

(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2004-14231

(P2004-14231A)

(43) 公開日 平成16年1月15日(2004.1.15)

(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
HO 1 M 10/48	HO 1 M 10/48	2 G 0 1 6
GO 1 R 31/36	GO 1 R 31/36	5 H 0 3 0

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2002-164564 (P2002-164564)	(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
(22) 出願日	平成14年6月5日(2002.6.5)	(74) 代理人	100075753 弁理士 和泉 良彦
		(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
		Fターム(参考)	2G016 CB06 CB11 CB13 CC03 CC07 CC23 CC27 5H030 AA03 AA04 FF42 FF43 FF44

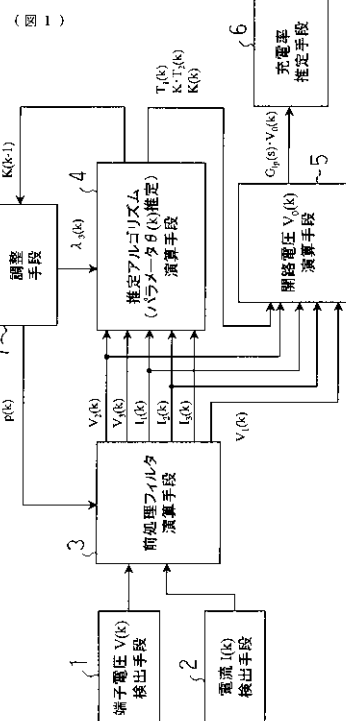
(54) 【発明の名称】 二次電池の充電率推定装置

(57) 【要約】

【課題】 充電率を正確に推定できる二次電池の充電率推定装置を提供する。

【解決手段】 二次電池の電池モデルを(数1)式で定義し、開路電圧 V_0 を(数2)式で近似することで(数1)式を(数3)式とし、(数3)式と等価な(数4)式に対して適応デジタルフィルタ演算を行い、 $A(s)$ と $B(s)$ の係数パラメータを一括推定する推定アルゴリズム演算手段4と、これらの推定値を(数1)式と等価な(数5)式に代入して $G_{1p}(s) \cdot V_0$ を算出し、開路電圧 V_0 の代用とする開路電圧演算手段5と、予め求めた開路電圧 V_0 と充電率との関係(図5)から充電率を推定する充電率推定手段6とを備え、かつ二次電池の内部抵抗値に相当する定常項推定値 b_0/a_0 に応じて、ローパスフィルタ $G_{1p}(s)$ の応答性と適応デジタルフィルタの推定感度とを補正する二次電池の充電率推定装置。電圧変化の大きさに依らず逐次推定されるパラメータの精度を良好にできる。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

二次電池の電流 I と端子電圧 V とを計測し、適応デジタルフィルタを用いて、上記電流 I と端子電圧 V の計測値から開路電圧 V_0 を推定し、予め求めた開路電圧 V_0 と充電率 $SO C$ との関係に基づいて充電率を推定する充電率推定装置であって、

二次電池の電池モデルを下記(数 1)式に示すように定義し、開路電圧 V_0 を下記(数 2)式で近似することで(数 1)式を下記(数 3)式とし、(数 3)式と等価な下記(数 4)式に対して適応デジタルフィルタ演算を行い、 $A(s)$ と $B(s)$ の係数パラメータを一括推定する適応デジタルフィルタ演算手段と、

これらの推定値を(数 1)式と等価な下記(数 5)式に代入して $G_{lp}(s) \cdot V_0$ を算出し、これを開路電圧 V_0 の代用とする開路電圧演算手段と、

予め求めた開路電圧 V_0 と充電率 $SO C$ との関係に基づいて充電率を推定する充電率推定手段と、を備え、

かつ、上記二次電池の内部抵抗値に相当する定常項推定値 b_0 / a_0 に応じて、ローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ の応答性、またはローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ の応答性と適応デジタルフィルタの推定感度とを補正することを特徴とする二次電池の充電率推定装置。

【数 1】

$$V = \frac{B(s)}{A(s)} \cdot I + \frac{1}{A(s)} \cdot V_0 \quad \dots (数 1) \quad 20$$

【数 2】

$$V_0 = \frac{d}{s} \cdot I \quad \dots (数 2)$$

【数 3】

$$V = \frac{B(s)}{A(s)} \cdot I + \frac{1}{A(s)} \cdot \frac{d}{s} \cdot I = \frac{B(s) \cdot s + d}{A(s) \cdot s} \cdot I \quad \dots (数 3) \quad 30$$

【数 4】

$$s \cdot G_{lp}(s) \cdot A(s) \cdot V = G_{lp}(s) \cdot \{B(s) \cdot s + d\} \cdot I \quad \dots (数 4)$$

【数 5】

$$G_{lp}(s) \cdot V_0 = G_{lp}(s) \cdot A(s) \cdot V - G_{lp}(s) \cdot B(s) \cdot I \quad \dots (数 5) \quad 40$$

ただし、上記各式において $A(s)$ 、 $B(s)$ は下記(数 6)式で示す。

【数 6】

$$A(s) = \sum_{k=0}^n a_k \cdot s^k \quad B(s) = \sum_{k=0}^n b_k \cdot s^k \quad \dots (\text{数 } 6)$$

但し、 $a_0 \neq 0$ 、 $b_0 \neq 0$

s はラプラス演算子、 $A(s)$ と $B(s)$ は s の多項式関数で次数は n 、 d は変数、 $G_{1p}(s)$ はローパスフィルタ特性を持つ伝達関数であり、 $n+1$ 以上の次数を有する。

【請求項 2】

上記電池モデルの次数を 1 次にしたことを特徴とする請求項 1 に記載の二次電池の充電率推定装置。

【請求項 3】

前記(数 1)式、(数 2)式、(数 3)式、(数 4)式、(数 5)式にそれぞれ対応する下記(数 7)式、(数 8)式、(数 9)式、(数 10)式、(数 11)式を用いることにより、電池モデルの次数を 1 次にし、かつ、上記二次電池の内部抵抗値に相当する定常項推定値として電池パラメータ K を用いた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充電率推定装置。

20

【数 7】

式

$$V = \frac{K \cdot (T_2 \cdot s + 1)}{T_1 \cdot s + 1} \cdot I + \frac{1}{T_1 \cdot s + 1} \cdot V_0 \quad \dots (\text{数 } 7)$$

【数 8】

式

$$V_0 = \frac{d}{s} \cdot I \quad \dots (\text{数 } 8)$$

30

【数 9】

式

$$V = \frac{K \cdot T_2 \cdot s^2 + K \cdot s + d}{T_1 \cdot s^2 + s} \cdot I \quad \dots (\text{数 } 9)$$

40

【数 1 0】

式

$$T_1 \cdot V_3 + V_2 = +K \cdot T_2 \cdot I_3 + K \cdot I_2 + d \cdot I_1 \quad \dots (\text{数 } 10)$$

【数 1 1】

式

$$G_{lp}(s) \cdot V_0 = V_1 + T_1 \cdot V_2 - K \cdot T_2 \cdot I_2 - K \cdot I_1 \quad \dots (\text{数 } 11)$$

10

ただし、 T_1 、 $K \cdot T_2$ 、 K はそれぞれ電池パラメータ、 $I_1 \sim I_3$ 、 $V_1 \sim V_3$ は下記 (数 1 2) 式で示す。

【数 1 2】

$$\left. \begin{aligned} V_3 &= s^2 \cdot G_{lp}(s) \cdot V \\ V_2 &= s \cdot G_{lp}(s) \cdot V \\ V_1 &= G_{lp}(s) \cdot V \\ I_3 &= s^2 \cdot G_{lp}(s) \cdot I \\ I_2 &= s \cdot G_{lp}(s) \cdot I \\ I_1 &= G_{lp}(s) \cdot I \end{aligned} \right\} \dots (\text{数 } 12)$$

20

【請求項 4】

30

定常項推定値が通常値より大きい場合は、ローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ の応答性を速い方向へ補正するか、またはローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ の応答性を速い方向へ補正すると共に適応デジタルフィルタの推定感度を小さい方向へ補正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充電率推定装置。

【請求項 5】

定常項推定値が通常値より小さい場合は、ローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ の応答性を遅い方向へ補正するか、またはローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ の応答性を遅い方向へ補正すると共に適応デジタルフィルタの推定感度を大きい方向へ補正することを特徴とする請求項 1 乃至請求項 4 の何れかに記載の二次電池の充電率推定装置。

【請求項 6】

40

内部抵抗推定値として、一回前の演算における K の値である $K(k-1)$ を用いることを特徴とする請求項 2 乃至請求項 5 の何れかに記載の二次電池の充電率推定装置。

【請求項 7】

計測した端子電圧 $V(k)$ と端子電圧初期値 V_{ini} との差を電圧差分値 $V(k)$ とした場合に、

推定演算開始から推定値が収束する前は、計測した電流 $I(k)$ と上記電圧差分値 $V(k)$ から求めた $V(k) / I(k)$ を、内部抵抗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 5 の何れかに記載の二次電池の充電率推定装置。

【請求項 8】

推定演算開始から推定値が収束する前は、フィルタ処理後の電流 $I_1(k-1)$ とフィル

50

タ処理後の電圧差分値 $V_1(k-1)$ から求めた $V_1(k-1)/I_1(k-1)$ を、内部抵抗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5の何れかに記載の二次電池の充電率推定装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、二次電池の充電率(SOC)を推定する装置に関する。

【0002】

【従来技術】

二次電池の充電率SOC(充電状態とも言う)は開路電圧 V_0 (通電遮断時の電池端子電圧であり、起電力、開放電圧とも言う)と相関があるので、開路電圧 V_0 を求めれば充電率を推定することが出来る。しかし、二次電池の端子電圧は、通電を遮断(充放電を終了)した後も安定するまでに時間を要するので、正確な開路電圧 V_0 を求めるには、充放電を終了してから所定の時間が必要である。したがって充放電中や充放電直後では、正確な開路電圧 V_0 を求めることが出来ない。そのため、従来は、下記のような方法を用いて開路電圧 V_0 を推定している。二次電池の充電率(SOC)を推定する技術に関する公知例としては、「論文“適応デジタルフィルタを用いた鉛電池の開路電圧と残存容量の推定” 四国総研、四国電力、湯浅電池 T. IEE E Japan Vol. 112-C, No. 4 1992」がある。

10

【0003】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、上記のごとき従来例においては、実際の電池の物理特性とは全く異なる「非回帰型の電池モデル(出力値が入力値の現在値および過去値だけで決るモデル)」に「適応デジタルフィルタ(逐次型のモデルパラメータ同定アルゴリズム)」を用いて開路電圧を算出し、この値から充電率SOCを算出している。そのため、実際の電池特性(入力:電流、出力:電圧)に応用した場合、電池特性によっては推定演算が全く収束しなかったり、真値に収束しないため、正確な充電率SOCを推定することが困難である、という問題があった。

20

【0004】

本発明は上記のごとき従来技術の問題を解決するためになされたものであり、充電率SOCおよびその他のパラメータを正確に推定することの出来る二次電池の充電率推定装置を提供することを目的とする。

30

【0005】

【課題を解決するための手段】

上記の目的を達成するため、本発明においては特許請求の範囲に記載するように構成している。すなわち、請求項1においては、二次電池の電池モデルを(数1)式に示すように定義し、開路電圧 V_0 を(数2)式で近似することで(数1)式を下記(数3)式とし、(数3)式と等価な(数4)式に対して適応デジタルフィルタ演算を行い、 $A(s)$ と $B(s)$ の係数パラメータを一括推定する適応デジタルフィルタ演算手段と、これらの推定値を(数1)式と等価な(数5)式に代入して $G_{1p}(s) \cdot V_0$ を算出し、これを開路電圧 V_0 の代用とする開路電圧演算手段と、予め求めた開路電圧 V_0 と充電率SOCとの関係に基づいて充電率を推定する充電率推定手段とを備え、かつ、上記二次電池の内部抵抗値に相当する定常項推定値 b_0/a_0 に応じて、ローパスフィルタ $G_{1p}(s)$ の応答性、またはローパスフィルタ $G_{1p}(s)$ の応答性と適応デジタルフィルタの推定感度とを補正するように構成したものである。例えば、ローパスフィルタ $G_{1p}(s)$ の応答性は(数24)式の p に応じて変化し、適応デジタルフィルタ(パラメータ推定アルゴリズム)の推定感度は(数23)式の $\beta_3(k)$ に応じて変化するので、それらの値を調整することにより、応答性や推定感度を補正することが出来る。

40

【0006】

【発明の効果】

50

本発明においては、二次電池の電流 I と端子電圧 V の関係を示す(数1)式を、(数4)式のように近似することで開路電圧 V_0 (オフセット項)を含まない。そのため通常の適応デジタルフィルタを連続時間系のまま適用することが可能になるので、未知パラメータを一括推定することができ、推定した未知パラメータを(数5)式に代入することで、開路電圧 V_0 の推定値の代用として $G_{1p}(s) \cdot V_0$ を容易に算出できる。そして開路電圧 V_0 と充電率 $SO C$ の関係(図5)は、温度や劣化度に影響されにくく一定の関係があるため、これを予め記憶しておけば開路電圧 V_0 の推定値から充電率 $SO C$ を正確かつ容易に推定できる。

さらに、本発明においては、定常項推定値 b_0 / a_0 (内部抵抗に相当)を電圧変化の大きさの目安にし、定常項推定値 b_0 / a_0 の値に応じて、ローパスフィルタの応答性、またはローパスフィルタの応答性と適応デジタルフィルタの推定感度とを補正する構成であるために、電圧変化の大きさに依らず適応デジタルフィルタで逐次推定されるパラメータの精度を良好にできる、という特別の効果がある。

10

【0007】

【発明の実施の形態】

図1は、本発明の一実施例を機能ブロックで表した図である。図1において、1は電池の端子電圧を検出する端子電圧 $V(k)$ 検出手段、2は電池の電流を検出する電流 $I(k)$ 検出手段、3は前処理フィルタ演算手段、4は推定アルゴリズム演算手段〔パラメータ $K(k)$ を推定〕、5は開路電圧演算手段〔 $V_0(k)$ を演算〕、6は開路電圧から充電率を演算する充電率推定手段、7は調整手段である。前処理フィルタ演算手段3は後記のローパスフィルタやバンドパスフィルタからなる。また、調整手段7は推定アルゴリズム演算手段4で求めた $K(k-1)$ に応じて $p(k)$ や $z_3(k)$ を補正する機能(詳細後述)を有する。なお、請求項に記載の適応デジタルフィルタ演算手段は上記前処理フィルタ演算手段3と推定アルゴリズム演算手段4を合わせた部分に相当する。

20

【0008】

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、二次電池の充電率推定装置を設けた例を示す。

図2において、10は二次電池(単に電池ともいう)、20はモータ等の負荷、30は電池の充電状態を推定する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、それぞれ電子制御ユニット30に接続される。上記の電子制御ユニット30は前記図1の前処理フィルタ演算手段3、推定アルゴリズム演算手段4、開路電圧演算手段5、充電率推定手段6および調整手段7の部分に相当する。また、電流計40は電流 $I(k)$ 検出手段2に、電圧計50は端子電圧 $V(k)$ 検出手段1に、それぞれ相当する。

30

【0009】

本発明は、通電中の二次電池の端子電圧 V と電流 I の計測データに、適応デジタルフィルタを用いて開路電圧 V_0 を推定し、公知の開路電圧 V_0 と充電率 $SO C$ の関係から充電率を推定する装置であり、二次電池の電池モデルを前記請求項1に記載の(数1)式に示すように定義し、開路電圧 V_0 を前記(数2)式で近似することで(数1)式を前記(数3)式とし、(数3)式と等価な前記(数4)式に対して適応デジタルフィルタ演算を行い、 $A(s)$ と $B(s)$ の係数パラメータを一括推定し、これらの推定値を(数1)式と等価な前記(数5)式に代入して $G_{1p}(s) \cdot V_0$ を算出し、これを開路電圧 V_0 の代用として、予め求めた開路電圧 V_0 と充電率 $SO C$ との関係に基づいて充電率を推定するものである。

40

【0010】

上記の内容を具体的に説明すると次のようになる。

まず、本実施例で用いる「電池モデル」を説明する。図3は、二次電池の等価回路モデル

50

を示す図であり、二次電池の電池モデルは下記（数13）式で示される。

【0011】

【数13】

$$V = \frac{C_1 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot s + (R_1 + R_2)}{C_1 \cdot R_1 \cdot s + 1} \cdot I + \frac{1}{C_1 \cdot R_1 \cdot s + 1} \cdot V_0 \quad \dots (\text{数13})$$

（数13）式において、モデル入力は電流 I [A]（正值は充電、負値は放電）、モデル出力は端子電圧 V [V]、 R_1 [] は電荷移動抵抗、 R_2 [] は純抵抗、 C_1 [F] は電気二重層容量、 V_0 [V] は開路電圧である。なお、 s はラプラス演算子である。本モデルは、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。このように本実施例においては、電池モデルの次数を1次にした構成を例として説明する。 10

【0012】

上記（数13）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。

（数13）式を変形すると（数14）式（=数7）になる。

【0013】

【数14】

$$V = \frac{K \cdot (T_2 \cdot s + 1)}{T_1 \cdot s + 1} \cdot I + \frac{1}{T_1 \cdot s + 1} \cdot V_0 \quad \dots (\text{数14})$$

ただし、 $T_1 = C_1 \cdot R_1$ 、 $T_2 = C_1 \cdot R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$

$K = R_1 + R_2$

上記のように、電池パラメータ $K = R_1 + R_2$ であって、これは電池モデルの内部抵抗推定値に相当する。

開路電圧 V_0 は、電流 I に可変な効率 d を乗じたものを、ある初期状態から積分したものと考えれば、（数15）式（=数2 = 数8）で書ける。 30

【0014】

【数15】

$$V_0 = \frac{d}{s} \cdot I \quad \dots (\text{数15})$$

（数15）式を（数14）式に代入すれば（数16）式になり、整理すれば（数17）式（=数9）になる。

【0015】

【数16】

$$V = \frac{K \cdot (T_2 \cdot s + 1)}{T_1 \cdot s + 1} \cdot I + \frac{1}{T_1 \cdot s + 1} \cdot \frac{d}{s} \cdot I \quad \dots (\text{数16})$$

【0016】

【数17】

$$V = \frac{K \cdot T_2 \cdot s^2 + K \cdot s + d}{T_1 \cdot s^2 + s} \cdot I \quad \dots (\text{数} 17)$$

安定なローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ を (数 17) 式の両辺に乗じて、整理すれば (数 18) 式になる。

【 0 0 1 7 】

【 数 1 8 】

$$G_{lp}(s) \cdot (T_1 \cdot s^2 + s) \cdot V = G_{lp}(s) \cdot (K \cdot T_2 \cdot s^2 + K \cdot s + d) \cdot I \quad \dots (\text{数} 18)$$

10

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 19) 式 (= 数 12) のように定義する。

【 0 0 1 8 】

【 数 1 9 】

$$\left. \begin{aligned} V_3 &= s^2 \cdot G_{lp}(s) \cdot V, & V_2 &= s \cdot G_{lp}(s) \cdot V, & V_1 &= G_{lp}(s) \cdot V \\ I_3 &= s^2 \cdot G_{lp}(s) \cdot I, & I_2 &= s \cdot G_{lp}(s) \cdot I, & I_1 &= G_{lp}(s) \cdot I \end{aligned} \right\} \quad \dots (\text{数} 19)$$

20

なお、 $G_{lp}(s)$ はローパスフィルタ、 $s \cdot G_{lp}(s)$ や $s^2 \cdot G_{lp}(s)$ はバンドパスフィルタである。

【 0 0 1 9 】

上記変数を用いて (数 18) 式を書き直せば (数 20) 式になる。

【 0 0 2 0 】

【 数 2 0 】

$$T_1 \cdot V_3 + V_2 = K \cdot T_2 \cdot I_3 + K \cdot I_2 + d \cdot I_1 \quad \dots (\text{数} 20)$$

更に変形すれば (数 21) 式になる。

【 0 0 2 1 】

【 数 2 1 】

$$V_2 = -T_1 \cdot V_3 + K \cdot T_2 \cdot I_3 + K \cdot I_2 + d \cdot I_1 = [V_3, I_3, I_2, I_1] \begin{bmatrix} -T_1 \\ K \cdot T_2 \\ K \\ d \end{bmatrix} \quad \dots (\text{数} 21)$$

40

(数 21) 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

50

応デジタルフィルタの標準形 (数 2 2) 式と一致する。

【 0 0 2 2 】

【 数 2 2 】

$$y = \omega^T \cdot \theta \quad \dots (\text{数 } 22)$$

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

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

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用いることで、未知パラメータベクトル θ を推定する。本実施例では、単純な「最小二乗法による適応デジタルフィルタ」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。

(数 2 2) 式を前提に未知パラメータベクトル θ を推定するためのパラメータ推定アルゴリズムは下記 (数 2 3) 式となる。ただし、 k 時点のパラメータ推定値を $\theta(k)$ とする。

【 0 0 2 3 】

【 数 2 3 】

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

… (数 23)

ただし、 λ_1 、 $\lambda_3(k)$ 、 γ_U 、 γ_L は初期設定値で、 $0 < \lambda_1 < 1$ 、 $0 < \lambda_3(k) < 1$ とする。 $P(0)$ は十分大きな値、 $\lambda_1(0)$ は非ゼロな十分小さな値を初期値とする。 $\text{trace}\{P\}$ は行列 P のトレースを意味する。

或る観測ノイズの環境下で推定精度を良好に保つには、適応デジタルフィルタの推定感度を調節する定数である $\lambda_3(k)$ (調整ゲイン) には上限がある。そのため、調整ゲインを予め大きく設定しておくのは、上限までのマージンが小さくなるので、観測ノイズの影響を受けて推定精度が悪化するため得策でない。また、ローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ の設定に関しては、(数 2 3) 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の応答性 (カットオフ周波数特性) を適切に設定するけれども、電池の応答特性よりは速くする。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。

【 0 0 2 4 】

なお、上記の説明では、電池モデルの次数を 1 次にした場合を例として説明したので、内

部抵抗推定値 $K = R_1 + R_2$ としたが、一般式の場合には、内部抵抗推定値は b_0 / a_0 となる。すなわち、前記(数6)式において、 a_0 、 b_0 は多項式 $A(s)$ 、 $B(s)$ の定常状態時の値を示す。定常状態ではラプラス演算子 $s = 0$ と考えられるので、前記(数1)式は、下式のように変形することが出来る。

$$V = (b_0 / a_0) I + V_0 / a_0$$

また、電池モデルの次数を1次にした場合において、一般式の(数1)式に相当する(数7)式は、 $s = 0$ とすれば下式のようになる。

$$V = K \cdot I + V_0$$

上記両式を比較すると、 $K = b_0 / a_0$ となる。前記(数14)式で説明したように、電池パラメータ $K = R_1 + R_2$ であって、これは電池モデルの内部抵抗推定値に相当するので、一般式の場合における内部抵抗推定値は b_0 / a_0 となることが判る。

10

【0025】

次に、図6は、電子制御ユニット30のマイコンが行う処理のフローチャートである。この実施例は電池モデルの次数を1次にしたものである。なお、図6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。

まず、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。電子制御ユニット30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。

20

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、端子電圧差分値 $V(k)$ を算出する。ただし、 $V(k) = V(k) - V_{ini}$

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 $V(k) = 0$ なので、推定パラメータは初期状態のままである。

【0026】

ステップS50では、内部抵抗推定値の大きさを判定する。つまりパラメータ逐次推定演算である後記ステップS100の前段として内部抵抗推定値を判定するため、前回の内部抵抗推定値 $K(k-1)$ を用いて大きさの判定を行う。 $K(k-1)$ が第1の所定値より大きい場合はステップS70へ進む。その他の場合はステップS60へ進む。ただし、ステップS50の判定で用いる第1の所定値は、ステップS60で用いる第2の所定値よりも大きい値にする。なお、ハンチングを防ぐため所定時間継続した場合に判定をしても良い。

30

【0027】

次に、ステップS60では、再び内部抵抗推定値の大きさを判定する。 $K(k-1)$ が第2の所定値より大きい場合はステップS80へ進む。その他の場合、ステップS90へ進む。なお、ハンチングを防ぐため所定時間継続した場合に判定をしても良い。

上記のように2段階の判定を行うことにより、内部抵抗推定値 $K(k-1)$ が第1の所定値よりも大きい場合にはステップS70へ、第1の所定値と第2の所定値の間の値の場合はステップS80へ、第2の所定値よりも小さい場合はステップS90へ進むことになる。ただし、第1の所定値 > 第2の所定値である。

40

【0028】

ここで、図4は、内部抵抗に対するローパスフィルタ応答性と調整ゲイン感度の相関を示す図である。内部抵抗が大きければ相対的なノイズ成分は小さいため、ローパスフィルタの応答性を速めて調整ゲインを小さく(鈍感方向に)補正する。内部抵抗が小さければ相対的なノイズ成分は大きいので、ローパスフィルタの応答性を遅くし調整ゲインを大きく(敏感方向に)補正する。

ステップS70では、内部抵抗が充分大きいので端子電圧差分値 $V(k)$ も大きく、ノ

50

イズ成分は相対的に小さいと判断する。したがって図4を参考にして、後述のステップS100における(数24)式の、ローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ の応答性を速めに設定し、(数23)式のパラメータ推定アルゴリズムの調整ゲイン $\gamma_3(k)$ を小さく(鈍感方向に)補正する。なお、(数24)式の p は $G_{lp}(s)$ の応答性を決める定数である。ステップS80では、内部抵抗が中程度(通常値)なため、端子電圧差分値 $V(k)$ も中程度で、ノイズ成分は相対的に中程度と判断する。図4を参考にしてローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ の応答性を中程度に設定し、(数23)式のパラメータ推定アルゴリズムの調整ゲイン $\gamma_3(k)$ を中程度に補正する。なお、パラメータ推定開始時は内部抵抗推定値が収束する前なので、ステップS80の設定とする。

ステップS90では、内部抵抗が小さいため、端子電圧差分値 $V(k)$ も小さく、ノイズ成分は相対的に大きいと判断する。図4を参考にしてローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ の応答性を遅めに設定し、(数23)式のパラメータ推定アルゴリズムの調整ゲイン $\gamma_3(k)$ を大きく(敏感方向に)補正する。

【0029】

ステップS100では、電流 $I(k)$ と端子電圧差分値 $V(k)$ に、(数19)式に基づきローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ 、バンドパスフィルタ $sG_{lp}(s)$ 及び $s^2G_{lp}(s)$ のフィルタ処理を施し、 I_1 、 I_2 、 I_3 、 V_2 、 V_3 を算出する。ここで、下記(数24)式の p は、 $G_{lp}(s)$ の応答性を決める定数である。

【0030】

【数24】

$$\left. \begin{aligned} G_{lp} &= \frac{p^3}{(s+p)^3} \\ V_3 &= s^2 \cdot G_{lp}(s) \cdot V, \quad V_2 = s \cdot G_{lp}(s) \cdot V, \quad V_1 = G_{lp}(s) \cdot \Delta V \\ I_3 &= s^2 \cdot G_{lp}(s) \cdot I, \quad I_2 = s \cdot G_{lp}(s) \cdot I, \quad I_1 = G_{lp}(s) \cdot I \end{aligned} \right\} \dots (\text{数24})$$

実際のフィルタ処理演算は、連続時間系で記述された伝達関数をタスティン近似等で離散時間化し、下記(数25)式に示すような漸化式でフィルタ処理を行う。係数 $\alpha_0 \sim \alpha_3$ 、 $\beta_1 \sim \beta_3$ は $G_{lp}(s)$ を離散時間化した際の定数である。

【0031】

【数25】

$$\begin{aligned} V_1(k) &= \alpha_0 \cdot \Delta V(k) + \alpha_1 \cdot \Delta V(k-1) + \alpha_2 \cdot \Delta V(k-2) \\ &\quad + \alpha_3 \cdot \Delta V(k-3) \\ &\quad + \beta_1 \cdot V_1(k-1) + \beta_2 \cdot V_1(k-2) + \beta_3 \cdot V_1(k-3) \end{aligned} \dots (\text{数25})$$

ステップS110では、ステップS100で算出した $I_1(k)$ 、 $I_2(k)$ 、 $I_3(k)$ 、 $V_2(k)$ 、 $V_3(k)$ を(数23)式に代入する。そしてパラメータ推定アルゴリズム(適応デジタルフィルタ演算)である(数23)式を行い、パラメータ推定値 (k) を算出する。

ただし、 $y = V_2$ 、 $T = [V_3, I_3, I_2, I_1]$ 、
 $T = [-T_1, K \cdot T_2, K, d]$

10

20

30

40

50

ステップ S 1 2 0 では、ステップ S 1 1 0 で算出したパラメータ推定値 (k) の中から T_1 、 $K \cdot T_2$ 、 K を用い、前記 (数 1 4) 式と等価な下記 (数 2 6) 式に基づき $G_{1p}(s) \cdot V_0$ を算出し、これを開路電圧 V_0 の代用とする。開路電圧 V_0 は変化が緩やかなので、 $G_{1p}(s) \cdot V_0$ 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 $V_0(k)$ である。

【 0 0 3 2 】

【 数 2 6 】

$$\begin{aligned} G_{1p}(s) \cdot V_0 &= G_{1p}(s) \cdot \{(T_1 \cdot s + 1) \cdot V - K \cdot (T_2 \cdot s + 1) \cdot I\} \\ &= V_1 + T_1 \cdot V_2 - K \cdot T_2 \cdot I_2 - K \cdot I_1 \quad \dots (数 26) \end{aligned}$$

10

ステップ S 1 3 0 では、ステップ S 1 2 0 で算出した $V_0(k)$ はパラメータ推定アルゴリズム開始時からの開路電圧の変化分であるから、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 2 7) 式で算出する。

【 0 0 3 3 】

【 数 2 7 】

$$V_0(k) = \Delta V_0(k) + V_ini \quad \dots (数 27)$$

20

ステップ S 1 4 0 では、図 5 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 S 1 3 0 で算出した $V_0(k)$ から充電率 SOC(k) を算出する。

なお、図 5 の V_L は SOC = 0 % に、 V_H は SOC = 100 % に相当する開路電圧である。

ステップ S 1 5 0 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。

【 0 0 3 4 】

なお、ステップ S 5 0 およびステップ S 6 0 においては、判定の際に内部抵抗推定値 $K(k-1)$ を用いているが、推定演算開始から推定値が収束する前は、電流 $I(k)$ と電圧差分値 $V(k)$ から内部抵抗の目安として $V(k)/I(k)$ で代用しても良い。また、フィルタ処理後の電流 $I_1(k-1)$ とフィルタ処理後の電圧差分値 $V_1(k-1)$ から、内部抵抗の目安として $V_1(k-1)/I_1(k-1)$ で代用しても良い。

30

ここで $(k-1)$ なのは、ステップ S 5 0 およびステップ S 6 0 がステップ S 1 0 0 におけるフィルタ処理前なので、前回のステップ S 1 0 0 で演算した値を用いるためである。また、(数 2 4) 式で $V_1 = G_{1p}(s) \cdot V$ とし、 $V_1(k-1)$ は差分が含まれているものと定義しているので、電圧差分値は $V_1(k-1)$ としている。

上記のごとき値を内部抵抗の目安として用いることにより、推定演算開始から推定値が収束する前においても電圧変化の大きさに依らず適応デジタルフィルタで逐次推定されるパラメータの精度を良好にできる。

40

【 0 0 3 5 】

次に、本出願人が先に出願した特願 2 0 0 1 - 3 8 4 6 0 6 号 (未公開) との関係について説明する。本発明は上記先行出願をさらに改良したものである。上記先行出願においては、通電中の二次電池 (鉛蓄電池やリチウムイオン電池等の充放電可能な電池) の端子電圧と電流に、適応デジタルフィルタを用いて開路電圧 (通電遮断時の端子電圧、起電力) を推定 (パラメータ同定) し、予め計測された電池の充電率と開路電圧の関係に、前記開路電圧推定値を照合して、充電率を推定する方法である。

具体的には、端子電圧 V と電流 I の関係を、開路電圧 V_0 および過渡項 T_1 、および $K \cdot T_2$ 、内部抵抗 K を用いて、(数 2 8) 式 (= 数 7) の電池モデルで表す。

50

【 0 0 3 6 】

【 数 2 8 】

$$V = \frac{K \cdot (T_2 \cdot s + 1)}{T_1 \cdot s + 1} \cdot I + \frac{1}{T_1 \cdot s + 1} \cdot V_0$$

$$= \frac{K \cdot T_2}{T_1} \cdot I + \frac{K - \frac{K \cdot T_2}{T_1}}{T_1 \cdot s + 1} \cdot I + \frac{1}{T_1 \cdot s + 1} \cdot V_0 \quad \dots (\text{数 } 28)$$

10

(数 28) 式に示す電池モデルにおいて、開路電圧 V_0 は初期状態からの電流 I の積分値に比例すると考えて、(数 29) 式 (= 数 2) のように仮定する。

【 0 0 3 7 】

【 数 2 9 】

$$V_0 = \frac{d}{s} \cdot I \quad \dots (\text{数 } 29)$$

20

(数 29) 式を (数 28) 式に代入して変形すれば (数 30) 式 (= 数 9) になり、オフセット項である開路電圧 V_0 を含まない。

【 0 0 3 8 】

【 数 3 0 】

$$V = \frac{K \cdot T_2 \cdot s^2 + K \cdot s + d}{T_1 \cdot s^2 + s} \cdot I \quad \dots (\text{数 } 30)$$

30

(数 30) 式を変形し、両辺に安定なローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ を乗じれば、下記 (数 31) 式になる。

【 0 0 3 9 】

【 数 3 1 】

$$(T_1 \cdot s^2 + s) \cdot G_{lp}(s) \cdot V = (K \cdot T_2 \cdot s^2 + K \cdot s + d) \cdot G_{lp}(s) \cdot I$$

$$\dots (\text{数 } 31)$$

40

二次電池の電流 I と端子電圧 V の計測データで、(数 31) 式に公知の適応デジタルフィルタ演算 (逐次型のモデルパラメータ同定アルゴリズム) を行い、式中のパラメータ (変数 d 、過渡項 T_1 および $K \cdot T$ 、内部抵抗 K) を一括推定することを特徴とする。

推定したパラメータ (過渡項 T_1 および $K \cdot T_2$ 、内部抵抗 K) と電流 I と端子電圧 V を、(数 28) 式と等価な下記 (数 32) 式に代入し、 $G_{lp}(s) \cdot V_0$ を開路電圧 V_0 として算出する。なお、 s はラプラス演算子、 $G_{lp}(s)$ は二次以上の安定なローパスフィルタである。

【 0 0 4 0 】

【 数 3 2 】

$$G_{lp}(s) \cdot V_0 = G_{lp}(s) \cdot \{(T_1 \cdot s + 1) \cdot V - K \cdot (T_2 \cdot s + 1) \cdot I\}$$

… (数 32)

適応デジタルフィルタでのパラメータ推定アルゴリズムにおいて、推定精度が観測ノイズの影響を受けないように、観測ノイズを除去するためには $G_{lp}(s)$ の応答性をかなり遅く設定する必要がある。ただし、電池の応答特性（時定数 T_1 の概略値は既知）よりも速い特性でないと、電池モデルの各パラメータを精度良く推定できないので、電池の応答特性よりは速く設定する。なお、上記の数式中で過渡項 $K \cdot T_2$ を 2 つの変数の積で表記しているが、 $K \cdot T_2$ で 1 つの変数である。

10

【0041】

上記の先行出願では、リアルタイムな電流と電圧の計測値から観測ノイズの程度を判断するのは困難なので、ノイズの最大値を予め考慮してローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ の応答性を一定値に設定する必要がある。それに合わせて適応デジタルフィルタでのパラメータ推定アルゴリズムに用いる調整ゲインも一定値に設定している。適応デジタルフィルタへの入力の振幅が小さい場合は、観測ノイズに備えてフィルタ処理しているため、信号成分が更に小さくなってしまい、推定精度が悪化する。しかし、上記先行出願では、調整ゲインを一定値に設定するという構成になっていたため、適応デジタルフィルタの入力である電流と電圧の振幅が継続して小さい場合は、調整ゲインが不足して推定パラメータの精度が悪化する可能性がある。なお、或る観測ノイズの環境下で推定精度を良好に保つには調整ゲインには上限がある。そのため、調整ゲインを予め大きく設定しておくのは、上限までのマージンが小さくなるので、観測ノイズの影響を受けて推定精度が悪化するため得策でない。

20

【0042】

また、電流（または電流の変化率）の振幅が所定時間以上継続して所定値より小さい場合に、推定アルゴリズム演算手段におけるパラメータ推定アルゴリズムの調整ゲインを感度大に補正することも考えられるが、ローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ の応答性を一定に設定した場合には、電流変化が小さくても内部抵抗が大きく電圧変化が大きい場合であっても、ローパスフィルタの応答性が一定であるがために不必要に信号がなまされてしまい、パラメータの推定精度が悪化するという問題が残る。なお、電池の内部抵抗値は温度に応じて変化する特性がある。

30

【0043】

また、電流変化に加えて電圧変化の振幅も小さい場合は、適応デジタルフィルタの推定感度を調節する定数を補正する構成も考えられるが、電池充放電中における電流と電圧は連続的に変化するため、その大小を判定して適応デジタルフィルタの推定感度を調節する定数を補正するのは現実性に乏しい。

【0044】

本発明は、上記の先行出願と同様の効果が得られる他に、次のごとき特別の効果が得られる。すなわち、請求項 1 においては、定常項推定値 b_0 / a_0 （内部抵抗に相当）で電圧変化の大きさの目安にし、定常項推定値 b_0 / a_0 の値に応じて、ローパスフィルタの応答性のみ、またはローパスフィルタの応答性と適応デジタルフィルタの推定感度とを補正する構成であるために、電圧変化の大きさに依らず適応デジタルフィルタで逐次推定されるパラメータの精度を良好にできるという効果がある。

40

【0045】

また、請求項 2、請求項 3 においては、電池モデルを 1 次とすることにより、適応デジタルフィルタにおけるパラメータ推定アルゴリズムの演算を容易に行うことが出来る。

また、請求項 4、請求項 5 のように、定常項推定値が通常より大の範囲、通常値、通常値

50

より小の範囲に別け、それらに応じてローパスフィルタ $G_{lp}(s)$ の応答性と適応デジタルフィルタの推定感度を補正することにより、電圧変化の大きさに依らず適応デジタルフィルタで逐次推定されるパラメータの精度を的確に向上させることができる。

また、請求項 7、請求項 8 においては、内部抵抗の目安として $V(k)/I(k)$ 、または $V_1(k-1)/I_1(k-1)$ を用いることにより、推定演算開始から推定値が収束する前においても電圧変化の大きさに依らず適応デジタルフィルタで逐次推定されるパラメータの精度を良好にできる。

【0046】

以下、実際の測定例によって本発明の効果を説明する。

図 7 は、本発明の実施例における特性、図 8 は前記先行出願において電流が通常値の場合の特性を示す図である。 10

図 7 および図 8 は、(数 7) 式の電池モデルのパラメータを、温度 0 相当の値から温度 25 相当の値に、時間 400 s を境にステップ的に切り替えた場合に、適応デジタルフィルタでパラメータ推定したシミュレーション結果を示す図である。これらの図は、電池パラメータが急激に変化したとしても、適応デジタルフィルタでパラメータ推定できることを示すための一例である。

【0047】

図 8 の特性は、前記先行出願において電流変化の振幅が通常より過小の場合であり、適応デジタルフィルタの推定感度を調節する定数は補正するが、ローパスフィルタの応答性と補正後の前記定数は一定値の場合である。温度 0 と 25 では内部抵抗に差があり、電圧変化の振幅が異なるため、電圧変化に対する相対的なノイズ成分は温度 25 の方が大きく、適応デジタルフィルタには不利である。そのため、温度 25 では過渡項 T_1 、 $K \cdot T_2$ の真値への収束性が悪い(図中 1 2)。これは、ローパスフィルタの応答性と適応デジタルフィルタの推定感度を調節する定数の設定を、ノイズに対して有利な場合(温度 0)と不利な場合(温度 25)とで調整できないからである。 20

【0048】

図 7 は、本発明の前記実施例で電流変化の振幅が通常より過小の場合である。前述の通り、温度 0 と 25 では内部抵抗に差があり電圧変化の振幅が異なるため、電圧変化に対する相対的なノイズ成分は温度 25 の方が大きく、適応デジタルフィルタには不利である。しかしながら、内部抵抗 K の値に応じて、少なくともローパスフィルタの応答性、またはローパスフィルタの応答性と適応デジタルフィルタの推定感度を調節する定数を補正するという構成のため、内部抵抗が小さい温度 25 でも、過渡項 T_1 、 $K \cdot T_2$ の真値への収束性が非常に良い(図中 1 2)と言う効果がある。 30

【0049】

また、図 4 に示したように、内部抵抗が大きければ相対的なノイズ成分は小さいため、少なくともローパスフィルタの応答性を速め、または適応デジタルフィルタの推定感度を調節する定数を小さく(鈍感方向に)補正し、内部抵抗が小さければ相対的なノイズ成分は大きいので、少なくともローパスフィルタの応答性を遅く、または前記定数を大きく(敏感方向に)補正すると言う構成であるため、内部抵抗が大きい場合は、ローパスフィルタによる適切なノイズ除去と適応デジタルフィルタへのノイズの影響低減が得られ、内部抵抗が小さい場合は、ローパスフィルタにおいて、より強いノイズ除去と適応デジタルフィルタでの推定感度向上が得られる。図 8 において、過渡項 T_1 、 $K \cdot T_2$ の真値への収束性が非常に良い(図中 1 2)のは、温度 0 での内部抵抗は大きく相対的なノイズ成分が小さいので、ローパスフィルタの応答性を速く、適応デジタルフィルタの推定感度を調節する定数を小さく補正し、温度 25 での内部抵抗は小さく相対的なノイズ成分が大きいので、ローパスフィルタの応答性を遅く、前記定数を大きく補正しているためである。 40

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の一実施例を機能ブロックで表した図。

【図 2】実施例の具体的な構成を示すブロック図。 50

【図3】二次電池の等価回路モデルを示す図。

【図4】内部抵抗に対するローパスフィルタ応答性と調整ゲイン感度の相関を示す図。

【図5】開路電圧と充電率の相関マップ。

【図6】実施例における処理のフローチャート。

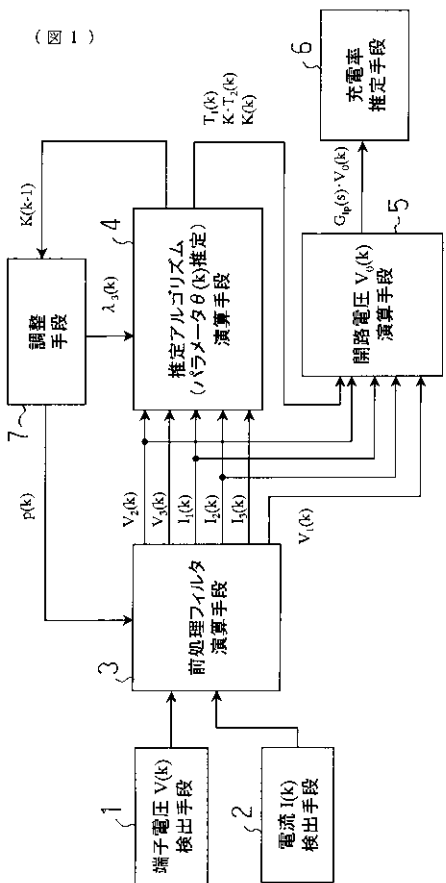
【図7】実施例において、電流変化の振幅が通常より過小の場合に、電流 I と端子電圧 V を適応デジタルフィルタに入力して各パラメータを推定した結果を示す図。

【図8】先行出願において、電流変化の振幅が通常より過小の場合に、電流 I と端子電圧 V を適応デジタルフィルタに入力して各パラメータを推定した結果を示す図。

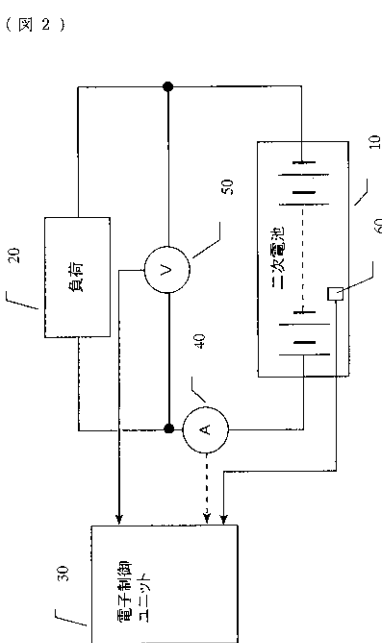
【符号の説明】

- 1 ... 端子電圧 V (k) 検出手段
- 2 ... 電流 I (k) 検出手段
- 3 ... 前処理フィルタ演算手段
- 4 ... 推定アルゴリズム演算手段〔パラメータ (k) を推定〕
- 5 ... 開路電圧演算手段〔 V₀ (k) を演算〕
- 6 ... 充電率推定手段
- 7 ... 調整手段
- 10 ... 二次電池
- 20 ... 負荷
- 30 ... 電子制御ユニット
- 40 ... 電流計
- 50 ... 電圧計
- 60 ... 温度計

【図1】

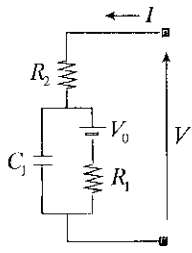


【図2】



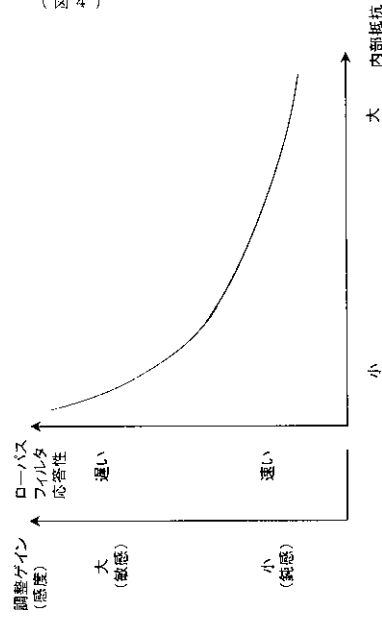
【図3】

(図3)



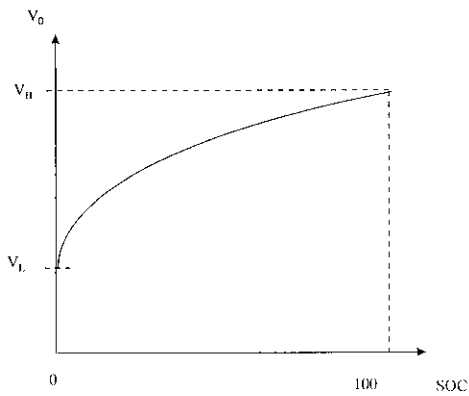
【図4】

(図4)



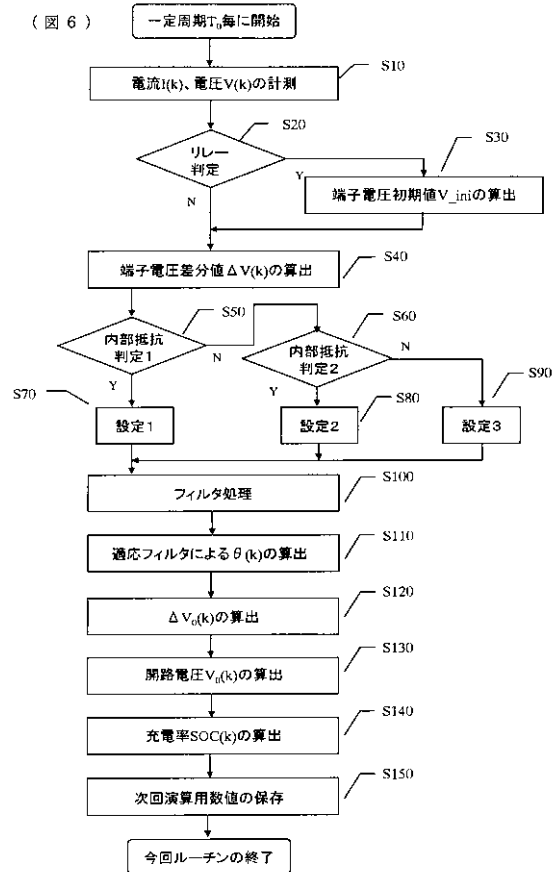
【図5】

(図5)



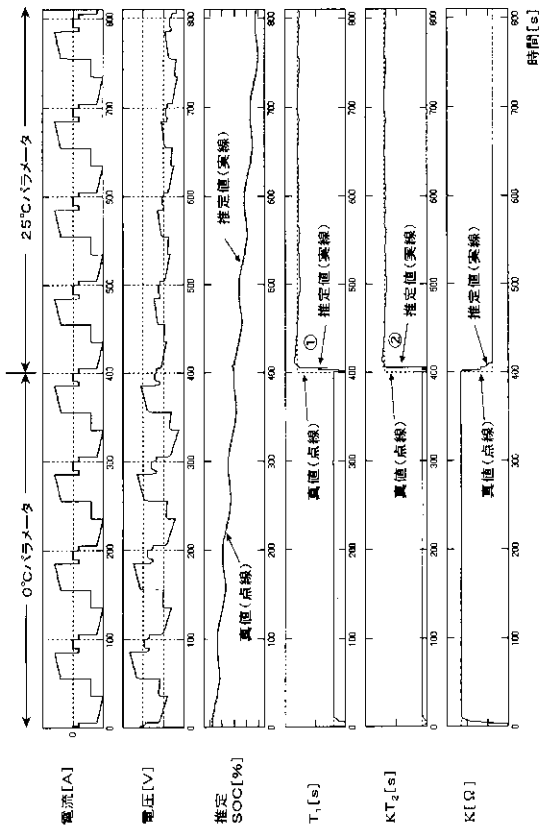
【図6】

(図6)



【 図 7 】

(図 7)



【 図 8 】

(図 8)

