように、無限級数の和として表されうる。

40

【数8】

$$Z_w(s) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{R_n}{sC_n R_n + 1} \quad (4)$$

ただし、

【数9】

$$C_n = \frac{C_d}{2} \quad (5)$$

$$R_n = \frac{8R_d}{(2n-1)^2 \pi^2} \quad (6)$$

50

である。上述の式(4)は、図2(A)に示されるような、抵抗( $R_1 \sim R_n$ )とコンデンサ( $C_1 \sim C_n$ )との並列回路が直列にn個接続されたn次フォスタ型回路に対応する。式(5)(6)から明らかなように、ワールブルグインピーダンス( $Z_w$ )を近似したn次のフォスタ型等価回路モデルによれば、拡散容量( $C_d$ )及び拡散抵抗( $R_d$ )を用いて、バッテリー等価回路モデル2-1の他のパラメータ( $R_n$ 又は $C_n$ 等)を算出可能である。

【0057】

<<連分数展開>>

ワールブルグインピーダンス( $Z_w$ )は、式(7)に示すように、連分数展開によっても表されうる。

【数10】

$$Z_w(s) = \lim_{n \rightarrow \infty} \left[ 0; \frac{1}{R_1}, \frac{1}{sC_1}, \dots, \frac{1}{R_n}, \frac{1}{sC_n} \right]$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{sC_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{\frac{1}{sC_2} + \dots}}}} \quad (7)$$

10

ただし、

【数11】

$$C_n = \frac{C_d}{4n-1} \quad (8)$$

20

$$R_n = \frac{R_d}{4n-3} \quad (9)$$

である。上述の式(7)は、図2(B)に示されるような、並列に接続されたn個の抵抗( $R_1 \sim R_n$ )のそれぞれが、直列に接続されたn個のコンデンサ( $C_1 \sim C_n$ )の間に接続されたn次カウエル型回路に対応する。式(8)(9)から明らかなように、ワールブルグインピーダンス( $Z_w$ )を近似したn次のカウエル型等価回路モデルによれば、拡散容量( $C_d$ )及び拡散抵抗( $R_d$ )を用いて、バッテリー等価回路モデル2-1の他のパラメータ( $R_n$ 又は $C_n$ 等)を算出可能である。

30

【0058】

<ヒステリシスモデル>

ヒステリシスパラメータは、バッテリー4のヒステリシス現象に関するモデル(ヒステリシスモデル)を表すパラメータである。バッテリー4において、充電後と放電後とでSOC-O CV特性が異なるヒステリシス現象が発生することがある。ヒステリシス現象は電極の材料により発生し、特にリン酸リチウムを用いた場合にはヒステリシス現象の影響が大きく出る。

【0059】

図3はリン酸鉄リチウムイオン電池のSOC-O CV特性の測定結果の一例である。図3(A)によれば充電時の特性と放電時の特性との間でO CVの差が生じていることが分かる。また図3(A)の破線囲み部を拡大した図3(B)において、SOCが約30%の時点で放電するようにしてもヒステリシス特性を示すことが分かる。ヒステリシス現象が発生する場合、上述の過電圧モデルだけでは、バッテリー4のSOC-O CV特性を正確に表すことができない。

40

【0060】

このようなヒステリシス現象を表すモデルの一つであるPlettによるヒステリシスモデルは、図4に示される等価回路で表される。ここで $V_H$ がヒステリシス電圧を表す素子である。このヒステリシスモデルは、以下の式(10)で表される。

50

## 【数 1 2】

$$\frac{dv_h(t)}{dt} = -\Gamma(t)|u(t)|v_h(t) + \Gamma(t)M(t)u(t) \quad (10)$$

ここで、 $v_h(t)$  はヒステリシス電圧、 $\Gamma(t)$  はヒステリシスモデルの電圧降下の速さ（SOC - OCV 曲線の傾きに相当）、 $M(t)$  はヒステリシスモデルの電圧降下の最大範囲、 $u(t)$  は入力電流を表すパラメータである。

## 【0061】

本来、バッテリー4のヒステリシスはバッテリー内部の電気化学反応の結果としてあらわれてくるもので、バッテリー4内部の電荷移動過程やイオンの拡散過程と密接な関係がある。しかしながらPlettによるヒステリシスモデルは、電荷移動過程やイオンの拡散過程とは独立した反応を追加して $v_h(t)$ を表している。そのため、式(10)に基づいてバッテリー4の内部状態を推定する場合には、RC並列回路の抵抗及び容量の推定に加え、ヒステリシス電圧を表す $\Gamma(t)$ 及び $M(t)$ を推定する必要がある。つまりヒステリシスを考えないモデルによる推定と比較して、推定すべきパラメータが2つ( $\Gamma$ と $M$ )増加する。

10

## 【0062】

ここで、本実施形態においては、かかる独立した反応を電荷移動過程やイオンの拡散過程に対応したモデルに統合する。ヒステリシスモデルを表す式(10)は、以下の式(11)(12)を用いて、以下の式(13)のように変形される。

## 【数 1 3】

$$R_h(t) = \frac{M(t)}{|u(t)|} \quad (11)$$

20

$$C_h(t) = \frac{1}{\Gamma(t)M(t)} \quad (12)$$

$$\frac{dv_h(t)}{dt} = -\frac{1}{R_h(t)C_h(t)}v_h(t) + \frac{1}{C_h(t)}u(t) \quad (13)$$

## 【0063】

式(13)は、図5に示されるような可変抵抗( $R_h$ )と可変容量( $C_h$ )によって構成されるRC並列回路を表す式と同等であると解釈できる。特に式(11)で表されるように、モデルの抵抗は電流の大きさによって可変となる可変抵抗であることが特徴である。

30

## 【0064】

以上説明してきたように、ヒステリシスモデルを式(11)~(13)で表すことができる。このようにヒステリシスモデルを表すことで、ヒステリシス素子を増やすことなく、ヒステリシス現象を取り扱うことができる。

## 【0065】

ヒステリシスモデルに係るパラメータは、可変抵抗( $R_h$ )及び可変容量( $C_h$ )である。可変抵抗( $R_h$ )は、ヒステリシス抵抗ともいう。ヒステリシス抵抗は、ヒステリシスモデルの電圧降下の最大範囲( $M(t)$ )及び入力電流( $u(t)$ )の特性により関連付けられる。可変容量( $C_h$ )は、ヒステリシス容量ともいう。ヒステリシス容量は、ヒステリシスモデルの電圧降下の最大範囲( $M(t)$ )及びヒステリシスモデルの電圧降下の速さ( $\Gamma(t)$ )の特性により関連付けられる。

40

## 【0066】

## [連続時間システム同定法]

本実施形態においては、バッテリー等価回路モデル21で表されるシステムに連続時間システム同定法を適用して、バッテリー等価回路モデル21のパラメータが推定される。連続時間システム同定法による推定の対象となるパラメータは、過電圧モデルの $R_0$ 、 $R_d$ 及び $C_d$ ( $C_d$ )、並びに、ヒステリシスモデルの $R_h$ 及び $C_h$ である。

## 【0067】

50

連続時間システム同定法によれば、バッテリー等価回路モデル 2.1 で表されるシステムの入出力データの関係を表す式に基づいて、各パラメータが推定される。以下、連続時間システム同定法によるパラメータ推定方法について説明する。

【0068】

< 伝達関数 >

$u(t)$  が入力された場合に  $y(t)$  が出力される線形時不変システムを考える。該システムの伝達関数が  $G(p, \theta)$  と表される場合、 $u(t)$  と  $y(t)$  との関係は、以下の式 (14) により表される。

【数 14】

$$y(t) = G(p, \theta)u(t) \quad (14)$$

$p$  は、微分演算子 ( $d/dt$ ) である。  $\theta$  は、 $m$  個のパラメータの集合 ( $\theta = [\theta_1 \cdots \theta_m]$ ) である。  $\theta$  は、 $m$  次元の列ベクトルとしても表される。

【0069】

$G(p, \theta)$  は、パラメータ ( $\theta$ ) に関して線形な関数である  $N(p, \theta)$  及び  $D(p, \theta)$  を用いて、以下の式 (15) のようにも表される。

【数 15】

$$G(p, \theta) = \frac{N(p, \theta)}{D(p, \theta)} \quad (15)$$

$N(p, \theta)$  は、 $m$  次元行ベクトルとして表される  $n(p) = [n_1(p) \cdots n_m(p)]$  に対して  $m$  次元列ベクトルとして表される  $\theta$  を掛けて算出される内積である。  $D(p, \theta)$  は、 $m$  次元行ベクトルとして表される  $d(p) = [d_1(p) \cdots d_m(p)]$  に対して  $m$  次元列ベクトルとして表される  $\theta$  を掛けて算出される内積である。

【0070】

< パラメータ誤差 >

伝達関数 ( $G$ ) に含まれるパラメータ ( $\theta$ ) は、連続時間システム同定法により推定される。パラメータの推定値を  $\hat{\theta}$  とした場合、システムの出力の推定値 ( $\hat{y}(t)$ ) は、以下の式 (16) のように表される。

【数 16】

$$\hat{y}(t) = G(p, \hat{\theta})u(t) \quad (16)$$

なお、数式内で用いられる、文字の上に「 $\hat{\quad}$ 」が付される記号は、明細書における表記の制約上、「 $y^{\wedge}$ 」のように表すことがある。

【0071】

連続時間システム同定法においては、システムの出力 ( $y(t)$ ) と、出力の推定値 ( $\hat{y}(t)$ ) との誤差が最小となるようにパラメータ ( $\theta$ ) が推定される。 $\hat{y}(t)$  と  $y(t)$  との誤差は、推定誤差信号 ( $e(t)$ ) として、以下の式 (17) により定義される。

【数 17】

$$e(t) = \hat{y}(t) - y(t) \quad (17)$$

【0072】

ここでパラメータの真値 ( $\theta_0$ ) が存在して  $y(t) = G(p, \theta_0)u(t)$  が成り立つ場合、式 (17) は、式 (14) ~ (16) を用いて、以下の式 (18) のように変形される。

10

20

30

40

## 【数 18】

$$\begin{aligned}
 e(t) &= \hat{y}(t) - y(t) \\
 &= \{G(p, \hat{\theta}) - G(p, \theta_0)\} \cdot u(t) \\
 &= \left\{ \frac{N(p, \hat{\theta})}{D(p, \hat{\theta})} - \frac{N(p, \theta_0)}{D(p, \theta_0)} \right\} \cdot u(t) \\
 &= \left\{ \frac{N(p, \hat{\theta})}{D(p, \hat{\theta})} - \frac{N(p, \theta_0)}{D(p, \hat{\theta})} + \frac{N(p, \theta_0)}{D(p, \hat{\theta})} - \frac{N(p, \theta_0)}{D(p, \theta_0)} \right\} \cdot u(t) \quad (18) \\
 &= \left\{ \frac{N(p, \hat{\theta}) - N(p, \theta_0)}{D(p, \hat{\theta})} - N(p, \theta_0) \frac{N(p, \theta_0) - N(p, \hat{\theta})}{D(p, \hat{\theta})D(p, \theta_0)} \right\} \cdot u(t) \\
 &= \left\{ \frac{D(p, \theta_0) - D(p, \hat{\theta})}{D(p, \hat{\theta})} G(p, \theta_0) - \frac{N(p, \theta_0) - N(p, \hat{\theta})}{D(p, \hat{\theta})} \right\} \cdot u(t)
 \end{aligned}$$

10

## 【0073】

さらに式(18)は、 $N(p, \hat{\theta}) = n(p) \cdot \hat{\theta}$ 、及び、 $D(p, \hat{\theta}) = d(p) \cdot \hat{\theta}$  の関係を用いて、以下の式(19)のように変形される。

## 【数 19】

$$e(t) = \left\{ \frac{d(p)}{D(p, \hat{\theta})} G(p, \theta_0) - \frac{n(p)}{D(p, \hat{\theta})} \right\} \cdot u(t) \cdot (\theta_0 - \hat{\theta}) \quad (19)$$

20

## 【0074】

式(19)に含まれる  $\theta_0 - \hat{\theta}$  は、パラメータ誤差を表す。パラメータ誤差を  $\varepsilon$  とすると、 $\varepsilon = \theta_0 - \hat{\theta}$  となる。この場合、式(19)は、以下の式(20)のように変形される。

## 【数 20】

$$e(t) = \left\{ \frac{d(p)}{D(p, \hat{\theta})} G(p, \theta_0) - \frac{n(p)}{D(p, \hat{\theta})} \right\} \cdot u(t) \cdot \varepsilon \quad (20)$$

30

## 【0075】

ここで、部分空間の基底ベクトル(V)を式(21)のように定義する。

## 【数 21】

$$\begin{aligned}
 V &= [v_1(t) \quad v_2(t) \quad \cdots \quad v_m(t)] \\
 v_j(t) &= \left\{ \frac{d_j(p)}{D(p, \hat{\theta})} G(p, \theta_0) - \frac{n_j(p)}{D(p, \hat{\theta})} \right\} \cdot u(t) \quad (21)
 \end{aligned}$$

## 【0076】

式(21)のように部分空間が定義される場合、式(20)によれば、パラメータ誤差( )は、推定誤差信号(e(t))が基底ベクトル(V)を有する部分空間に射影されたときの射影ベクトルとなる。

40

## 【0077】

式(21)に示される基底ベクトル(V)に含まれるパラメータの真値( $\theta_0$ )を、パラメータの推定値( $\hat{\theta}$ )に置き換える場合、パラメータ誤差( )は、以下の式(22)のように表される。

## 【数 22】

$$\varepsilon = (I + \Delta)(\theta_0 - \hat{\theta}) \quad (22)$$

I は単位行列である。  $\Delta$  は  $G(p, \theta_0)$  と  $G(p, \hat{\theta})$  との差に起因する項である。

## 【0078】

< パラメータ推定 >

50

式(20)～(22)により示される推定誤差信号( $e(t)$ )が最小化されるようにパラメータの推定値( $\hat{\theta}$ )を算出することにより、パラメータの推定値を真値に近づけることができる。推定誤差信号( $e(t)$ )は、例えばガウス・ニュートン法を用いた反復計算を行うことによって最小化されうる。

【0079】

ガウス・ニュートン法を用いて推定誤差信号を最小化するようにパラメータの推定値を算出するための反復計算は、例えば以下の式(23)のように表される。

【数23】

$$\hat{\theta}^{k+1} = \hat{\theta}^k + \alpha \varepsilon^k \quad (23)$$

上添え字の $k$ は、 $k$ 回目の反復計算で得られる値であることを示している。つまり $\hat{\theta}^k$ は、 $k$ 回目の反復計算で得られるパラメータの推定値である。 $\alpha$ は、反復計算によるパラメータ推定のアルゴリズムの安定性を決めるステップ幅パラメータであり、 $0 < \alpha < 1$ である。

【0080】

式(23)は、式(22)を用いて、以下の式(24)に示されるように変形される。

【数24】

$$\hat{\theta}^{k+1} = \hat{\theta}^k + \alpha(I + \Delta)(\theta_0 - \hat{\theta}^k) \quad (24)$$

$$\hat{\theta}^{k+1} - \theta_0 = \{(1 - \alpha)I - \alpha\Delta\}(\hat{\theta}^k - \theta_0)$$

【0081】

式(24)で表されるシステムの平衡点は、 $\hat{\theta}^k = \theta_0$ である。該システムの伝達関数をインパルス応答の $z$ 変換の形式で表した場合、 $H(z) = [ \dots / \{z - (1 - \dots)\} ] \times I$ と表される。 $0 < \dots < 1$ である場合、 $H(z)$ の極 $(1 - \dots)$ が単位円の内側となるので、該システムは安定であるといえる。つまり、反復計算において $\hat{\theta}^k$ が発散してしまうことなく、真値である $\theta_0$ に収束するといえる。

【0082】

< バッテリ等価回路モデルへの適用 >

バッテリ4から取得される入出力データがサンプリング時刻を $t_i$  ( $i = 0, 1, \dots, N$ )として離散的に取得される場合を考える。この場合における基底ベクトル( $V_D$ )及び推定誤差信号( $e_D$ )はそれぞれ、以下の式(25)及び(26)のように表される。

【数25】

$$V_D = \begin{bmatrix} v_1(t_0) & v_2(t_0) & \dots & v_m(t_0) \\ v_1(t_1) & v_2(t_1) & \dots & v_m(t_1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ v_1(t_N) & v_2(t_N) & \dots & v_m(t_N) \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$e_D = [e(t_0) \quad e(t_1) \quad \dots \quad e(t_N)] \quad (26)$$

【0083】

パラメータ誤差( $\varepsilon$ )は、式(20)で表される $e(t)$ 及び式(21)で表される $V$ をそれぞれ $e_D$ 及び $V_D$ に置換して変形することで、例えば式(27)のように表される。

【数26】

$$\varepsilon = (V_D^T V_D)^{-1} V_D^T \cdot e_D \quad (27)$$

ここで、 $T$ は転置行列を意味する。

【0084】

バッテリ等価回路モデル21のパラメータ( $\theta$ )は、OCV、過電圧パラメータ及びヒステリシスパラメータであり、以下の式(28)で表される。

10

20

30

40

【数 2 7】

$$\theta = [OCV \ R_0 \ R_d \ C_d \ R_h \ C_h] \quad (28)$$

【0085】

バッテリー等価回路モデル 2 1 のパラメータの推定に、式 (24) で表されるシステムを適用するために、パラメータの各要素と基底ベクトルとを対応づける。ここで、式 (16) の両辺をパラメータ ( ) の要素である  $\theta_j$  で偏微分して、以下の式 (29) が導かれる。

【数 2 8】

$$\begin{aligned} \frac{\partial \hat{y}}{\partial \theta_j}(t) &= \frac{\partial}{\partial \theta_j} \left\{ \frac{N(p, \theta)}{D(p, \theta)} \cdot u(t) \right\} \\ &= \frac{1}{D^2(p, \theta)} \left\{ \frac{\partial N(p, \theta)}{\partial \theta_j} D(p, \theta) - N(p, \theta) \frac{\partial D(p, \theta)}{\partial \theta_j} \right\} \cdot u(t) \\ &= \left\{ \frac{n_j(p)}{D(p, \theta)} - \frac{N(p, \theta)}{D(p, \theta)} \cdot \frac{d_j(p)}{D(p, \theta)} \right\} \cdot u(t) \\ &= \left\{ \frac{n_j(p)}{D(p, \theta)} - \frac{d_j(p)}{D(p, \theta)} \cdot G(p, \theta) \right\} \cdot u(t) \end{aligned} \quad (29)$$

【0086】

さらに、式 (29) と式 (21) とに基づいて、以下の式 (30) が導かれる。

【数 2 9】

$$v_j(t) = -\frac{\partial \hat{y}}{\partial \theta_j}(t) \quad (30)$$

【0087】

式 (30) は、基底ベクトル (V) の要素 ( $V_j$ ) が、出力の推定値 ( $\hat{y}$ ) をパラメータの各要素 ( $\theta_j$ ) で偏微分したものと表されることを示している。式 (30) によって、バッテリー等価回路モデル 2 1 のパラメータと式 (24) で表されるシステムの基底ベクトルとが対応づけられる。式 (30) をパラメータの感度関数ともいう。

【0088】

< パラメータ感度プロット >

式 (30) で示されるパラメータの感度関数から、パラメータの感度が定義される。ラプラス演算子 (s) で表される伝達関数 (G(s)) を用いて、パラメータの各要素 ( $\theta_j$ ) に対応する正規化パラメータ感度 (以下、単に感度又はパラメータ感度ともいう) が式 (31) のように定義される。

【数 3 0】

$$\theta_1 \frac{\partial G(s)}{\partial \theta_1}, \theta_2 \frac{\partial G(s)}{\partial \theta_2}, \dots, \theta_m \frac{\partial G(s)}{\partial \theta_m} \quad (31)$$

【0089】

パラメータが式 (28) に示されるものである場合の正規化パラメータ感度は式 (32) のように表される。

【数 3 1】

$$OCV \frac{\partial G(s)}{\partial OCV}, R_0 \frac{\partial G(s)}{\partial R_0}, R_d \frac{\partial G(s)}{\partial R_d}, C_d \frac{\partial G(s)}{\partial \tau_d}, R_h \frac{\partial G(s)}{\partial R_h}, C_h \frac{\partial G(s)}{\partial C_h} \quad (32)$$

【0090】

正規化パラメータ感度は、周波数特性を有する。図 6 に例示されるように、横軸に周波数を取り、縦軸に正規化パラメータ感度をとったグラフを、パラメータ感度プロットという。

【0091】

10

20

30

40

50

バッテリー等価回路モデル 2 1 のパラメータを推定する場合、パラメータの各要素を同時に推定してもよい。この際、感度が高い要素ほど、精度よく推定されうる。例えば図 6 ( A ) において、 $R_0$  は、広い周波数帯域において高い感度を有している。一方で  $C_h$  は、他の要素と比較して感度が低くなっている。この場合、 $R_0$  は  $C_h$  よりも精度よく推定されうる。

#### 【 0 0 9 2 】

図 6 ( A ) において、 $R_d$  は、表示されている周波数帯域の大部分で感度が低くなっているが、 $R_d$  で示される周波数帯域においては、比較的高い感度を有している。この場合、 $R_d$  は、入出力データのうち  $R_d$  で示される周波数帯域のデータに基づいて、比較的精度よく推定されうる。

10

#### 【 0 0 9 3 】

< 入力信号の使い分け >

以上説明してきたように、連続時間システム同定法を用いて、バッテリー等価回路モデル 2 1 のパラメータを推定できる。パラメータの推定の精度を向上させるためには、正規化パラメータ感度が高い周波数帯域のデータを用いる方がよい。よって、パラメータの各要素を全て同時に推定するのではなく、感度が高いパラメータに限定して推定してもよい。

#### 【 0 0 9 4 】

ここで、バッテリー 4 に入力される電流の振幅が比較的大きい場合と、比較的小さい場合とで、それぞれ異なるパラメータ感度プロットが得られる。図 6 ( A ) には、入力電流の振幅が比較的大きい場合のパラメータ感度プロットが示される。一方で図 6 ( B ) には、入力電流の振幅が比較的小さい場合のパラメータ感度プロットが示される。

20

#### 【 0 0 9 5 】

入力電流の振幅が比較的大きい場合、図 6 ( A ) に示されるように、表示されている周波数の全帯域にわたって、 $R_0$  及び  $R_d$  のパラメータ感度は、比較的高い。よって、 $R_0$  及び  $R_d$  については比較的精度よく推定されうる。 $R_d$  のパラメータ感度は、 $R_d$  で示される周波数帯域において、比較的高くなっている。よって、 $R_d$  については、 $R_d$  で示される周波数帯域のデータに基づいて、比較的精度よく推定されうる。一方で、 $R_h$  及び  $C_h$  のパラメータ感度は、表示されている周波数の全帯域にわたって比較的低い。よって、 $R_h$  及び  $C_h$  については、推定精度を向上させることが難しい。

30

#### 【 0 0 9 6 】

入力電流の振幅が比較的小さい場合、図 6 ( B ) に示されるように、表示されている周波数の帯域の一部において、 $R_h$  及び  $C_h$  のパラメータ感度は、比較的高い。例えば、 $R_h$  のパラメータ感度は、 $R_h$  で示される周波数帯域において、比較的高くなっている。また、 $C_h$  のパラメータ感度は、 $C_h$  で示される周波数帯域において、比較的高くなっている。よって、 $R_h$  及び  $C_h$  については、それぞれ  $R_h$  及び  $C_h$  で示される周波数帯域のデータに基づいて、比較的精度よく推定されうる。一方で、 $R_d$  及び  $R_0$  のパラメータ感度は、表示されている周波数の全帯域にわたって比較的低い。よって、 $R_d$  及び  $R_0$  については、推定精度を向上させることが難しい。 $R_0$  のパラメータ感度は、 $R_0$  で示される周波数帯域において、比較的高くなっている。よって、 $R_0$  については、 $R_0$  で示される周波数帯域のデータに基づいて、比較的精度よく推定されうる。

40

#### 【 0 0 9 7 】

以上のように、入力電流の振幅が比較的大きい場合と比較的小さい場合とで、それぞれ異なるパラメータが比較的精度よく推定されうる ( 図 7 参照 ) 。入力電流の振幅が比較的小さい場合 ( 図 7 の 2 行目 ) 、ヒステリシスパラメータ (  $R_h$  及び  $C_h$  ) の推定精度は比較的高い。一方で、過電圧パラメータ (  $R_d$  及び  $R_0$  ) の推定精度は比較的低い。入力電流の振幅が比較的大きい場合 ( 図 7 の 3 行目 ) 、ヒステリシスパラメータ (  $R_h$  及び  $C_h$  ) の推定精度は比較的低い。一方で、過電圧パラメータ (  $R_d$  及び  $R_0$  ) の推定精度は比較的高い。

#### 【 0 0 9 8 】

[ パラメータ推定方法 ]

50



以上説明してきたように、バッテリー4の内部状態は、連続時間システム同定法を用いて推定されうる。本実施形態に係るパラメータ推定装置1は、パラメータの各要素を同時に推定するのではなく、入力信号に応じた感度が高い要素を選択的に推定する。このようにすることで、パラメータの推定精度を向上させることができる。以下、本実施形態に係るパラメータ推定方法について説明する。

【0099】

<入力電流>

本実施形態において、バッテリー等価回路モデル21は、ヒステリシスモデルを含む。ヒステリシスモデルは、電流の大きさによって可変となる可変抵抗を含む。バッテリー等価回路モデル21に入力される電流の大きさ（絶対値）が一定である場合、式(11)で表されるヒステリシスモデルの抵抗( $R_h$ )は時不変となる。この場合、ヒステリシスモデルは、線形時不変のモデルとして取り扱うことができるものとなる。

10

【0100】

入力される電流は、例えばM系列信号(Maximum Length Sequence)である。M系列信号は、振幅が一定の周期信号であり、且つ、1周期内では擬似的な乱数としての性質を示すものである。M系列信号は、その性質上、広帯域の周波数成分を含む。

【0101】

一般的なM系列信号は、0と1との2値をとるものである。本実施形態において入力されるM系列信号は、絶対値が同一である正の値と負の値との2値をとるものとする。つまりM系列信号が入力される場合、 $R_h$ は時不変となる。

20

【0102】

入力される電流は、M系列信号に限られず、振幅が一定の矩形波の信号であってもよい。入力される電流は、広帯域の周波数成分を含む信号であってもよいし、パラメータの推定に用いられる一部の周波数成分を含む信号であってもよい。

【0103】

<入出力データに基づくパラメータの推定>

パラメータ推定部10は、図8のフローチャートを実行して、1組の入出力データ( $u(t)$ 及び $y(t)$ )に基づく反復計算によってパラメータの推定値を算出する。

【0104】

まず、パラメータ推定部10は、電源装置5を用いて、バッテリー4に対してM系列信号の電流を入力する(ステップS1)。入力される電流は、M系列信号に限られず、他の信号であってもよい。

30

【0105】

続いて、パラメータ推定部10は、電流センサ2から入力電流( $u(t)$ )を取得し、電圧センサ3から端子電圧( $y(t)$ )を取得する(ステップS2)。パラメータ推定部10は、 $u(t)$ 及び $y(t)$ を所定のサンプリング時刻で取得してもよい。本実施形態においては、所定のサンプリング時刻を $t_i$ ( $i=0, 1, \dots, N$ )とする。パラメータ推定部10は、取得した $u(t)$ 及び $y(t)$ のデータを記憶部20に格納してもよい。

40

【0106】

続いて、パラメータ推定部10は、パラメータの推定値の初期値( $\hat{\theta}^0$ )を設定する(ステップS3)。ガウス・ニュートン法は、勾配法の一つであり、初期値の選択によっては局所最適解に陥るおそれもある。よって初期値は、例えばバッテリー4に関する既知の事前情報に基づいて設定される。

【0107】

続いて、パラメータ推定部10は、反復計算の回数のカウンタ( $k$ )を0に設定する(ステップS4)。つまり、ステップS3で設定された初期値( $\hat{\theta}^0$ )は、0回目の推定値である。

【0108】

50

続いて、パラメータ推定部 10 は、k 回目の推定値 ( $\hat{\theta}^k$ ) に基づいて、基底 ( $V_D$ ) と推定誤差信号 ( $e_D$ ) とを設定する (ステップ S 5)。基底及び推定誤差信号は、上述の式 (25)、(26)、(28) 及び (30) に基づいて設定される。

【0109】

続いて、パラメータ推定部 10 は、(k+1) 回目の反復計算 (k=0 の場合、1 回目の反復計算) を行い、パラメータの推定値 ( $\hat{\theta}^{k+1}$ ) を算出する (ステップ S 6)。この算出は、式 (22) ~ (24) に基づいて行われる。パラメータ推定部 10 は、算出した推定値を記憶部 20 に格納してもよい。

【0110】

続いて、パラメータ推定部 10 は、パラメータの推定値が収束したか判定する (ステップ S 7)。収束の判定は、例えば以下の式 (33) を用いて行われる。

【数 3 2】

$$\max_{l=1,2,\dots,m} \left| \frac{\theta_l^{k+1} - \theta_l^k}{\theta_l^k} \right| < \zeta \quad (33)$$

は、収束判定値であり、適宜設定されうる。パラメータ推定部 10 は、式 (33) が満たされる場合に推定値が収束したと判定する。

【0111】

パラメータの推定値が収束していない場合 (ステップ S 7: NO)、パラメータ推定部 10 は、反復計算の回数のカウンタ (k) に 1 を加える (ステップ S 8)。その後、パラメータ推定部 10 は、ステップ S 5 に戻って、パラメータ推定の反復計算を続ける。

【0112】

パラメータの推定値が収束した場合 (ステップ S 7: YES)、パラメータ推定部 10 は、図 8 のフローチャートの処理を終了する。図 8 に示される反復計算による推定結果は、ステップ S 6 で算出された (k+1) 回目の推定値 ( $\hat{\theta}^{k+1}$ ) である。

【0113】

< 入力信号に応じたパラメータの推定 >

図 9 は、入力信号に応じたパラメータに限定して推定するパラメータ推定方法の一例である。パラメータ推定部 10 は、図 9 のフローチャートに沿って、振幅が比較的大きい入力信号と振幅が比較的小さい入力信号とをそれぞれ使い分けて、各入力信号に対応するパラメータを推定する。

【0114】

まず、パラメータ推定部 10 は、電源装置 5 を用いて、振幅が比較的大きい M 系列信号をバッテリー 4 に対して入力する (ステップ S 21)。入力される電流は、M 系列信号に限られず、他の信号であってもよい。ステップ S 21 で入力される振幅が比較的大きい電流のことを、第 1 の電流ともいう。第 1 の電流は、第 1 の振幅を有するものとする。

【0115】

続いて、パラメータ推定部 10 は、電流センサ 2 から入力電流 ( $u_1(t)$ ) を取得し、電圧センサ 3 から端子電圧 ( $y_1(t)$ ) を取得する (ステップ S 22)。パラメータ推定部 10 は、 $u_1(t)$  及び  $y_1(t)$  を所定のサンプリング時刻で取得してもよい。ステップ S 22 では、図 8 のステップ S 2 と同様に、所定のサンプリング時刻を  $t_i$  ( $i = 0, 1, \dots, N$ ) とする。パラメータ推定部 10 は、取得した  $u_1(t)$  及び  $y_1(t)$  のデータを記憶部 20 に格納してもよい。

【0116】

続いて、パラメータ推定部 10 は、ステップ S 22 で取得した  $u_1(t)$  及び  $y_1(t)$  に基づいて、図 8 のステップ S 3 ~ S 8 の処理を実行して、バッテリー等価回路モデル 21 のパラメータを推定する (ステップ S 23)。 $u_1(t)$  及び  $y_1(t)$  は、バッテリー 4 に入力される電流の振幅が比較的大きい場合に対応する入出力データである。この場合、パラメータ感度プロットは、図 6 (A) に例示されるものと同様の傾向を有するものとなる。図 6 (A) によれば、過電圧パラメータ ( $R_0$ 、 $R_d$ 、 $\sigma_d$ ) の感度が比較的高い。

10

20

30

40

50

よって、パラメータの推定精度が高められるように、パラメータ推定部 10 は、図 8 のステップ S 6 で算出するパラメータを過電圧パラメータ ( $R_o$ 、 $R_d$ 、 $\sigma_d$ ) に限定する。一方で、パラメータ推定部 10 は、ヒステリシスパラメータ ( $R_h$ 、 $C_h$ ) を図 8 のステップ S 3 で設定された初期値のまま固定する。

【0117】

続いて、パラメータ推定部 10 は、電源装置 5 を用いて、振幅が比較的小さい M 系列信号をバッテリー 4 に対して入力する (ステップ S 2 4)。入力される電流は、ステップ S 2 1 と同様に M 系列信号に限られず、他の信号であってもよい。ステップ S 2 4 で入力される振幅が比較的小さい電流のことを、第 2 の電流ともいう。第 2 の電流は、第 2 の振幅を有するものとする。第 2 の振幅は、上述の第 1 の振幅よりも小さい。

10

【0118】

続いて、パラメータ推定部 10 は、電流センサ 2 から入力電流 ( $u_2(t)$ ) を取得し、電圧センサ 3 から端子電圧 ( $y_2(t)$ ) を取得する (ステップ S 2 5)。パラメータ推定部 10 は、 $u_2(t)$  及び  $y_2(t)$  を所定のサンプリング時刻で取得してもよい。ステップ S 2 5 では、ステップ S 2 2 と同様に、所定のサンプリング時刻を  $t_i$  ( $i = 0, 1, \dots, N$ ) とする。パラメータ推定部 10 は、取得した  $u_2(t)$  及び  $y_2(t)$  のデータを記憶部 20 に格納してもよい。

【0119】

続いて、パラメータ推定部 10 は、ステップ S 2 5 で取得した  $u_2(t)$  及び  $y_2(t)$  に基づいて、図 8 のステップ S 3 ~ S 8 の処理を実行して、バッテリー等価回路モデル 21 のパラメータを推定する (ステップ S 2 6)。 $u_2(t)$  及び  $y_2(t)$  は、バッテリー 4 に入力される電流の振幅が比較的小さい場合に対応する入出力データである。この場合、パラメータ感度プロットは、図 6 (B) に例示されるものと同様の傾向を有するものとなる。図 6 (B) によれば、ヒステリシスパラメータ ( $R_h$ 、 $C_h$ ) の感度が比較的高い。よって、パラメータの推定精度が高められるように、パラメータ推定部 10 は、図 8 のステップ S 6 で算出するパラメータをヒステリシスパラメータ ( $R_h$ 、 $C_h$ ) に限定する。一方で、パラメータ推定部 10 は、過電圧パラメータ ( $R_o$ 、 $R_d$ 、 $\sigma_d$ ) をステップ S 2 3 で算出された推定値のまま固定する。

20

【0120】

続いて、パラメータ推定部 10 は、ステップ S 2 2 で取得した  $u_1(t)$  及び  $y_1(t)$  に基づいて、図 8 のステップ S 3 ~ S 8 の処理を実行して、バッテリー等価回路モデル 21 の過電圧パラメータを推定する (ステップ S 2 7)。この際、図 8 のステップ S 3 で設定される初期値として、ステップ S 2 3 で算出された過電圧パラメータの推定値が用いられる。ヒステリシスパラメータ ( $R_h$ 、 $C_h$ ) は、ステップ S 2 6 で算出された推定値のまま固定される。

30

【0121】

続いて、パラメータ推定部 10 は、ステップ S 2 6 及び S 2 7 においてそれぞれ算出された過電圧パラメータ及びヒステリシスパラメータの推定値が収束したか判定する (ステップ S 2 8)。パラメータ推定部 10 は、例えば、ステップ S 2 6 及び S 2 7 の処理の前後の推定値の差が、所定の値未満となった場合に、推定値が収束したと判定する。収束判定の方法は、これに限られない。例えば、推定値の変化から、最終的な収束値を予測して、収束したものとみなしてもよい。

40

【0122】

パラメータの推定値が収束していない場合 (ステップ S 2 8 : NO)、パラメータ推定部 10 は、ステップ S 2 6 に戻って、パラメータ推定を続ける。この場合、過電圧パラメータの推定とヒステリシスパラメータの推定とが交互に行われることとなる。パラメータの一部が収束した場合、収束したパラメータを除いて推定を続けてもよいし、収束したパラメータも含めて推定を続けてもよい。

【0123】

パラメータの推定値が収束した場合 (ステップ S 2 8 : YES)、パラメータ推定部 1

50

0 は、図 9 のフローチャートの処理を終了する。図 9 に示される処理によるパラメータの推定結果は、ステップ S 2 6 及び S 2 7 で算出された推定値である。

【 0 1 2 4 】

図 9 のフローチャートの処理において、パラメータ推定部 1 0 は、ステップ S 2 6 における過電圧パラメータの推定を繰り返す際に、既を取得した入出力データ ( $u_1(t)$  及び  $y_1(t)$ ) を再取得せずにそのまま利用している。パラメータ推定部 1 0 は、再度バッテリー 4 に電流信号を入力して、入出力データ ( $u_1(t)$  及び  $y_1(t)$ ) を再取得してもよい。

【 0 1 2 5 】

図 9 のフローチャートの処理において、パラメータ推定部 1 0 は、過電圧パラメータとヒステリシスパラメータとを交互に推定する。パラメータ推定部 1 0 は、過電圧パラメータとヒステリシスパラメータとのいずれか一方を連続して推定してもよい。

10

【 0 1 2 6 】

図 9 のフローチャートの処理において、パラメータ推定部 1 0 は、ステップ S 2 7 におけるヒステリシスパラメータの推定を繰り返す際に、既を取得した入出力データ ( $u_2(t)$  及び  $y_2(t)$ ) を再取得せずにそのまま利用している。パラメータ推定部 1 0 は、再度バッテリー 4 に電流信号を入力して、入出力データ ( $u_2(t)$  及び  $y_2(t)$ ) を再度取得してもよい。パラメータ推定部 1 0 は、振幅が比較的大きい電流信号と振幅が比較的小さい電流信号とを交互にバッテリー 4 に入力してもよい。パラメータ推定部 1 0 は、振幅が比較的大きい電流信号と振幅が比較的小さい電流信号とのいずれか一方を連続してバ

20

【 0 1 2 7 】

図 9 のフローチャートの処理において、パラメータ推定部 1 0 は、第 2 の電流よりも先に第 1 の電流をバッテリー 4 に入力している。パラメータ推定部 1 0 は、第 1 の電流よりも先に第 2 の電流をバッテリー 4 に入力してもよい。

【 0 1 2 8 】

図 9 のフローチャートの処理において、パラメータ推定部 1 0 は、ヒステリシスパラメータよりも先に過電圧パラメータを推定している。パラメータ推定部 1 0 は、過電圧パラメータよりも先にヒステリシスパラメータを推定してもよい。

【 0 1 2 9 】

図 9 のフローチャートの処理において、OCV の推定は、ステップ S 2 6 で行われてもよいし、ステップ S 2 7 で行われてもよいし、両方のステップでそれぞれ行われてもよい。  $R_0$  の推定についても、ステップ S 2 6 で行われてもよいし、ステップ S 2 7 で行われてもよいし、両方のステップでそれぞれ行われてもよい。

30

【 0 1 3 0 】

< 推定精度及び収束の速さ >

本実施形態に係るパラメータ推定装置 1 は、図 8 及び図 9 に示されるフローチャートの処理を実行して、バッテリー等価回路モデル 2 1 のパラメータを推定できる。本実施形態に係るパラメータ推定方法によれば、パラメータの推定精度を高くでき、且つ、推定値の収束を速くすることができる。

40

【 0 1 3 1 】

図 1 0 は、図 8 のパラメータ推定方法を繰り返したときの推定値の変動の一例である。図 1 0 ( A ) は、ヒステリシスパラメータの一つである  $C_h$  の推定値の変動を示す。図 1 0 ( B ) は、過電圧パラメータの一つである  $R_0$  の推定値の変動を示す。図 1 0 において、パラメータの真値は、一点鎖線で示される。本実施形態に係るパラメータ推定方法による推定値の変動は、実線で示される。比較例に係る推定値の変動は、破線で示される。

【 0 1 3 2 】

<< ヒステリシスパラメータの推定値 >>

図 1 0 ( A ) を参照して、  $C_h$  の推定値の変動について説明する。比較例の一つは、振幅が比較的小さい電流信号を入力した場合に取得される入出力データのみに基づいて  $C_h$

50

を推定する場合である。この場合、図10(A)によれば、 $C_h$ の推定値(破線で示される)は、パラメータ推定を繰り返すことで真値に徐々に近づく。

【0133】

他の比較例は、振幅が比較的大きい電流信号を入力した場合に取得される入出力データのみに基づいてパラメータを推定する場合である。この場合も、図10(A)によれば、 $C_h$ の推定値(破線で示される)は、パラメータ推定を繰り返すことで真値に徐々に近づく。

【0134】

一方で、本実施形態に係るパラメータ推定方法により算出された $C_h$ の推定値(実線で示される)は、図10(A)によれば、比較例に係る $C_h$ の推定値(破線で示される)よりも真値に近く、比較例よりも真値に速く近づく。

10

【0135】

<<過電圧パラメータの推定値>>

図10(B)を参照して、 $R_d$ の推定値の変動について説明する。比較例の一つは、振幅が比較的小さい電流信号を入力した場合に取得される入出力データのみに基づいてパラメータを推定する場合である。この場合、図10(B)によれば、 $R_d$ の推定値(破線で示される)は、パラメータ推定を繰り返すことで真値に徐々に近づくが、真値から大きく異なる値に収束する。

【0136】

他の比較例は、振幅が比較的大きい電流信号を入力した場合に取得される入出力データのみに基づいてパラメータを推定する場合である。この場合、図10(B)によれば、 $R_d$ の推定値(破線で示される)は、パラメータ推定を繰り返すことで真値に徐々に近づく。

20

【0137】

一方で、本実施形態に係るパラメータ推定方法により算出された $R_d$ の推定値(実線で示される)は、図10(B)によれば、比較例に係る $R_d$ の推定値よりも真値に速く近づく。

【0138】

以上説明してきたように、本実施形態に係るパラメータ推定装置1によれば、推定しようとするパラメータに応じて入力電流を選択して、パラメータの推定精度を向上させることができる。また、本実施形態に係るパラメータ推定装置1によれば、パラメータの推定値を効率よく真値に近づけることができる。また、本実施形態に係るパラメータ推定装置1によれば、パラメータの推定値をより速く真値に近づけることができる。

30

【0139】

(実施形態2)

実施形態1では、ヒステリシスモデルのパラメータの一つである $R_h$ を式(11)の形式で表した。実施形態2では、 $R_h$ を表す形式として式(11)以外の形式を用いる場合について説明する。実施形態1と重複する説明については省略する。

【0140】

式(11)ではヒステリシスモデルの可変抵抗( $R_h$ )が入力電流( $u(t)$ )の絶対値 $|u(t)|$ を分母とする関数で表される。一方、ヒステリシス現象をさらに正確に取り扱うために、可変抵抗( $R_h$ )を表す式の分母を入力電流( $u(t)$ )の関数として拡張して表すことが考えられる。ここで、入力電流( $u(t)$ )の関数として、 $f(|u(t)|)$ を定義する。関数 $f(x)$ は入力 $x$ に対する出力を表し、入力 $x$ と出力 $f(x)$ の関係は任意に定められる。関数 $f(|u(t)|)$ を用いて可変抵抗( $R_h$ )を表すと、以下の式(34)のようになる。

40

【数33】

$$R_h(t) = \frac{M(t)}{f(|u(t)|)} \quad (34)$$

式(34)においても、モデルの抵抗は電流の大きさによって可変となる可変抵抗である

50

ことが特徴である。

【0141】

関数  $f(x)$  の形式の一つに一次関数がある。これは、 $f(x) = x +$  と表す形式であり、 $\alpha$  及び  $\beta$  は定数である。この形式で可変抵抗 ( $R_h$ ) を表すと、式 (35) のようになる。

【数34】

$$R_h(t) = \frac{M(t)}{\alpha|u(t)| + \beta} \quad (35)$$

式 (35) において  $\alpha > 0$  であれば、 $u(t) = 0$  の場合に可変抵抗 ( $R_h$ ) は有限の値をとる。すなわち可変抵抗 ( $R_h$ ) を推定するときに無限大に発散することがなくモデルが安定し、実際のモデルに近づく。また式 (35) において  $\alpha = 1$  であれば、 $u(t) = 0$  の場合に  $R_h(t) = M(t)$  となるため、モデルのパラメータの理解が容易になる。このように本実施形態に係るパラメータ推定装置 1 によれば、ヒステリシスを正確に扱えるため、より早く正確な推定値を得ることができる。特に、 $f(|u(t)|) = |u(t)| +$  と表す形式とした式 (35) のモデルによれば、より早く正確な推定値を得ることができる。

10

【0142】

さらに式 (35) において  $\alpha = 1$ 、 $\beta = 0$  とすれば、 $f(|u(t)|) = |u(t)|$  であり、式 (11) の形式でモデルを表すこととなる。これによりモデル構成がより簡易にできるため、より容易にヒステリシス現象を取り扱うことができる。

20

【0143】

以上、関数  $f(x)$  の形式として一次関数について説明したが、これに限られない。二次関数などの多項式であってもよいし、有理関数、無理関数、対数関数や指数関数などであってもよい。いずれの形式であっても、バッテリー 4 の等価回路にヒステリシス素子を増やすことなくヒステリシスを扱うことができ、ヒステリシス特性に則したモデルとして係数を選ぶことにより正確な推定値を得ることができる。

【0144】

本発明を諸図面および実施例に基づき説明してきたが、当業者であれば本開示に基づき種々の変形または修正をおこなうことが容易であることに注意されたい。従って、これらの変形または修正は本発明の範囲に含まれることに留意されたい。例えば、各構成部、各ステップなどに含まれる機能などは論理的に矛盾しないように再配置可能であり、複数の構成部およびステップなどを 1 つに組み合わせたり、或いは分割したりすることが可能である。

30

【0145】

例えば、上述の実施形態において、ワールブルグインピーダンス ( $Z_w$ ) を無限級数展開又は連分数展開により近似したが、任意の方法で近似してもよい。例えば、無限乗積展開を用いて近似することが考えられる。

【符号の説明】

【0146】

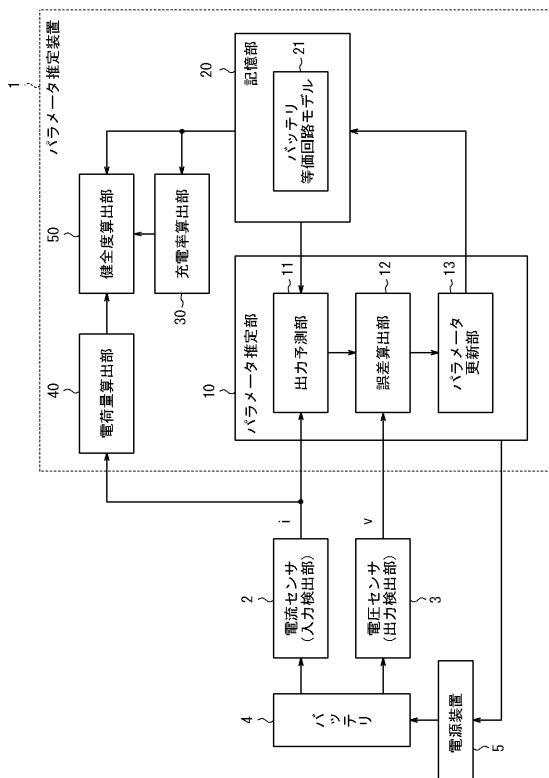
- 1 パラメータ推定装置
- 2 電流センサ (入力検出部)
- 3 電圧センサ (出力検出部)
- 4 バッテリ
- 5 電源装置
- 10 パラメータ推定部
- 11 出力予測部
- 12 誤差算出部
- 13 パラメータ更新部
- 20 記憶部
- 21 バッテリ等価回路モデル

40

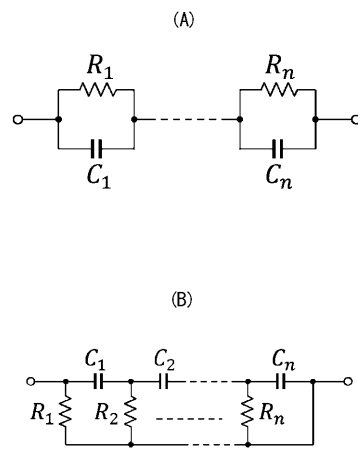
50

- 30 充電率算出部
- 40 電荷量算出部
- 50 健全度算出部

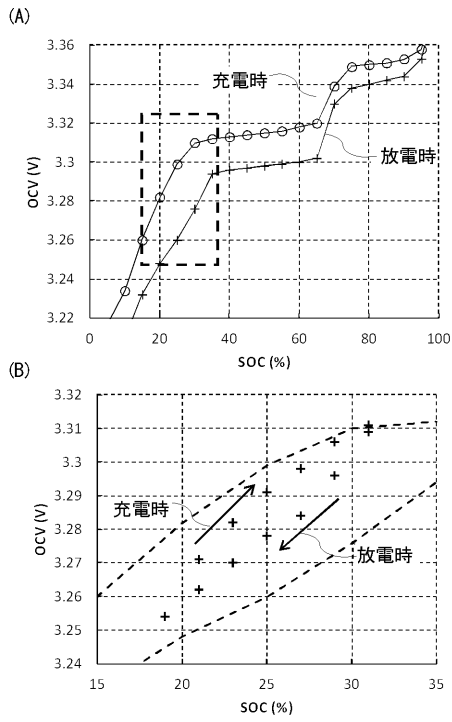
【図1】



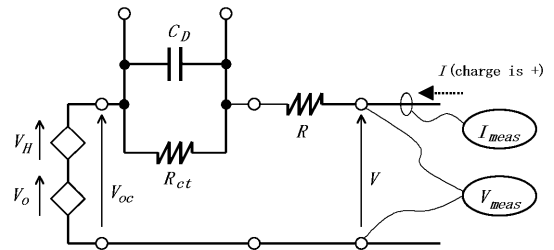
【図2】



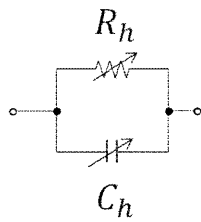
【 図 3 】



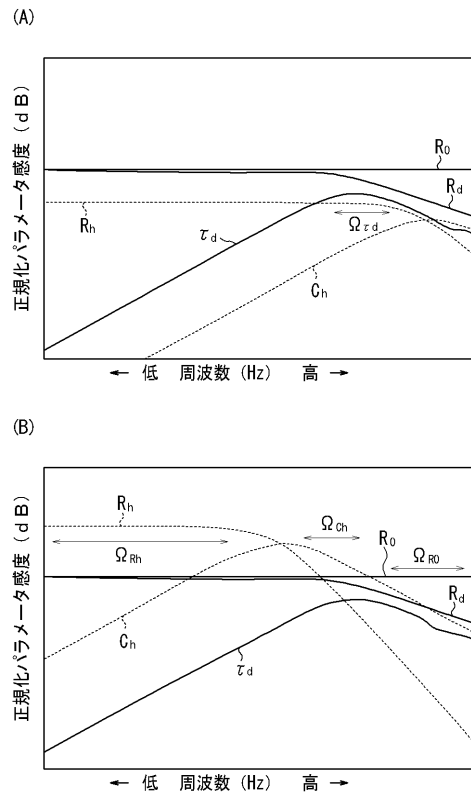
【 図 4 】



【 図 5 】



【 図 6 】

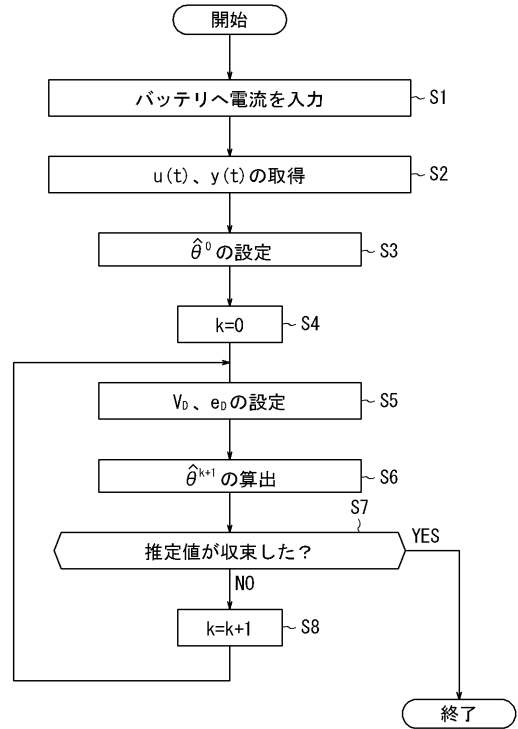




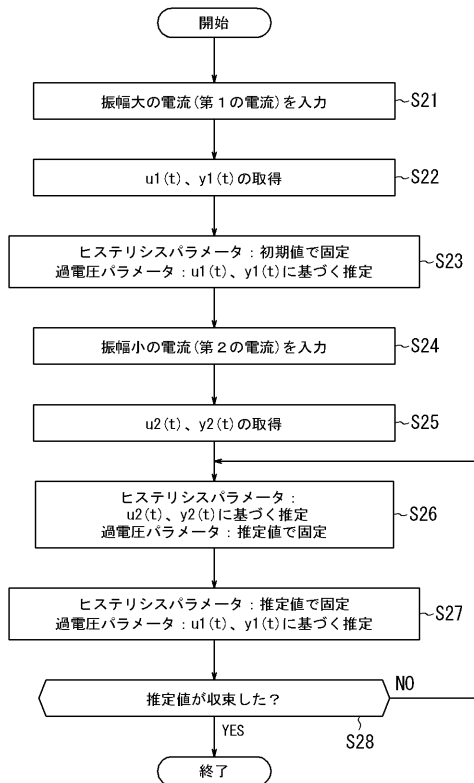
【 図 7 】

過電圧 パラメータ	推定精度低い	推定精度高い
ヒステリシス パラメータ	推定精度高い	推定精度低い
入力電流の振幅	小	大

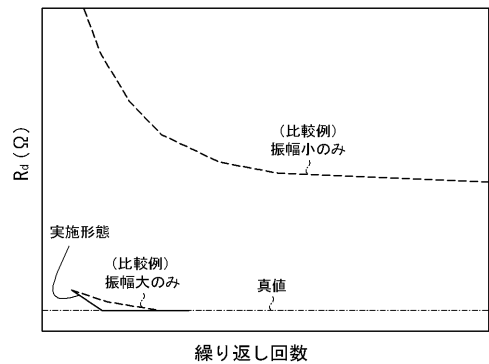
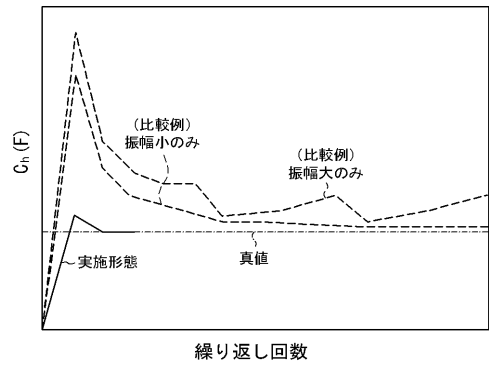
【 図 8 】



【 図 9 】



【 図 10 】



---

フロントページの続き

(74)代理人 100195534

弁理士 内海 一成

(72)発明者 馬場 厚志

埼玉県さいたま市北区日進町2丁目1917番地 カルソニックカンセイ株式会社内

(72)発明者 足立 修一

神奈川県横浜市港北区日吉三丁目14番1号 慶應義塾大学工学部内

(72)発明者 丸田 一郎

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

Fターム(参考) 2G216 AB01 BA03 BA22 BA44 BA54 CB13 CB51

5G503 AA01 BA01 BB01 EA09

5H030 AA03 AA09 AS06 AS08 FF42 FF43 FF44