

(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2005-189028

(P2005-189028A)

(43) 公開日 平成17年7月14日(2005.7.14)

(51) Int.Cl.⁷

G01R 31/36

F I

G01R 31/36

A

テーマコード (参考)

2 G 0 1 6

審査請求 未請求 請求項の数 11 O L (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2003-428945 (P2003-428945)
(22) 出願日 平成15年12月25日 (2003.12.25)

(71) 出願人 000003997
日産自動車株式会社
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
(74) 代理人 100075753
弁理士 和泉 良彦
(74) 代理人 100081341
弁理士 小林 茂
(72) 発明者 湯本 大次郎
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
日産自動車株式会社
内
(72) 発明者 中村 英夫
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
日産自動車株式会社
内
最終頁に続く

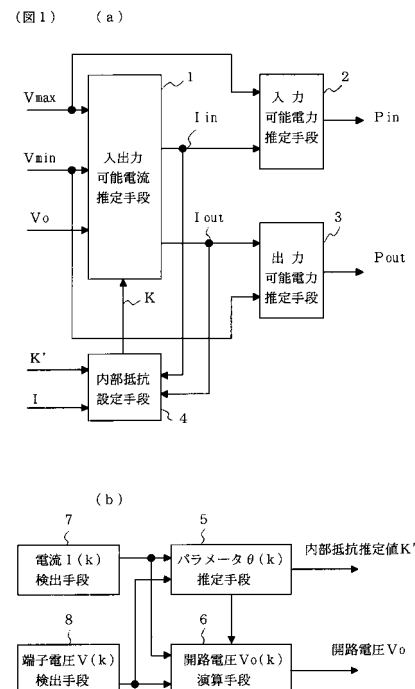
(54) 【発明の名称】 二次電池の入出力可能電力推定装置

(57) 【要約】

【課題】 二次電池の入出力可能電力推定装置において、大電流域での内部抵抗値と充放電している電流域で推定した内部抵抗値との差異により入出力可能電流の推定値に誤差が生じる問題を解決する。

【解決手段】 請求項1の(数1)式に基づき二次電池の最大可能電圧または最小可能電圧と開路電圧と内部抵抗から入力可能電流または出力可能電流を推定する入出力可能電流推定手段1を備え、最大可能電圧と入力可能電流から入力可能電力を推定し、最小可能電圧と出力可能電流から出力可能電力を推定する装置であって、請求項1の(数2)式に基づき電流を変数とする関数で内部抵抗を設定する内部抵抗設定手段4を備え、入出力可能電流推定手段1は(数2)式を(数1)式に代入して得られる請求項1の(数3)式に基づき、最大可能電圧または最小可能電圧と開路電圧から入力可能電流または出力可能電流を推定するように構成した。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

下記（数 1）式に基づき、二次電池の最大可能電圧または最小可能電圧と開路電圧と内部抵抗とから入力可能電流または出力可能電流を推定する入出力可能電流推定手段と、

前記最大可能電圧と前記入力可能電流とから入力可能電力を推定し、前記最小可能電圧と前記出力可能電流とから出力可能電力を推定する入出力可能電力推定手段と、を備えた二次電池の入出力可能電力推定装置であって、

下記（数 2）式に基づき、電流を変数とする関数で前記内部抵抗を設定する内部抵抗設定手段を備え、

前記入出力可能電流推定手段は、前記（数 2）式を前記（数 1）式に代入して得られる
 下記（数 3）式に基づき、前記最大可能電圧または前記最小可能電圧と前記開路電圧とから前記入力可能電流または前記出力可能電流を推定することを特徴とする二次電池の入出力可能電力推定装置。 10

$$V = K \times I + V_0 \quad \cdots (\text{数 } 1)$$

$$K = F(I) \quad \cdots (\text{数 } 2)$$

$$V = F(I) \times I + V_0 \quad \cdots (\text{数 } 3)$$

ただし、 I ：電流、 V ：端子電圧、 K ：内部抵抗、 $F(I)$ ：電流に対する内部抵抗の関係式（放電側と充電側とで任意）

【請求項 2】

前記内部抵抗設定手段は、前記（数 2）式を下記（数 4）式に示すように、充電側と放電側とで同一とすることを特徴とする請求項 1 に記載の二次電池の入出力可能電力推定装置。 20

$$K = G(|I|) \quad \cdots (\text{数 } 4)$$

ただし、 $|I|$ ：電流の絶対値、 $G(|I|)$ ：電流の絶対値に対する内部抵抗の関係式（充電側と放電側とで同一）

【請求項 3】

前記内部抵抗設定手段は、電流の絶対値と内部抵抗との特性変化に基づいて、前記の電流を変数とする関数を補正することを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載の二次電池の入出力可能電力推定装置。

【請求項 4】

二次電池の動作状態に基づいて前記内部抵抗推定値を予め推定する内部抵抗推定手段を備え、 30

前記内部抵抗設定手段は、前記（数 2）式を下記（数 5）式に示すように、電流の絶対値が所定値以下のときは前記内部抵抗推定値を前記内部抵抗とし、電流の絶対値が所定値より大きいときは電流を変数とする関数として電流の絶対値が大きくなるほど前記内部抵抗推定値より小さくなる値を前記内部抵抗とする、ことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 3 の何れかに記載の二次電池の入出力可能電力推定装置。

$$K = \text{内部抵抗推定値} \quad (\text{電流の絶対値} \leq \text{所定値}) \quad \cdots (\text{数 } 5)$$

$$K = F(I) \quad (\text{電流の絶対値} > \text{所定値}) \quad 40$$

【請求項 5】

前記内部抵抗設定手段は、電流の絶対値が所定値より大きいときの前記（数 5）式を下記（数 6）式として、電流の絶対値が大きくなるほど前記内部抵抗推定値より小さくなる値を前記内部抵抗とすることを特徴とする請求項 4 に記載の二次電池の入出力可能電力推定装置。

$$K = a \times I + b \quad \cdots (\text{数 } 6)$$

ただし、 I ：電流、 a ：電流を変数とする関数の傾き
 b ：電流を変数とする関数の切片

【請求項 6】

前記内部抵抗設定手段は、電流の絶対値を横軸、内部抵抗を縦軸としたグラフにおいて 50

、一定の内部抵抗と内部抵抗推定値との差だけ前記（数 6）式の関係縦軸方向に平行移動させるように b の値を変更する補正を行うことを特徴とする請求項 5 に記載の二次電池の入出力可能電力推定装置。

【請求項 7】

前記内部抵抗設定手段は、電流の絶対値を横軸、内部抵抗を縦軸としたグラフにおいて、電流の絶対値と内部抵抗の関係が一定範囲の境界点を算出し、初期値と算出した境界点との差に応じて前記（数 6）式の関係縦軸方向に平行移動させる補正を行うことを特徴とする請求項 5 に記載の二次電池の入出力可能電力推定装置。

【請求項 8】

前記内部抵抗設定手段は、電流の絶対値と内部抵抗推定値との特性の変化に基づいて、前記（数 6）式の傾きを表す a の値を補正することを特徴とする請求項 5 に記載の二次電池の入出力可能電力推定装置。 10

【請求項 9】

前記内部抵抗設定手段は、電流の絶対値と内部抵抗との関係が一定部分と非一定部分から成る場合に、電流の絶対値と内部抵抗との関係が前記非一定部分の範囲内に所定時間以上継続して存在する場合に、前記の補正を行うことを特徴とする請求項 7 または請求項 8 に記載の二次電池の入出力可能電力推定装置。

【請求項 10】

前記入出力可能電流推定手段は、前記（数 1）式に基づき、前記最大可能電圧または前記最小可能電圧と前記開路電圧と前記内部抵抗とから第 1 入力可能電流または第 1 出力可能電流を推定し、 20

前記第 1 入力可能電流推定値の絶対値が所定値以下のとき、

前記入出力可能電力推定手段は、前記第 1 入力可能電流推定値を前記入力可能電流として、前記第 1 入力可能電流推定値と前記最大可能電圧とから入力可能電力を推定し、

前記第 1 入力可能電流推定値の絶対値が所定値より大きいとき、

前記内部抵抗設定手段は、前記（数 5）式に基づいて内部抵抗を設定し、

前記入出力可能電流推定手段は、前記（数 5）式に基づく内部抵抗と、前記最大可能電圧と前記開路電圧とから第 2 入力可能電流を推定し、

前記入出力可能電力推定手段は、前記第 2 入力可能電流推定値を前記入力可能電流として、前記第 2 入力可能電流推定値と前記最大可能電圧とから入力可能電力を推定し、 30

前記第 1 出力可能電流推定値の絶対値が所定値以下のとき、

前記入出力可能電力推定手段は、前記第 1 出力可能電流推定値を前記出力可能電流として、前記第 1 出力可能電流推定値と前記最小可能電圧とから出力可能電力を推定し、

前記第 1 出力可能電流推定値の絶対値が所定値より大きいとき、

前記内部抵抗設定手段は、前記（数 5）式に基づいて内部抵抗を設定し、

前記入出力可能電流推定手段は、前記（数 5）式に基づく内部抵抗と、前記最小可能電圧と前記開路電圧とから第 2 出力可能電流を推定し、

前記入出力可能電力推定手段は、前記第 2 出力可能電流推定値を前記出力可能電流として、前記第 2 出力可能電流推定値と前記最小可能電圧とから出力可能電力を推定する、ことを特徴とする請求項 4 乃至請求項 9 の何れかに記載の二次電池の入出力可能電力推定装置。 40

【請求項 11】

前記内部抵抗設定手段は、下記（数 7）式に示す電池モデルを用いた適応デジタルフィルタに、二次電池の電流 I および端子電圧 V の計測値を入力して、前記（数 7）式中の各パラメータ（多項式 $A(s)$ 、 $B(s)$ 、 $C(s)$ の係数）を一括推定することで、内部抵抗を推定し、前記電流および端子電圧の計測値と前記パラメータ推定値を前記（数 7）式に代入して、開路電圧 V_0 を算出する演算手段を備え、前記の推定した内部抵抗と開路電圧を前記各演算における内部抵抗および開路電圧の推定値として用いることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 10 の何れかに記載の二次電池の入出力可能電力推定装置。

【数 7】

$$V = \frac{B(s)}{A(s)} \cdot I + \frac{1}{C(s)} \cdot V_0 \quad \dots (\text{数 } 7)$$

但し

$$A(s) = \sum_{k=0}^n a_k \cdot s^k \quad B(s) = \sum_{k=0}^n b_k \cdot s^k \quad C(s) = \sum_{k=0}^n c_k \cdot s^k$$

10

ただし、 s はラプラス演算子、 $A(s)$ 、 $B(s)$ 、 $C(s)$ は s の多項式 (n は次数) であり、 $a_0 \neq 0$ 、 $b_0 \neq 0$ 、 $c_0 \neq 0$

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、二次電池に入出力可能な電力を推定する技術に関する。

【背景技術】

【0002】

下記特許文献 1 に記載のバッテリーパワー演算装置においては、電池から供給される電流 I および端子電圧 V に基づいて、電池の放電特性を表す $I-V$ 直線の式 ($V = R \times I + V_0$) を演算し、その傾きから電池の内部抵抗 R を算出し、切片から電池の開路電圧 (電流遮断時の端子電圧であり、開放電圧や起電力とも言う) V_0 を算出する。そして電流 I および電池温度 T に基づいて電池寿命を保証するための最小可能電圧値 V_{min} を演算し、上記 $I-V$ 直線の式に V_{min} を代入して最大電流値 I_{max} を求め、出力可能電力 P を、 $P = V_{min} \times I_{max}$ から算出するものである。

20

【0003】

【特許文献 1】特開平 9-171063 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

30

【0004】

二次電池の内部抵抗 R や開路電圧 V_0 は、電流 I に応じて充放電している最中に時々刻々と変化する特徴がある。上記特許文献 1 においては、放電中の 2 点間で電流 I および端子電圧 V を計測して、 $I-V$ 直線を算出するという構成になっており、 $I-V$ 直線から求める内部抵抗 R や開路電圧 V_0 は 2 点間で変化しないことを前提にしている。しかし、実際には上記のように内部抵抗 R や開路電圧 V_0 は時々刻々と変化するもので、特許文献 1 の方法では出力可能電力の推定精度が低くなる、という問題があった。

特に、出力可能電力を放電する最大電流値のように、電流 (正: 充電、負: 放電の両方を含む) が非常に大きい領域では、通常時に充放電している電流域での内部抵抗値とは大きく異なる場合がある。しかしながら、特許文献 1 では、内部抵抗は電流に依存せず一定として、充放電している電流域で推定した内部抵抗値を用いて最大電流値を算出するという構成になっているため、電流が大きい電流域での内部抵抗値と、充放電している電流域で推定した内部抵抗値の差異により、算出した最大電流値と実際値には誤差が生じるといった問題点があった。なお、放電電流と充電電流とは符号が逆になるので、充電と放電の両方について電流の大きさ、つまり電流の絶対値を以下、電流振幅と表現する。

40

本発明は、上記のごとき問題を解決するためになされたものであり、実際の二次電池の特性に良く対応して、二次電池に入出力可能な電力を精度良く推定することのできる二次電池の入出力可能電力推定装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0005】

50

上記の目的を達成するため、本発明においては、請求項 1 記載の（数 1）式に基づき、二次電池の最大可能電圧 V_{max} または最小可能電圧 V_{min} と開路電圧 V_0 と内部抵抗 K とから入力可能電流 I_{in} または出力可能電流 I_{out} を推定する入出力可能電流推定手段を備え、前記最大可能電圧と前記入力可能電流とから入力可能電力 P_{in} を推定し、前記最小可能電圧と前記出力可能電流とから出力可能電力 P_{out} を推定する二次電池の入出力可能電力推定装置であって、請求項 1 記載の（数 2）式に基づき、電流を変数とする関数で前記内部抵抗を設定する内部抵抗設定手段を備え、前記入出力可能電流推定手段は、前記（数 2）式を前記（数 1）式に代入して得られる下記（数 8）式（＝請求項 1 の数 3 式）に基づき、前記最大可能電圧または前記最小可能電圧と前記開路電圧とから前記入出力可能電流または前記出力可能電流を推定するように構成している。

10

【0006】

$$V = F(I) \times I + V_0 \quad \cdots \text{（数 8）}$$

【発明の効果】

【0007】

本発明においては、電流を変数とする関数で内部抵抗を設定する内部抵抗設定手段を備え、上記（数 8）式を用いて入力可能電流または前記出力可能電流を推定するように構成しているので、内部抵抗特性が電流振幅に依存する電池であっても、電流振幅が大きい電流領域での実際の内部抵抗値と、充放電中の内部抵抗推定値との差異によって入出力可能電力推定値と実際値に誤差が生じるという問題を解決し、二次電池に入出力可能な電力を精度良く推定することが出来るという効果がある。

20

また、電流振幅と内部抵抗の関係が、入力側（充電時）と出力側（放電時）とで異なる場合でも、入力側関係を用いて入力可能電力を推定し、出力側関係を用いて出力可能電力を推定する構成であるため、正確に入出力可能電力を推定できるという効果がある。

【発明を実施するための最良の形態】

【0008】

図 1 は、本発明の実施例を機能ブロックで表した図であり、（a）は全体のブロック図、（b）は開路電圧と内部抵抗を推定するパラメータ演算部のブロック図である。

まず、図 1（a）において、入出力可能電流推定手段 1 は、最大可能電圧 V_{max} 、最小可能電圧 V_{min} 、開路電圧 V_0 および内部抵抗 K を入力し、入力可能電流値 I_{in} と出力可能電流値 I_{out} を算出する。

30

上記の最大可能電圧 V_{max} と最小可能電圧 V_{min} は、電池保護のための使用範囲の限界値であり、予め定めた固定値である。また、開路電圧 V_0 は後述する図 1（b）で推定した値を用いる。また、内部抵抗 K は、上記と同様に図 1（b）で推定した内部抵抗推定値 K' と、電流 I の関数として算出した値とを動作状態に応じて切り替えて用いる。なお、劣化度合や温度に応じて与えられる値を用いてもよい。

【0009】

入力可能電力推定手段 2 は、最大可能電圧 V_{max} と入力可能電流値 I_{in} から入力可能電力値 P_{in} を推定する。また、出力可能電力推定手段 3 は、最小可能電圧 V_{min} と出力可能電流値 I_{out} から出力可能電力値 P_{out} を推定する。

【0010】

40

内部抵抗設定手段 4 は、入力可能電流 I_{in} または出力可能電流 I_{out} の絶対値が所定値（例えば図 4 の c_1 、 c_2 、 c_3 など）以下の場合には、上記の内部抵抗推定値 K' に基づいて設定した内部抵抗 K を出力し、入力可能電流 I_{in} または出力可能電流 I_{out} の絶対値が所定値より大きい場合には、電流 I の絶対値に基づいて設定した内部抵抗 K を出力する。つまり電流振幅と内部抵抗の関係式を用いて内部抵抗の値を補正する。そして入出力可能電流推定手段 1 は、最大可能電圧 V_{max} または最小可能電圧 V_{min} と開路電圧 V_0 と上記の補正した後の内部抵抗とに基づいて入力可能電流 I_{in} または出力可能電流 I_{out} を再度推定する。

【0011】

そして入力可能電力推定手段 2 は、最大可能電圧 V_{max} と再度推定された入力可能電

50

流値 I_{in} から入力可能電力値 P_{in} を推定する。また、出力可能電力推定手段 3 は、最小可能電圧 V_{min} と再度推定された出力可能電流値 I_{out} から出力可能電力値 P_{out} を推定する。なお、上記の各演算内容は詳細を後述する。

【0012】

次に、図 1 (b) は、上記の演算に用いる開路電圧 V_0 と内部抵抗推定値 K' を推定するパラメータ演算部を示す。5 はパラメータ $\theta(k)$ 推定手段であり、電流 $I(k)$ 検出手段 7 と端子電圧 $V(k)$ 検出手段 8 で検出した電流、電圧を用いて、開路電圧 $V_0(k)$ をオフセット項とする電池モデルにおける各パラメータ（内部抵抗を含む：詳細後述）を一括推定する。また、6 は開路電圧 $V_0(k)$ 演算手段であり、上記電流、電圧および各パラメータに基づいて開路電圧 $V_0(k)$ を演算する。なお、7 は電池から充放電される電流を検出する電流 $I(k)$ 検出手段、8 は電池の端子電圧を検出する端子電圧 $V(k)$ 検出手段である。この図 1 (b) で求めた開路電圧 V_0 と内部抵抗推定値 K' を図 1 (a) の演算に用いる。なお、上記の各演算内容は詳細を後述する。

10

【0013】

図 2 は、実施例の具体的な構成を示すブロック図である。この実施例は、二次電池でモータ等の負荷を駆動したり、モータの回生電力で二次電池を充電するシステムに、入出力可能電力推定装置を設けた例を示す。

図 2 において、10 は二次電池（単に電池とも言う）、20 はモータ等の負荷、30 は電池の入出力可能電力を推定するバッテリーコントローラ（電子制御ユニット）で、プログラムを演算する CPU やプログラムを記憶した ROM や演算結果を記憶する RAM から成るマイクロコンピュータと電子回路等で構成される。40 は電池から充放電される電流を検出する電流計、50 は電池の端子電圧を検出する電圧計、60 は電池の温度を検出する温度計であり、それぞれバッテリーコントローラ 30 に接続される。上記のバッテリーコントローラ 30 は、前記図 1 の入出力可能電流推定手段 1、入力可能電力推定手段 2、出力可能電力推定手段 3、内部抵抗設定手段 4、パラメータ $\theta(k)$ 推定手段 5 および開路電圧 $V_0(k)$ 演算手段 6 の部分を含む。また、電流計 40 は電流 $I(k)$ 検出手段 7 に、電圧計 50 は端子電圧 $V(k)$ 検出手段 8 に、それぞれ相当する。

20

【0014】

（実施例 1）

本実施例では、二次電池の電流、電圧を用いて、開路電圧 $V_0(k)$ をオフセット項とする電池モデルにおける各パラメータ（詳細後述）を一括推定することにより、開路電圧 $V_0(k)$ と内部抵抗推定値 K' （以下、特に断らない場合は内部抵抗 K と記す）を推定する場合について説明する。

30

【0015】

本実施例においては、下記（数 9）式または（数 10）式に示す電池モデルを用いた適応デジタルフィルタに計測した電流 I と電圧 V を入力し、（数 9）式または（数 10）式中のパラメータ（内部抵抗 K を含む）を一括推定し、上記電流 I と電圧 V と上記パラメータ推定値とを用いて開路電圧 V_0 を推定する。

【0016】

【数 9】

40

$$V = \frac{B(s)}{A(s)} \cdot I + \frac{1}{C(s)} \cdot V_0 \quad \dots \text{ (数 9)}$$

但し

$$A(s) = \sum_{k=0}^n a_k \cdot s^k \quad B(s) = \sum_{k=0}^n b_k \cdot s^k \quad C(s) = \sum_{k=0}^n c_k \cdot s^k$$

50

【 0 0 1 7 】

【 数 1 0 】

$$V = \frac{B(s)}{A(s)} \cdot I + \frac{1}{A(s)} \cdot V_0 \quad \cdots (\text{数}10)$$

但し

$$A(s) = \sum_{k=0}^n a_k \cdot s^k \quad B(s) = \sum_{k=0}^n b_k \cdot s^k \quad 10$$

(数9)式、(数10)式において、 s はラプラス演算子、 $A(s)$ 、 $B(s)$ 、 $C(s)$ は s の多項式(n は次数)、但し、 $a_1 \neq 0$ 、 $b_1 \neq 0$ 、 $c_1 \neq 0$

なお、(数10)式は、(数9)式において右辺第1項と第2項の分母が同一の場合に相当する。

【 0 0 1 8 】

実際の演算は下記のようにして行う。まず、本実施例で用いる「電池モデル」を説明する。

図3は、実施例1における二次電池の等価回路モデルを示す図である。この等価回路モデルは、前記(数10)式のように右辺第1項と第2項の分母が同一の場合に相当する。この等価回路モデルは、正極、負極を特に分離していないリダクションモデル(一次)であるが、実際の電池の充放電特性を比較的正確に示すことが可能である。

図3において、モデル入力(電流 I [A]) (正值:充電、負値:放電)、モデル出力は端子電圧 V [V]であり、 V_0 [V]は开路電圧(起電力または開放電圧とも言う)、 K は内部抵抗、 $T_1 \sim T_2$ は時定数である。この電池モデルは、下記(数11)式で表現できる。なお、 s はラプラス演算子である。

【 0 0 1 9 】

【 数 1 1 】

$$V = \frac{K \cdot (T_2 \cdot s + 1)}{T_1 \cdot s + 1} \cdot I + \frac{1}{T_1 \cdot s + 1} \cdot V_0 \quad \cdots (\text{数}11)$$

(数11)式は前記(数10)式において、

$$A(s) = T_1 \cdot s + 1$$

$$B(s) = K \cdot (T_2 \cdot s + 1)$$

と置いたものである。

リチウムイオン電池のように、开路電圧の収束が比較的速い電池の場合は、(数11)式に示すように、右辺第1項と右辺第2項の分母は、同じ時定数 T_1 で表現できる。

【 0 0 2 0 】

図4は、電池の内部抵抗 K と電流振幅の特性を模式化した図であり、横軸は電流振幅(充放電電流の絶対値)、縦軸は内部抵抗値を示す。図4は温度、SOC(充電率)同一条件で、電流振幅だけを変化させた場合における内部抵抗特性であり、特性1~3は温度が異なる場合の特性である。

図4において、劣化の度合いが進むと特性は上方に移行し、また、温度が低いほど特性が上方に移行する。

図4において注目すべき点は、温度が特性1相当の場合でも、電流振幅 c_1 以下で内部

20

30

40

50

抵抗が d_1 一定と言うことではなく、SOC が異なれば一定幅（図中上下矢印）で変化する。

【0021】

以下、（数11）式の電池モデルから適応デジタルフィルタまでの導出を、最初に説明する。

開路電圧 V_0 は、電流 I に可変な効率 h を乗じた値を、ある初期状態から積分した値と考えれば、（数12）式で書ける。

【0022】

【数12】

$$V_0 = \frac{h}{s} \cdot I \quad \dots \text{（数12）}$$

10

（数12）式を（数11）式に代入すれば（数13）式になり、整理すれば（数14）式になる。安定なローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ を（数14）式の両辺に乗じて、整理すれば（数15）式になる。

【0023】

【数13】

$$V = \frac{K \cdot (T_2 \cdot s + 1)}{T_1 \cdot s + 1} \cdot I + \frac{1}{T_1 \cdot s + 1} \cdot \frac{h}{s} \cdot I \quad \dots \text{（数13）}$$

20

【0024】

【数14】

$$V = \frac{K \cdot T_2 \cdot s^2 + K \cdot s + h}{T_1 \cdot s^2 + s} \cdot I \quad \dots \text{（数14）}$$

30

$$\begin{aligned} G_{lp}(s) \cdot (T_1 \cdot s^2 + s) \cdot V \\ = G_{lp}(s) \cdot (K \cdot T_2 \cdot s^2 + K \cdot s + h) \cdot I \quad \dots \text{（数15）} \end{aligned}$$

実際に計測可能な電流 I や端子電圧 V に、ローパスフィルタやバンドパスフィルタを処理した値を、下記（数16）式のように定義する。（数16）式の時定数 p は、 $G_{lp}(s)$ の応答性を決める定数である。

【0025】

【数16】

$$\left. \begin{aligned} V_3 &= s^2 \cdot G_{lp}(s) \cdot V & V_2 &= s \cdot G_{lp}(s) \cdot V & V_1 &= G_{lp}(s) \cdot V & G_{lp} &= \frac{1}{(p \cdot s + 1)^3} \\ I_3 &= s^2 \cdot G_{lp}(s) \cdot I & I_2 &= s \cdot G_{lp}(s) \cdot I & I_1 &= G_{lp}(s) \cdot I \end{aligned} \right\} \quad \dots \text{（数16）}$$

40

（数16）式を用いて（数15）式を書き直せば、（数17）式になる。更に変形すれば、（数18）式になる。

【0026】

$$T_1 \cdot V_3 + V_2 = K \cdot T_2 \cdot I_3 + K \cdot I_2 + h \cdot I_1 \quad \dots \text{（数17）}$$

50

【 0 0 2 7 】

【 数 1 8 】

$$V_2 = -T_1 \cdot V_3 + K \cdot T_2 \cdot I_3 + K \cdot I_2 + d \cdot I_1 = \begin{bmatrix} V_3 & I_3 & I_2 & I_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -T_1 \\ K \cdot T_2 \\ K \\ h \end{bmatrix}$$

10

… (数 18)

(数 1 8) 式は、計測可能な値と未知パラメータの積和式になっているので、一般的な適応デジタルフィルタの標準形 (数 1 9) 式と一致する。

$$y = \omega^T \cdot \theta \quad \dots (数 1 9)$$

但し、(数 1 9) 式において、

$$y = V_2, \omega^T = [V_3, I_3, I_2, I_1]$$

$$\theta^T = [-T_1, K \cdot T_2, K, h]$$

である。

従って、電流 I と端子電圧 V にフィルタ処理した信号を、適応デジタルフィルタ演算に 20
用いることで、未知パラメータベクトル θ を推定できる。

【 0 0 2 8 】

本実施例では、単純な「最小二乗法による適応フィルタ」の論理的な欠点（一度推定値が収束すると、その後パラメータが変化しても再度正確な推定ができないこと）を改善した「両限トレースゲイン方式」を用いる。

【 0 0 2 9 】

【 数 2 0 】

$$\left. \begin{aligned} \gamma(k) &= \frac{\lambda_3}{1 + \lambda_3 \cdot \omega^T(k) \cdot P(k-1) \cdot \omega(k)} \\ \theta(k) &= \theta(k-1) - \gamma(k) \cdot P(k-1) \cdot \omega(k) \cdot [\omega^T(k) \cdot \theta(k-1) - y(k)] \\ P(k) &= \frac{1}{\lambda_1(k)} \left\{ P(k-1) - \frac{\lambda_3 \cdot P(k-1) \cdot \omega(k) \cdot \omega^T(k) \cdot P(k-1)}{1 + \lambda_3 \cdot \omega^T(k) \cdot P(k-1) \cdot \omega(k)} \right\} = \frac{P'(k)}{\lambda_1(k)} \\ \lambda_1(k) &= \begin{cases} \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_U} : \lambda_1 \leq \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_U} \\ \lambda_1 : \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_U} \leq \lambda_1 \leq \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_L} \\ \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_L} : \frac{\text{trace}\{P'(k)\}}{\gamma_L} \leq \lambda_1 \end{cases} \end{aligned} \right\}$$

30

40

… (数 20)

【 0 0 3 0 】

但し、 λ_1 、 λ_3 、 γ_U 、 γ_L は初期設定値で、 $0 < \lambda_1 < 1$ 、 $0 < \lambda_3 < \infty$ とする。
また、 $P(0)$ は十分大きな値、 $\theta(0)$ は非ゼロな十分小さな値を初期値とする。trace{ 50

$P\}$ は行列 P のトレースを意味する。

以上が、電池モデルから適応デジタルフィルタまでの導出である。

【0031】

図7および図8は、バッテリーコントローラのマイクロコンピュータが行う処理のフローチャートであり、同図のルーチンは一定周期 T_0 毎に実施される。例えば、 $I(k)$ は今回の値、 $I(k-1)$ は1回前の値を意味する。

ステップS10では、電流 $I(k)$ 、端子電圧 $V(k)$ を計測する。

ステップS20では、二次電池の遮断リレーの判断する。バッテリーコントローラは二次電池の遮断リレーの制御も行っており、リレー遮断時（電流 $I=0$ ）はステップS30へ進む。リレー締結時はステップS40へ進む。

10

【0032】

ステップS30では、端子電圧 $V(k)$ を端子電圧初期値 V_{ini} として記憶する。

ステップS40では、端子電圧の差分値 $\Delta V(k)$ を算出する。

$$\Delta V(k) = V(k) - V_{ini}$$

これは、適応デジタルフィルタ内の推定パラメータの初期値を約0としているので、推定演算開始時に推定パラメータが発散しないように、入力を全て0とするためである。リレー遮断時はステップS30を通るので、 $I=0$ かつ $\Delta V(k)=0$ なので、推定パラメータは初期状態のままである。

【0033】

20

ステップS50では、電流 $I(k)$ と端子電圧差分値 $\Delta V(k)$ に、(数21)式に基づきローパスフィルタ、バンドパスフィルタの処理を施し、 $I_1 \sim I_3$ および $V_1 \sim V_3$ を算出する。なお、この際、(数20)式のパラメータ推定アルゴリズムの推定精度を良くするために、観測ノイズを低減するようローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ の応答性を遅く設定する。ただし電池の応答特性よりは速くする。(数21)式の時定数 p は、 $G_{lp}(s)$ の応答性を決める定数である。

【0034】

【数21】

$$\left. \begin{aligned} G_{lp} &= \frac{1}{(p \cdot s + 1)^3} \\ V_3 &= s^2 \cdot G_{lp}(s) \cdot V, \quad V_2 = s \cdot G_{lp}(s) \cdot V, \quad V_1 = G_{lp}(s) \cdot V \\ I_3 &= s^2 \cdot G_{lp}(s) \cdot I, \quad I_2 = s \cdot G_{lp}(s) \cdot I, \quad I_1 = G_{lp}(s) \cdot I \end{aligned} \right\} \dots \text{ (数21)}$$

30

ステップS60では、ステップS50で算出した $I_1 \sim I_3$ および $V_2 \sim V_3$ を(数20)式に代入し、パラメータ推定値 $\theta(k)$ を算出する。

40

ただし、

$$\begin{aligned} y &= V_2 \\ \omega T &= [V_3, I_3, I_2, I_1] \\ \theta T &= [-T_1, K \cdot T_2, K, b] \end{aligned}$$

である。ここで上記のように内部抵抗 K の推定値（前記の内部抵抗推定値 K' ）が求められる。

【0035】

ステップS70では、ステップS60で算出したパラメータ推定値 $\theta(k)$ の中から T_1 、 $K \cdot T_2$ 、 K と、(数21)式で算出した $I_1 \sim I_2$ および $V_1 \sim V_2$ を(数22)式

50

に代入する。(数22)式は前記の電池モデル(数11)式を変形し、ローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ を両辺に乗じた式であり、 ΔV_0 を開路電圧 V_0 の代用とする。開路電圧 V_0 は変化が緩やかなので、 $G_{lp}(s) \cdot V_0$ で代用できる。ただし、ここで求まるのは推定演算開始時からの開路電圧推定値の変化分 $\Delta V_0(k)$ であるため、後段のステップ S80 で初期値を加算する。

$$\begin{aligned} V_0 &= (T_1 \cdot s + 1) \cdot V - K \cdot (T_2 \cdot s + 1) \cdot I \\ \Delta V_0 &= G_{lp}(s) \cdot V_0 \\ &= G_{lp}(s) \cdot \{ (T_1 \cdot s + 1) \cdot V - K \cdot (T_2 \cdot s + 1) \cdot I \} \\ &= V_1 + T_1 \cdot V_2 - K \cdot T_2 \cdot I_2 - K \cdot I_1 \quad \cdots (\text{数 } 22) \end{aligned}$$

ステップ S80 では、ステップ S70 で算出した $\Delta V_0(k)$ に開路電圧初期値すなわち端子電圧初期値 V_{ini} を加算して、開路電圧推定値 $V_0(k)$ を(数23)式から算出する。

$$V_0(k) = \Delta V_0(k) + V_{ini} \quad \cdots (\text{数 } 23)$$

ステップ S90 では、図9に示す開路電圧と充電率の相関マップを用いて、ステップ S80 で算出した $V_0(k)$ から充電率 SOC(k) を算出する。図9の VL は SOC = 0 % に、VH は SOC = 100 % に相当する開路電圧である。図示の最大可能電圧 V_{max} と最小可能電圧 V_{min} は、電池保護のための使用範囲の限界値であり固定値とする。

【0036】

ステップ S100 では、入力可能電流値 I_{in} 、出力可能電流値 I_{out} を算出する。電池モデル(数11)式において、過渡特性を無視した(数24)式は、定常的な電池モデルを意味する。

入力可能電流値は最大可能電圧 V_{max} に到達する電流値であるから、最大可能電圧 V_{max} と、ステップ S60 で算出した内部抵抗推定値 K と、ステップ S80 で算出した開路電圧推定値 $V_0(k)$ を(数24)式に代入して求めた(数25)式から入力可能電流値 I_{in} を算出する。

【0037】

また、出力可能電流値 I_{out} は最小可能電圧 V_{min} に到達する電流値であるから、最小可能電圧 V_{min} と、ステップ S60 で算出した内部抵抗の推定値 K (以下、推定値の場合は K^* と表示) と、ステップ S80 で算出した開路電圧推定値 $V_0(k)$ を(数24)式に代入して求めた(数26)式から出力可能電流値 I_{out} を算出する。なお、最大可能電圧 V_{max} と最小可能電圧 V_{min} は、固定値とする。

$$V = K \cdot I + V_0 \quad \cdots (\text{数 } 24)$$

$$I_{in} = (V_{max} - V_0^*) / K^* \quad \cdots (\text{数 } 25)$$

$$|I_{out}| = (V_0^* - V_{min}) / K^* \quad \cdots (\text{数 } 26)$$

ただし、文字の右上の添字*は推定値であることを示す。以下同じ。

【0038】

図7のステップ100から図8のステップ110へ続く。

ステップ S110 では、ステップ S60 で算出した内部抵抗推定値から、図4の電流振幅と内部抵抗特性の内、どれに属するかを決める。ここでは、内部抵抗推定値が図4の一定値 $d_1 \sim d_3$ に最も近い特性 i ($i = 1 \sim 3$) を選ぶ。つまり内部抵抗推定値が変化しない領域(前記入力可能電流または出力可能電流の絶対値が前記所定値より小さい領域)内に存在するときは内部抵抗推定値と一定値(数6式のb)とを比較して決める。なお、内部抵抗推定値の直近間平均が、一定値 $d_1 \sim d_3$ に最も近い特性を選んでも良い。また、仮に温度が特性1相当だとしても、内部抵抗推定値は必ずしも d_1 ではないため、図14に示すように、差分だけ内部抵抗特性を上下移動する。決定した内部抵抗特性は、(数27)式および(数28)式に示すようになる。

$$\begin{aligned} a &= a_i \\ c &= c_i \\ b &= K^* - a \cdot c \end{aligned} \quad \cdots (\text{数 } 27)$$

$$K = a \cdot I + b \quad \cdots (\text{数 } 28)$$

ステップS120では、入力可能電流値 I_{in} と、ステップS110で決定した電流振幅基準値 c を比較する。 $I_{in} \leq c$ の場合はステップS130へ進む。 $I_{in} > c$ の場合はステップS140へ進む。

【0039】

ステップS130では、内部抵抗が一定の電流域（図4で $0 \leq I_{in} \leq c$ の範囲）であるから、ステップS100で算出した入力可能電流値 I_{in} を用いて、（数29）式から入力可能電力推定値 P_{in} を算出する。

$$\begin{aligned} P_{in} &= I_{in} \cdot V_{max} \\ &= \{ (V_{max} - V_0^*) / K^* \} \cdot V_{max} \quad \cdots (\text{数 } 29) \end{aligned}$$

10

ステップS140では、内部抵抗が非一定の電流域（図4で $I_{in} > c$ の範囲）であるから、実際の内部抵抗値がステップS100で用いた推定値より小さいため、ステップS100で算出した入力可能電流値 I_{in} では誤差が生じる。そのためステップS110で決定した内部抵抗特性（数27式および数28式）を（数24）式に代入し、（数30）式とする。そして最大可能電圧 V_{max} と、ステップS80で算出した開路電圧推定値 $V_0(k)$ を（数30）式に代入して求めた（数31）式を用いて、入力可能電流値 I_{in} （数31式の I の解）を改めて算出する。（数31）式は二次方程式であり、解法は公知技術を用いる。

【0040】

上記のようにして求めた入力可能電流値 I_{in} と前記の V_{max} とを（数32）式に代入し、入力可能電力推定値 P_{in} を算出する。

20

$$\begin{aligned} V &= (a \cdot I + b) \cdot I + V_0 \quad \cdots (\text{数 } 30) \\ a \cdot I^2 + b \cdot I + V_0^* - V_{max} &= 0 \quad \cdots (\text{数 } 31) \\ P_{in} &= I_{in} \cdot V_{max} \quad \cdots (\text{数 } 32) \end{aligned}$$

ステップS150では、出力可能電流値 I_{out} と、ステップS110で決定した電流振幅基準値 c を比較する。 $I_{out} \leq c$ の場合はステップS160へ進む。 $I_{out} > c$ の場合はステップS170へ進む。

【0041】

ステップS160では、内部抵抗が一定の電流域であるから、ステップS100で算出した出力可能電流値 I_{out} を用いて、（数33）式から出力可能電力推定値 P_{out} を算出する。

30

$$\begin{aligned} P_{out} &= |I_{out}| \cdot V_{min} \\ &= \{ (V_0^* - V_{min}) / K^* \} \cdot V_{min} \quad \cdots (\text{数 } 33) \end{aligned}$$

ステップS170では、内部抵抗が非一定の電流域であるから、実際の内部抵抗値がステップS100で用いた推定値より小さいため、ステップS100で算出した出力可能電流値 I_{out} では誤差が生じる。そのためステップS110で決定した内部抵抗特性（数27式および数28式）を（数24）式に代入し、（数30）式とする。そして最小可能電圧 V_{min} とステップS80で算出した開路電圧推定値 $V_0(k)$ を（数30）式に代入して求めた（数34）式から出力電流値 I_{out} （数34式の I の解）を改めて算出する。（数34）式は二次方程式であり、解法は公知技術を用いる。

40

【0042】

上記のようにして求めた出力可能電流値 I_{out} と前記の V_{min} とを（数35）式に代入し、出力可能電力推定値 P_{out} を算出する。

$$\begin{aligned} a \cdot I^2 + b \cdot I + V_0^* - V_{min} &= 0 \quad \cdots (\text{数 } 34) \\ P_{out} &= I_{out} \cdot V_{min} \quad \cdots (\text{数 } 35) \end{aligned}$$

ステップS180では、次回演算に必要な数値を保存して、今回演算を終了する。

実施例1では、以上のようにして入力可能電力推定値 P_{in} と出力可能電力推定値 P_{out} を算出する。

【0043】

実施例1においては、入力可能電流または出力可能電流の絶対値つまり電流振幅が所定

50

値（例えば図4の c_1 、 c_2 、 c_3 など）より大きいときは、電流振幅と内部抵抗の関係式を用いて内部抵抗の値を補正し、その補正後の内部抵抗を用いて入出力可能電力を推定する構成であるため、内部抵抗特性が電流振幅に依存する電池であっても、電流振幅が大きい電流域での実際の内部抵抗値と、充放電中の内部抵抗推定値との差異によって入出力可能電力推定値と実際値に誤差が生じるという問題を解決し、二次電池に入出力可能な電力を精度良く推定することが出来るという効果がある。

【0044】

また、電流振幅と内部抵抗の関係が一定の範囲と、非一定の範囲とで内部抵抗特性が大きく異なる電池であっても、上記の関係が一定の範囲では充放電中の内部抵抗推定値から入出力可能電力を推定し、非一定の範囲では、電流振幅と内部抵抗の関係式を用いて入出力可能電力を推定する構成であるため、充放電の電流振幅の範囲によって入出力可能電力推定値に誤差が生じることもないという効果がある。

10

【0045】

また、電流振幅と内部抵抗の関係式が充電側と放電側で同一の構成である場合には、推定演算が簡単になるという効果がある。

また、電流振幅と内部抵抗の関係が一定の範囲で、内部抵抗の一定値と内部抵抗推定値の差異を用いて、(数6)式を上下移動する構成であるため、切片 b が固定値である場合よりも、図14に示す矢印のように上下移動して正確に補正することが出来るという効果がある。

また、電流振幅と内部抵抗の関係式を(数28)式のように簡易な一次式とする構成の場合には、簡単に入出力可能電力を推定できるという効果がある。

20

【0046】

また、二次電池の電流 I と端子電圧 V と開路電圧 V_0 の関係を、(数8)式のような伝達関数で近似する構成であるため、最小二乗法等の適応デジタルフィルタ（公知の推定アルゴリズム）を適用することが可能になり、その結果、式中のパラメータ（多項式 $A(s)$ 、 $B(s)$ の係数）を一括推定することが可能になる。そして推定したパラメータを(数8)式に代入することで、開路電圧 V_0 の推定値を容易に算出できる。これら未知パラメータはSOCや温度や劣化度などに影響され、時々刻々と変化することが分かっているけれども、適応デジタルフィルタにより精度良く逐次推定できる。そして、適応デジタルフィルタにより推定した内部抵抗と開路電圧 V_0 を用いる構成であるため、内部抵抗推定値と開路電圧推定値が正確であり、入出力可能電力も正確に推定できるという効果がある。

30

【0047】

（実施例2）

実施例2は、図5、図6に示すように、充電側と放電側で異なる内部抵抗特性を個別に持ち、入力可能電力推定には充電側特性を、出力可能電力推定には放電側特性を用いる場合を示す。なお、図5は放電側特性を示し、各特性における添字 h は放電側であることを示す。また、図6は充電側特性を示し、各特性における添字 j は充電側であることを示す。

【0048】

以下、実施例2の演算内容を前記図7および図8に示したフローチャートを用いて説明する。

40

図7のステップS10～ステップS100は実施例1と同じであるが、図8の各ステップの内容が異なっている。

まず、図8のステップS110では、充電側と放電側とで、ステップS60で算出した内部抵抗推定値から、図5、図6の内部抵抗特性の内、どれに属するかを決める。例えば内部抵抗推定値が、放電側の一定値 $d_{1h} \sim d_{3h}$ に最も近い特性 i （ $i = 1 \sim 3$ ）を選ぶ。また、仮に温度が特性1相当だとしても、内部抵抗推定値は必ずしも d_{1h} および d_{1j} ではないため、差分だけ内部抵抗特性を上下移動する。決定した内部抵抗特性は、(数36)式、(数37)式および(数38)式になる。添え字 h は放電側を、添え字 j は

50

充電側を意味する。

【0049】

$$\begin{aligned} a &= a_{i h} \\ c &= c_{i h} \quad \} \cdots (\text{数 } 36) \quad \text{放電側} \\ b &= K^* - a \cdot c \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a &= a_{i j} \\ c &= c_{i j} \quad \} \cdots (\text{数 } 37) \quad \text{充電側} \\ b &= K^* - a \cdot c \end{aligned}$$

$$K = a \cdot I + b \quad \cdots (\text{数 } 38)$$

ステップS120では、入力可能電流値 $I_{i n}$ と、ステップS110で決定した電流振幅基準値 c (数37式) を比較する。 $I_{i n} \leq c$ の場合、ステップS130へ進む。 $I_{i n} > c$ の場合、ステップS140へ進む。

【0050】

ステップS130では、内部抵抗が一定の電流域であるから、ステップS100で算出した入力可能電流値 $I_{i n}$ を用いて、(数39)式から入力可能電力推定値 $P_{i n}$ を算出する。

$$\begin{aligned} P_{i n} &= I_{i n} \cdot V_{m a x} \\ &= \{ (V_{m a x} - V_0^*) / K^* \} \cdot V_{m a x} \quad \cdots (\text{数 } 39) \end{aligned}$$

ステップS140では、内部抵抗が非一定の電流域であるから、実際の内部抵抗値がステップS100で用いた推定値より小さいため、ステップS100で算出した入力可能電流値 $I_{i n}$ では誤差が生じる。そのためステップS110で決定した充電側内部抵抗特性(数37式および数38式)を、ステップS100の(数24)式に代入し、(数40)式とする。そして最大可能電圧 $V_{m a x}$ と、ステップS80で算出した開路電圧推定値 $V_0(k)$ を(数40)式に代入して求めた(数41)式から入力可能電流値 $I_{i n}$ を改めて算出する。つまり(数41)式の I の解を入力可能電流値 $I_{i n}$ とする。ただし、(数41)式中の a 、 b は、充電側内部抵抗特性(数37式)の値である。(数41)式は二次方程式であり、解法は公知技術を用いる。

【0051】

そして上記のようにして求めた入力可能電流値 $I_{i n}$ と前記最大可能電圧 $V_{m a x}$ とを(数42)式に代入し、入力可能電力推定値 $P_{i n}$ を算出する。

$$\begin{aligned} V &= (a \cdot I + b) \cdot I + V_0 \quad \cdots (\text{数 } 40) \\ a \cdot I^2 + b \cdot I + V_0^* - V_{m a x} &= 0 \quad \cdots (\text{数 } 41) \\ P_{i n} &= I_{i n} \cdot V_{m a x} \quad \cdots (\text{数 } 42) \end{aligned}$$

ステップS150では、出力可能電流値 $I_{o u t}$ と、ステップS110で決定した電流振幅基準値 c (数36式) を比較する。 $I_{o u t} \leq c$ の場合はステップS160へ進む。 $I_{o u t} > c$ の場合はステップS170へ進む。

【0052】

ステップS160では、内部抵抗が一定の電流域であるから、ステップS100で算出した出力可能電流値 $I_{o u t}$ を用いて、(数43)式から出力可能電力推定値 $P_{o u t}$ を算出する。

$$\begin{aligned} P_{o u t} &= |I_{o u t}| \cdot V_{m i n} \\ &= \{ (V_0^* - V_{m i n}) / K^* \} \cdot V_{m i n} \quad \cdots (\text{数 } 43) \end{aligned}$$

ステップS170では、内部抵抗が非一定の電流域であるから、実際の内部抵抗値がステップS100で用いた推定値より小さいため、ステップS100で算出した出力可能電流値 $I_{o u t}$ では誤差が生じる。そのためステップS110で決定した放電側内部抵抗特性(数36式および数38式)を、ステップS100の(数24)式に代入し、(数44)式とする。そして最小可能電圧 $V_{m i n}$ と、ステップS80で算出した開路電圧推定値 $V_0(k)$ を(数44)式に代入して求めた(数45)式から出力電流値 $I_{o u t}$ を改め

10

20

30

40

50

て算出する。ただし、(数45)式中の a 、 b は、放電側内部抵抗特性(数36式)の値である。(数45)式は二次方程式であり、解法は公知技術を用いる。

【0053】

上記のようにして求めた出力可能電流値 I_{out} と前記最小可能電圧 V_{min} とを(数46)式に代入し、出力可能電力推定値 P_{out} を算出する。

$$V = (a \cdot I + b) \cdot I + V_0 \quad \cdots (\text{数 } 44)$$

$$a \cdot I^2 + b \cdot I + V_0^* - V_{min} = 0 \quad \cdots (\text{数 } 45)$$

$$P_{out} = I_{out} \cdot V_{min} \quad \cdots (\text{数 } 46)$$

ステップS180では、次回演算に必要な数値を保存して、今回演算を終了する。

【0054】

10

実施例2においては、図13に示すように、電流振幅と内部抵抗の関係が、入力側(充電時)と出力側(放電時)とで異なる場合でも、入力側関係を用いて入力可能電力を推定し、出力側関係を用いて出力可能電力を推定する構成であるため、正確に入出力可能電力を推定できるという効果がある。

【0055】

(実施例3)

実施例3は、電流振幅と内部抵抗の関係が一定部分と非一定部分から成る場合において、内部抵抗推定値が一定部分から変化を始める境界点が c から c' に変更された場合の補正を行う場合を示す。

【0056】

20

図15に示すように、内部抵抗推定値が一定部分から変化を始める境界点が c から c' に変更された場合、内部抵抗推定値と電流振幅の履歴を監視する(つまり内部抵抗推定値が変化を開始するときの入力可能電流または出力可能電流の絶対値と図15の c とを比較する)ことで、電流振幅と内部抵抗の関係式を左右移動する。つまり左右移動が必要な場合だけ、図7のステップS100の直後に電流振幅と内部抵抗の関係式を、(数47)式から(数48)式に補正するステップを設ける(図示省略)。

$$K = a \cdot I + b \quad \cdots (\text{数 } 47)$$

$$K = a \cdot I + b + a \cdot (c - c') \quad \cdots (\text{数 } 48)$$

実施例3においては、図15に示すように実際に計測した新境界点を用いるので、境界点 c が固定値である場合よりも正確に(数6)式を補正することができるという効果がある。

30

【0057】

(実施例4)

実施例4は、図16に示すように、内部抵抗推定値と電流振幅の履歴を監視することで、電流振幅と内部抵抗の関係式の傾きが変更されたことを検出する。その方法は、電流振幅 c 付近と、それ以上の電流振幅での内部抵抗推定値から算出し、初期値 a から変更されたことを検出する。つまり図16においては、内部抵抗推定値が変化を開始した後の電流振幅に対する内部抵抗推定値の変化量と図16の a とを比較しており、傾きが a から a' に変更された場合、ステップS100の直後に電流振幅と内部抵抗の関係式を、(数49)式から(数50)式に補正するステップを設ける(図示省略)。

40

【0058】

$$K = a \cdot I + b \quad \cdots (\text{数 } 49)$$

$$K = a' \cdot I + b + c \cdot (a - a') \quad \cdots (\text{数 } 50)$$

実施例4においては、(数6)式の傾き a を補正する構成であるため、図16に示すように実際の計測点から傾き a' を算出できるので、傾き a が固定値である場合よりも正確に(数6)式を補正することができるという効果がある。

【0059】

(実施例5)

実施例5は、実施例3または実施例4において、電流振幅と内部抵抗との関係が非一定部分の範囲内に所定時間以上継続して存在する場合に、前記の補正を行うように構成した

50

ものである。

上記のように、電流振幅と内部抵抗との関係が非一定の範囲に所定時間継続する場合に、電流振幅と内部抵抗の関係式を左右移動する補正や傾き a を補正するように構成すれば、推定遅れによる影響を低減した上で、図 15、図 16 に示すように実際の計測点から a' や c' を算出できるので、実施例 3、4 よりも更に正確に (数 6) 式を補正することができるという効果がある。

【0060】

以下、本発明と従来例 (前記特許文献 1) との効果の差異をシミュレーション結果で説明する。

図 10 は従来例に基づいた入出力可能電力推定のシミュレーション結果を示す図、図 11 は本発明の実施例 1 に基づいた入出力可能電力推定のシミュレーション結果を示す図、図 12 は上記図 10、図 11 における入出力可能電力推定のシミュレーションに用いた電流振幅と内部抵抗特性を示す図である。 10

このシミュレーションにおいては、図 12 に示すように、シミュレーションの差異を顕著にするため、電流振幅 c (例えば 100 A) 以上の場合だけ内部抵抗が変化する場合を例示した。

【0061】

図 10 に示すように、従来例において、充放電中の電流と端子電圧の計測値から算出する内部抵抗推定値は、充放電中の電流振幅 (± 50 A 以内) が図 12 の c 以下であるため、真値 d に収束している。従来例は、この内部抵抗推定値から入力可能電流を算出する。電流振幅 c 以下では図 12 に示すように内部抵抗が一定であるため、真値に一致している。しかし、電流振幅 c 以上では図 12 に示すように実際の内部抵抗が減少しているにも係わらず、充放電中の内部抵抗推定値を用いて算出するため、入力可能電流の推定値は真値から乖離する。したがってこの入力可能電流から算出した入力可能電力推定値も、真値と誤差を生じる。 20

出力可能電流も同様に、図 12 の電流振幅 c 以下では真値に一致しているが、電流振幅 c 以上では真値から乖離する。したがって、この出力可能電流から算出する出力可能電力推定値も、真値と誤差を生じる。

【0062】

図 11 に示すように、本発明の実施例 1 においては、充放電中の電流と端子電圧の計測値から算出する内部抵抗推定値は、充放電中の電流振幅 (± 50 A 以内) が図 12 の c 以下であるため、真値 d に収束している。入力可能電流に関しては、電流振幅 c 以下では図 12 に示すように内部抵抗が一定であるため、この内部抵抗推定値から算出しても真値に一致している。 30

【0063】

電流振幅 c 以上では図 12 に示すように実際の内部抵抗が減少しているが、本発明においては、充放電中の内部抵抗推定値は使わず、図 12 の特性を用いて入力可能電流を改めて算出する構成であるため、入力可能電流は真値に一致している。したがって、この入力可能電流から算出する入力可能電力推定値も、真値と誤差を生じない。

出力可能電流も同様に、電流振幅 c 以下でも以上でも、真値に一致している。したがって、この出力可能電流から算出する出力可能電力推定値も、真値と誤差を生じない。 40

【図面の簡単な説明】

【0064】

【図 1】本発明の実施例を機能ブロックで表した図であり、(a) は全体のブロック図、(b) は開路電圧と内部抵抗を推定するパラメータ演算部のブロック図。

【図 2】実施例の具体的な構成を示すブロック図。

【図 3】実施例 1 における二次電池の等価回路モデルを示す図。

【図 4】電池の内部抵抗 K と電流振幅の特性を模式化した図。

【図 5】放電側における電池の内部抵抗 K と電流振幅の特性を模式化した図。

【図 6】充電側における電池の内部抵抗 K と電流振幅の特性を模式化した図。 50

【図 7】 バッテリコントローラのマイクロコンピュータが行う処理のフローチャートの一部。

【図 8】 バッテリコントローラのマイクロコンピュータが行う処理のフローチャートの他の一部。

【図 9】 開路電圧と充電率の相関マップ。

【図 10】 従来例に基づいた入出力可能電力推定のシミュレーション結果を示す図。

【図 11】 本発明の実施例 1 に基づいた入出力可能電力推定のシミュレーション結果を示す図。

【図 12】 図 10、図 11 における入出力可能電力推定のシミュレーションに用いた電流振幅と内部抵抗特性を示す図。

10

【図 13】 充電側特性と放電側特性とが異なる場合の電流振幅と内部抵抗との関係の一例を示す図。

【図 14】 電流振幅と内部抵抗との関係における補正方法を示す図。

【図 15】 電流振幅と内部抵抗との関係における補正方法を示す図。

【図 16】 電流振幅と内部抵抗との関係における補正方法を示す図。

【符号の説明】

【0065】

1 … 入出力可能電流推定手段

3 … 出力可能電力推定手段

5 … パラメータ $\theta(k)$ 推定手段

7 … 電流 $I(k)$ 検出手段

10 … 二次電池

30 … バッテリコントローラ

50 … 電圧計

2 … 入力可能電力推定手段

4 … 内部抵抗補正手段

6 … 開路電圧 $V_0(k)$ 演算手段

8 … 端子電圧 $V(k)$ 検出手段

20 … 負荷

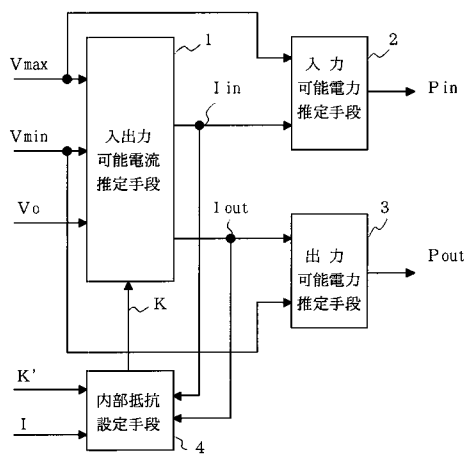
40 … 電流計

60 … 温度計

20

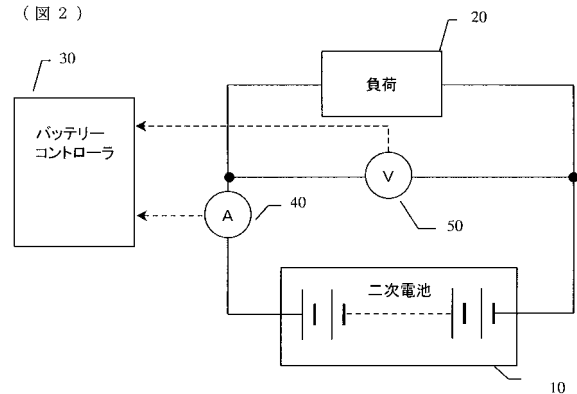
【図 1】

(図 1) (a)



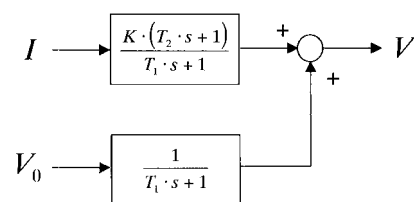
【図 2】

(図 2)



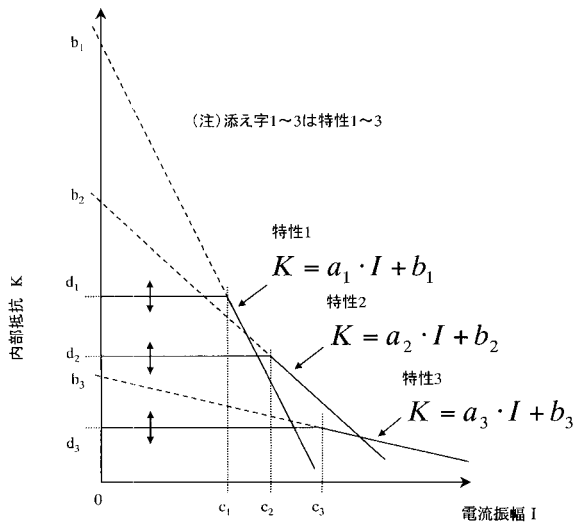
【図 3】

(図 3)



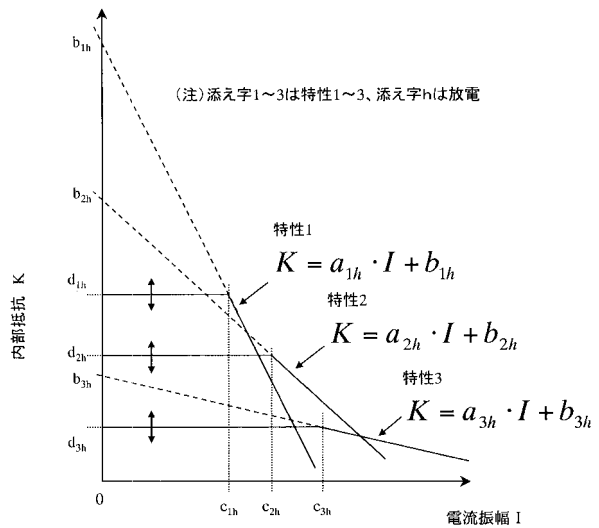
【図 4】

(図 4)



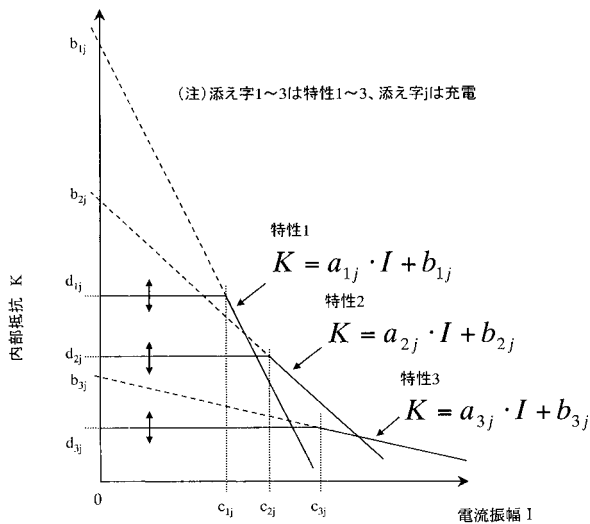
【図 5】

(図 5)



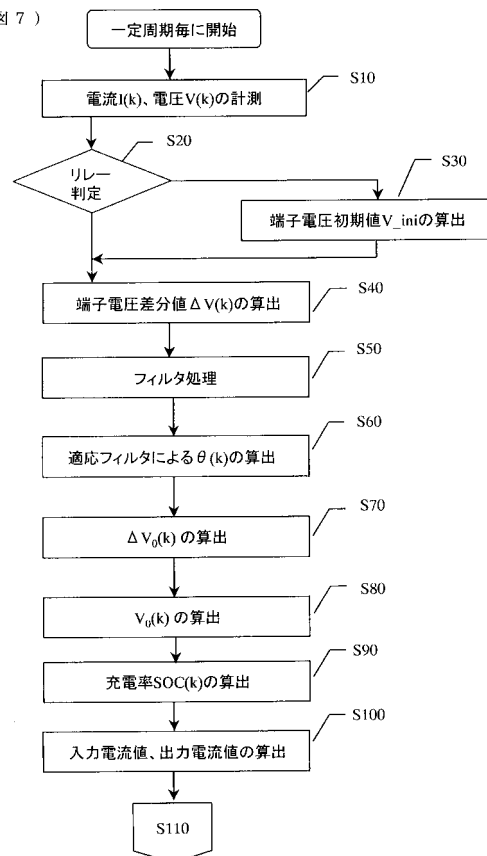
【図 6】

(図 6)



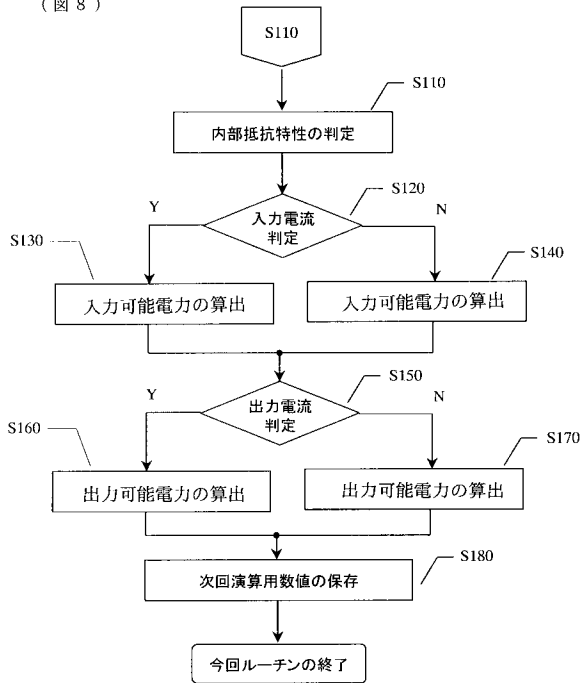
【図 7】

(図 7)



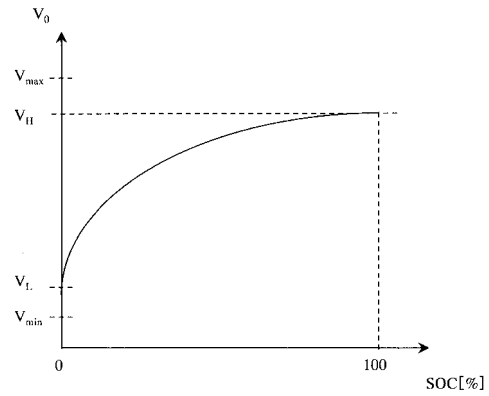
【図 8】

(図 8)



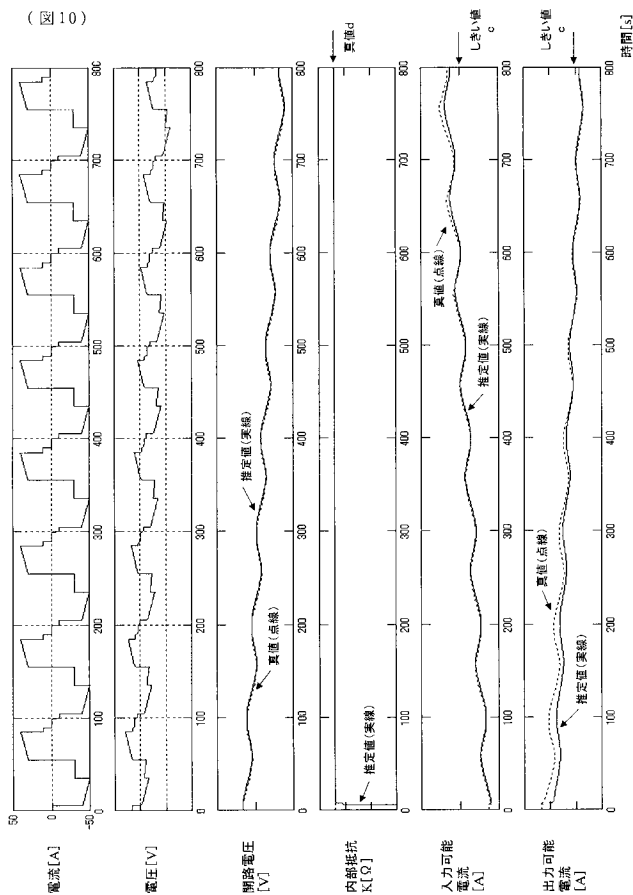
【図 9】

(図 9)



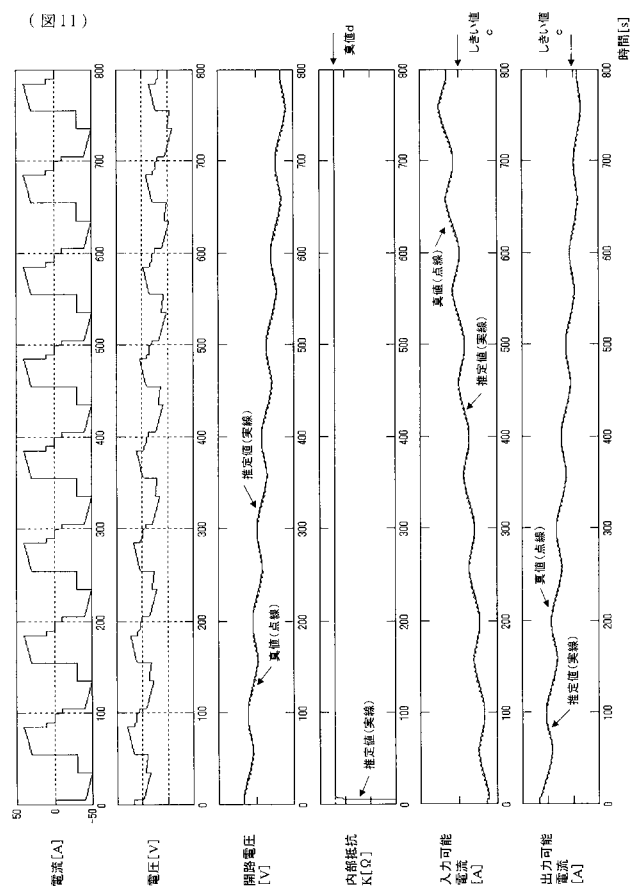
【図 10】

(図 10)



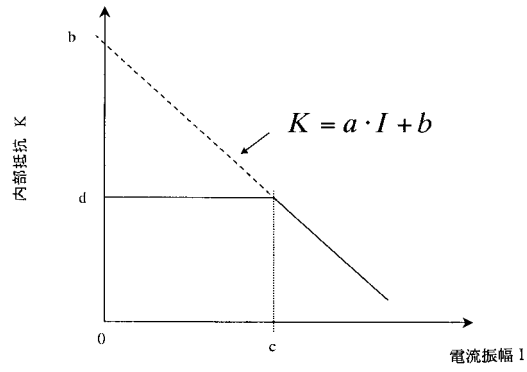
【図 11】

(図 11)



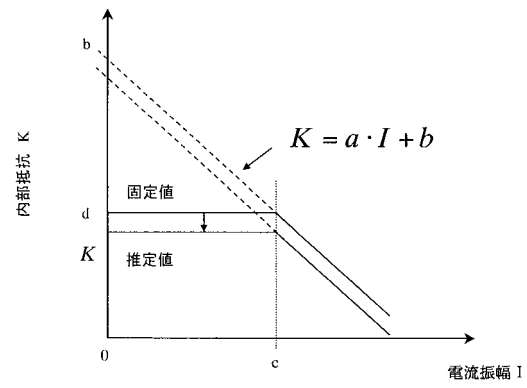
【図 1 2】

(図 12)



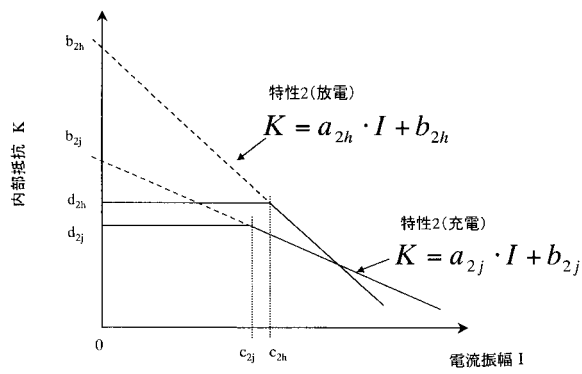
【図 1 4】

(図 14)



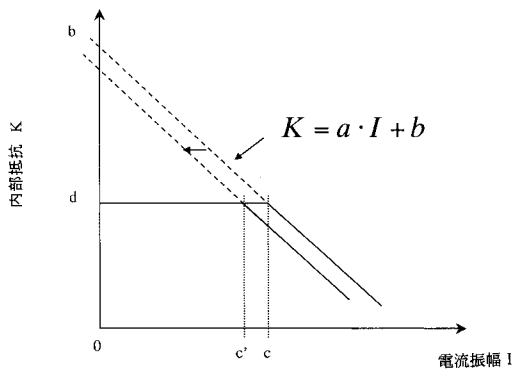
【図 1 3】

(図 13)



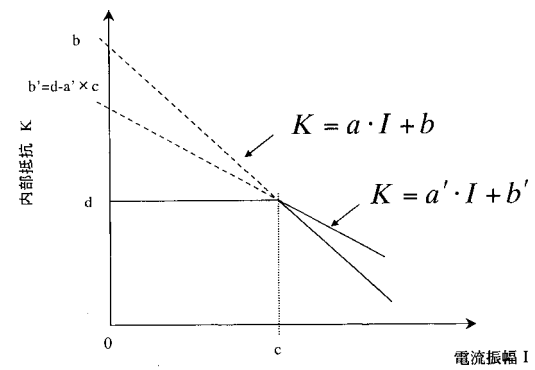
【図 1 5】

(図 15)



【図 1 6】

(図 16)



フロントページの続き

Fターム(参考) 2G016 CB06 CB11 CB12 CB21 CB31 CC01 CC07 CC27 CC28 CD18
CF06