

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3554360号
(P3554360)

(45) 発行日 平成16年8月18日(2004.8.18)

(24) 登録日 平成16年5月14日(2004.5.14)

(51) Int. Cl.⁷

F I

HO 1 M 10/44

HO 1 M 10/44

Q

HO 2 J 7/10

HO 2 J 7/10

B

請求項の数 2 (全 8 頁)

<p>(21) 出願番号 特願平6-98736 (22) 出願日 平成6年5月12日(1994.5.12) (65) 公開番号 特開平7-307166 (43) 公開日 平成7年11月21日(1995.11.21) 審査請求日 平成12年11月17日(2000.11.17)</p> <p>前置審査</p>	<p>(73) 特許権者 000003539 東芝電池株式会社 東京都品川区南品川3丁目4番10号</p> <p>(74) 代理人 100058479 弁理士 鈴江 武彦</p> <p>(72) 発明者 石垣 俊典 東京都品川区南品川3丁目4番10号 東芝電池株式会社内</p> <p>審査官 天野 斉</p> <p>(56) 参考文献 特開平06-078471 (JP, A) 特開平06-054459 (JP, A)</p> <p style="text-align: right;">最終頁に続く</p>
---	--

(54) 【発明の名称】 二次電池の充電装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

二次電池に印加する充電電圧を定電圧制御する機能を有する二次電池の充電装置において

前記充電電圧を検出して該充電電圧に対応する充電電圧検出信号を出力する充電電圧検出手段と、

前記充電電圧検出信号に前記充電電圧の設定値からの誤差に応じたバイアス信号を加算するバイアス加算手段と、

前記バイアス加算手段の出力信号に基づいて前記充電電圧を前記設定値に維持されるように制御する制御手段とを具備することを特徴とする二次電池の充電装置。

10

【請求項2】

前記バイアス加算手段は、前記充電電圧検出手段の出力端に一端が接続された複数個のバイアス抵抗と、これらのバイアス抵抗の他端の電位を前記充電電圧の設定値からの誤差に応じて選択的に二値的に変化させる手段とを有することを特徴とする請求項1に記載の二次電池の充電装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】

本発明は二次電池の充電装置に係り、特にリチウムイオン二次電池(非水電解質二次電池)の急速充電に適した二次電池の充電装置に関する。

20

【 0 0 0 2 】

【 従来 の 技 術 】

図 3 に、非水電解質二次電池の急速充電時における充電電流 I と電池電圧 V_B の特性の一例を示す。同図に示されるように、充電開始時点から例えば 1 時間の期間 T_1 は充電電流 I として 1.0 A の定電流を流す。この定電流制御期間 T_1 において、電池に印加する電圧（以下、充電電圧という） V_B は徐々に上昇し、1 時間後には 8.5 V となる。この後、例えば 3 時間の期間 T_2 にわたり充電電圧 V_B は 8.5 V に定電圧制御される。この定電圧制御期間 T_2 においては、充電電流 I は定電流制御されず、徐々に減少する。

【 0 0 0 3 】

ところで、このような急速充電器における定電流制御および定電圧制御は、一般にパルス幅制御方式により実現される。パルス幅制御方式は、充電電流または充電電圧の誤差に応じたパルス幅のパルスを用いて、充電路に直列に挿入したスイッチングトランジスタのオン幅（パルス幅）を制御する方式である。

10

【 0 0 0 4 】

このパルス幅制御方式では、特に定電圧制御の精度が問題となる。すなわち、充電器の入力直流電圧（例えば +12 V）の変動、温度変化や充電電流の変化によるスイッチングトランジスタ、ダイオード、抵抗、パルス幅制御回路などの特性変動、経年変化による特性変化など、全てが充電電圧の変動となる。例えば、上述した充電電圧 V_B を 8.4 V に定電圧制御する場合を例にとると、これらの要因による変動は $\pm 2\%$ で、 ± 168 mV であり、8.232 ~ 8.568 V の範囲で変動する。図 3 に示した急速充電特性の非水電解質二次電池の場合、4.2 V / 単セル、8.4 V / 2 直セルの充電電圧の変動を ± 20 mV ~ ± 60 mV という範囲に精度よく抑えることが必要であるが、従来の急速充電器ではそれが困難であった。

20

【 0 0 0 5 】

一方、非水電界質二次電池の特性として、印加電圧、すなわち充電電圧の最大値が厳しく制限される。電池への過電圧の印加は、電池内の非水電解質の分解によるガス発生の原因となり、また電池寿命を縮めるからである。このため、充電電圧が過電圧とならないように、上述の例では充電電圧の設定値を 8.232 V として、最大の場合で 8.4 V となるようにする必要があった。この場合、充電電圧が平均的に 8.4 V よりかなり低くなるため、電池の特性上、充電容量が十分にとれなくなるという問題が生じる。具体的には概略、単セル当たり 100 mV 充電電圧が低いと、充電容量は約 10% の減少という犠牲を強いられる。

30

【 0 0 0 6 】

【 発 明 が 解 決 し よ う と す る 課 題 】

上述したように、従来の非水電解質二次電池に使用される急速充電器のように定電圧制御を行う必要のある急速充電器では、十分に高精度の定電圧制御を行うことが難しく、充電電圧の設定値を大きくとると過電圧の印加により電池寿命を損ねる結果となり、また設定値を小さくすると充電容量が十分にとれないという問題があった。

【 0 0 0 7 】

本発明は、このような従来の急速充電器の問題点を解消するためになされたもので、高精度の定電圧制御を可能とした二次電池の充電装置を提供することを目的とする。

40

【 0 0 0 8 】

【 課 題 を 解 決 す る た め の 手 段 】

上記の課題を解決するため、本発明は二次電池に印加する充電電圧を定電圧制御する機能を有する二次電池の充電装置において、充電電圧を検出して該充電電圧に対応する充電電圧検出信号を出力する充電電圧検出手段と、この充電電圧検出手段から出力される充電電圧検出信号に充電電圧の設定値からの誤差に応じたバイアス信号を加算するバイアス加算手段と、このバイアス加算手段の出力信号に基づいて充電電圧を前記設定値に維持されるように制御する制御手段とを具備することを特徴とする。

【 0 0 0 9 】

50

また、バイアス加算手段は、例えば充電電圧検出手段の出力端に一端が接続された複数個のバイアス抵抗と、これらのバイアス抵抗の他端の電位を充電電圧の誤差に応じて選択的に二値的に変化させる手段とにより構成される。

【0010】

【作用】

このように本発明の充電装置では、充電電圧の誤差、つまり設定値に対するずれに応じたバイアス信号を充電電圧検出信号に加算して微調整し、その加算した後の信号に基づいて充電電圧を制御することにより、充電電圧検出信号をそのまま制御に使用する従来の急速充電器と比較して、充電電圧の定電圧制御が格段に高精度に行われる。

従って、充電電圧の設定値を比較的大きくとっても、充電電圧が過電圧となって電池寿命を損ねることがなく、充電容量も十分に確保される。

10

【0011】

【実施例】

以下、図面を参照して本発明の実施例を説明する。

図1は、本発明の一実施例に係る二次電池の充電装置の回路構成図である。同図において、電池パック1は非水電解質二次電池のような二次電池2（以下、単に電池という）と、この電池2の近傍に配置された温度測定用のサーミスタ3を筐体内に設けたものである。図1は、この電池パック1が充電装置4にセットされた状態を示している。なお、電池パック1が組み込まれた携帯電話機その他の機器を充電装置4にセットするようにしてもよい。

20

【0012】

充電装置4は、次のように構成されている。充電装置4には、外部の直流電源から例えば+12Vの直流電圧が入力され、ノイズ除去のためのフィルタ5を通り、平滑コンデンサ6で平滑される。また、フィルタ5から出力される直流電圧は、レギュレータ7で+5Vに高精度に安定化された後、マイクロコントローラ8に供給される。

【0013】

さらに、フィルタ5の+側出力端子はパワーMOSトランジスタからなるスイッチングトランジスタ9の一端に接続される。このスイッチングトランジスタ9は、PWM（パルス幅変調）回路10の出力端子Dからのパルス信号によってスイッチング制御される。スイッチングトランジスタ9によりスイッチングされた電圧は、ダイオード11、チョークコイル12および平滑コンデンサ13により平滑された後、逆流防止用ダイオード14を介して電池2の+側端子に充電電圧VBとして供給される。

30

【0014】

電池2の-側端子とフィルタ5の-側出力端子との間には、充電電流検出用抵抗15が接続されている。また、ダイオード11、チョークコイル12およびコンデンサ13からなる平滑回路の出力端子とフィルタ5の-側出力端子との間には、二つの充電電圧検出用抵抗16, 17が直列に接続されている。抵抗15の端子電圧、すなわち充電電流に比例した電圧と、抵抗16, 17の接続点Aの電圧、すなわち充電電圧に比例した電圧は、ダイオード18, 19をそれぞれ介してPWM回路10の入力端子Fに入力される。PWM回路10の接地端子Gはフィルタ5の-側端子に接続され、起動端子Sはマイクロコントローラ8のポートP0に接続されている。PWM回路10は、起動端子Sに“H”レベルの信号が入力されることにより起動され、入力端子Fに入力される電圧に反比例したパルス幅のパルス信号を出力端子Dから出力する。

40

【0015】

マイクロコントローラ8には、さらに充電電圧VBと、サーミスタ3と一端が電源Vc (+5V)に接続された抵抗20との接続点の電圧（以下、これをサーミスタ電圧という）Vtも入力されている。また、マイクロコントローラ8には抵抗22を介してLED23が接続されている。LED23は、マイクロコントローラ8により制御され、電池2の充電中点灯する。

【0016】

50

また、充電電圧検出用抵抗 16, 17 の接続点 A はマイクロコントローラ 8 のポート P 1 に接続されるとともに、バイアス用抵抗 21a ~ 21d の一端に接続され、バイアス用抵抗 21a ~ 21d の他端はマイクロコントローラ 8 のポート P 2 ~ P 5 に接続されている。バイアス用抵抗 21a ~ 21d は、その各他端の電位がポート P 1 ~ P 5 によって選択的に二値レベル（“H”レベル, “L”レベル）に制御されることにより、A 点から得られる充電電圧検出信号にバイアス信号を加算するものである。

【0017】

マイクロコントローラ 8 は、マイクロコンピュータを主体として構成されたものである。図 2 に、マイクロコントローラ 8 のうち本発明における充電電圧の定電圧制御に関する主要部の構成を示す。

10

【0018】

図 2 において、充電電圧 V_B は A/D 変換器 31 によりデジタル値に変換される。なお、A/D 変換器 31 には基準電圧としてレギュレータ 7 から出力される +5V が与えられている。A/D 変換器 31 の出力デジタル値は、電圧判定部 32 に入力される。電圧判定部 32 は、A/D 変換器 31 の出力デジタル値から充電電圧 V_B を後述するようにして判定するものである。スイッチング制御回路 33 は、この電圧判定部 32 の判定結果に基づいて、ポート P 1 ~ P 5 および P 0 と接地端との間に接続されたスイッチ 34a ~ 34e および 34f を制御する。この場合、スイッチ 34a ~ 34e の制御によって A 点の電圧、すなわち充電電圧検出信号に充電電圧に応じた適切なバイアス信号が加算され、このバイアス信号の加算により以下に説明するように高精度の定電圧制御が可能となる。

20

【0019】

次に、本実施例における充電動作を説明する。

電池パック 1 を充電装置 4 にセットすると、マイクロコントローラ 8 はサーミスタ電圧 V_t が $V_{cc} = +5V$ から例えば 2.5V（電池 2 の温度が 20 のときに相当する値）に変化することにより、電池パック 1 がセットされたことを認識する。また、マイクロコントローラ 8 は A/D 変換器 32 の出力デジタル値から電池電圧 V_B が 5.0V V_B 8.6V であるか否かを電圧判定部 33 でチェックし、この範囲に V_B が入っていれば電池 2 は正常であると判断して、スイッチ制御回路 33 によりスイッチ 34f をオフとして、ポート P 0 を “L” レベルから “H” レベルに反転させる。

30

【0020】

これにより PWM 回路 10 が起動され、PWM 回路 10 は入力端子 F に入力される電圧に反比例したパルス幅のパルスを出力端子 D から出力し、スイッチングトランジスタ 9 のゲートにスイッチングパルスとして与える。このスイッチングパルスによりスイッチングトランジスタ 9 がオンすると、フィルタ 5 から出力される直流電圧はスイッチングトランジスタ 9 を通り、ダイオード 11、チョークコイル 12 およびコンデンサ 13 により平滑された後、逆流防止用ダイオード 14 を介して電池 2 の + 側端子に充電電圧 V_B として供給されることにより、充電が行われる。

【0021】

このとき充電電流は充電電流検出用抵抗 15 を流れ、この抵抗 15 の端子電圧（充電電流に対応した電圧）がダイオード 18 を介して PWM 回路 10 の入力端子 F に供給される。ここで、充電電流が規定値、例えば 1.0A より大きいときは、入力端子 F が高電位となってスイッチングパルスのパルス幅（オン幅）が狭くなることにより、充電電流を減少させ、逆に充電電流が 1.0A より小さいときは、入力端子 F が低電位となってスイッチングパルスのパルス幅（オン幅）が広くなることにより、充電電流を増加させるようにフィードバック系が構成される。すなわち、充電電流が 1.0A で安定化するように定電流制御が行われる。これが図 3 に示す定電流制御期間 T1 である。この定電流制御期間 T1 では、図 2 中に示すスイッチ 34a ~ 34e は全てオンとされ、ポート P 1 ~ P 5 が接地電位に引かれることにより、ポート P 1 ~ P 5 や充電電圧検出用抵抗 16, 17 による充電電圧検出結果が充電電圧の定電圧制御のためのフィードバック系に影響を与えないように

40

50

している。

【0022】

ここで、この定電流制御期間 T_1 において、従来ではマイクロコントローラ 8 は充電電圧 V_B を常に 8.4 V 以下か否かをチェックし、 V_B が 8.4 V 以下になるとポート P 1 を“H”レベルとして抵抗 16, 17 の A 点に得られる充電電圧制御信号を PWM 回路 10 の入力端子 F に与えることにより、 $V_B = 8.4 V$ となるように定電圧制御を行っていた。

【0023】

これに対し、本実施例では定電流制御期間 T_1 においてマイクロコントローラ 8 は充電電圧 V_B を A/D 変換器 31 を介して取り込み、電圧判定部 32 で充電電圧 V_B が設定値である 8.38 V になったことを認識すると、充電電圧 V_B を 8.38 V 一定となるように定電圧制御を行うべく、スイッチ制御回路 33 によりスイッチ 34 a をオフとし、ポート P 1 を“L”レベルから“H”レベルに反転させる。この場合、通常はスイッチ 34 b, 34 c をオン、スイッチ 34 d, 34 e をオフとして、ポート P 1, P 2 を“L”レベル、ポート P 3, P 4 を“H”レベルとする。なお、ポート P 2, P 3, P 4, P 5 に接続されたバイアス抵抗 21 a, 21 b, 21 c, 21 d の値は、それに接続されたポートが“L”レベルとなると 10 mV ずつ増加するように、抵抗 16, 17 の値と関連付けて設定されている。

【0024】

ここで、充電電圧 V_B が設定値である 8.38 V を維持していれば、マイクロコントローラ 8 はポート P 1, P 2, P 3, P 4 の状態をそのまま保つが、もし 8.40 V 以上になればポート P 2 を“L”レベルから“H”レベルに変化させる。これにより充電電圧 V_B は 10 mV 減少するが、それでもまだ 8.40 V 以上であればさらにポート P 3 も“H”レベルとして、 V_B をさらに 10 mV 減少させる。

【0025】

一方、充電電圧 V_B が 8.36 V 以下になればポート P 4 を“H”レベルから“L”レベルに変化させる。これにより充電電圧 V_B は 10 mV 増加するが、それでもまだ 8.36 V 以下であればポート P 5 も“L”レベルに変化させ、 V_B をさらに 10 mV 増加させる。

【0026】

このようにしてポート P 1 ~ P 4 の電位を充電電圧 V_B の誤差、つまり設定値からの誤差に応じて二値的に選択的に変化させることで、バイアス抵抗 21 a ~ 21 d により得られたバイアス信号を A 点に得られる充電電圧検出信号に加算することによって充電電圧 V_B を 10 mV 単位で高精度に制御することができる。すなわち、この例では充電電圧 V_B は設定値である 8.38 V を中心として 8.36 V ~ 8.40 V の範囲に保持されるように、つまり $V_B = 8.38 V \pm 20 mV$ の精度で定電圧制御される。

【0027】

なお、上記実施例では定電圧制御のためのポート P 1 ~ P 4 として 4 個のポートを設けたが、さらにポート数を増やし、それに伴いポートに接続されるバイアス抵抗の数を増やすことにより、定電圧制御のさらなる高精度化を図ると共に、充電電圧のより広い変動幅に対応できるようにすることも可能である。また、バイアス電圧の印加手段も上述した実施例に示した構成に限定されるものでなく、種々変形することが可能である。さらに、上記実施例では充電装置の入力を直流としたが、充電装置の入力部に AC/DC コンバータを設け、交流入力を可能とした充電装置にも本発明を適用することができる。

【0028】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば充電電圧検出信号に充電電圧の誤差に応じたバイアス信号を加算し、その加算した信号に基づいて充電電圧の定電圧制御を行うことにより、充電電圧検出信号をそのまま定電圧制御に使用する従来の急速充電器に比較して、定電圧制御を極めて高精度に行うことができる。従って、充電電圧が過電圧となることにより電

10

20

30

40

50

池寿命を短縮させることがなく、しかも充電容量を十分に大きくとることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例に係る二次電池の充電装置の回路構成図

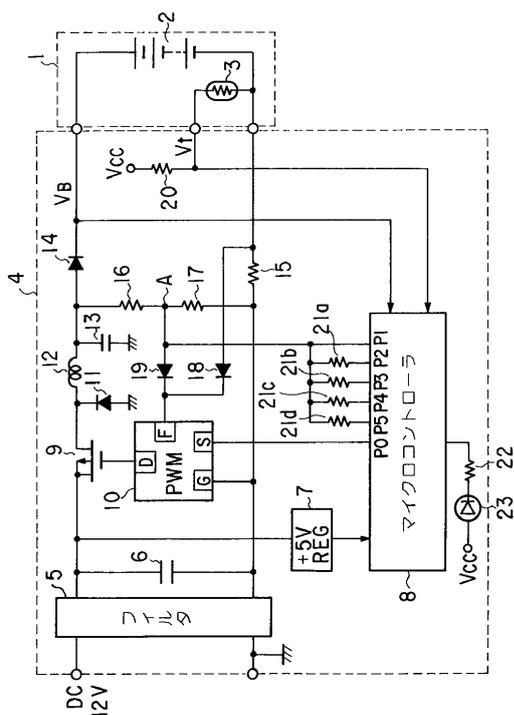
【図2】図1におけるマイクロコントローラ内の要部の構成を示す図

【図3】非水電解質二次電池に適した充電装置の急速充電特性を示す図

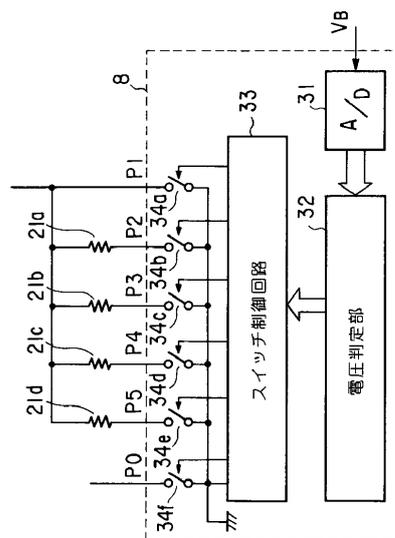
【符号の説明】

- | | |
|----------------------|----------------------|
| 1 ... 電池パック | 2 ... 二次電池 |
| 3 ... サーマスタ | 4 ... 充電装置 |
| 5 ... フィルタ | 6 ... 平滑コンデンサ |
| 7 ... レギュレータ | 8 ... マイクロコントローラ |
| 9 ... スwitchングトランジスタ | 10 ... パルス幅変調回路 |
| 11 ... 整流ダイオード | 12 ... チョークコイル |
| 13 ... 平滑コンデンサ | 14 ... 逆流防止ダイオード |
| 15 ... 充電電流検出用抵抗 | 16, 17 ... 充電電圧検出用抵抗 |
| 18, 19 ... ダイオード | 21a ~ 21d ... バイアス抵抗 |
| 22 ... 抵抗 | 23 ... LED |
| 31 ... A/D変換器 | 32 ... 電圧判定部 |
| 33 ... スwitch制御回路 | 34a ~ 34e ... スwitch |

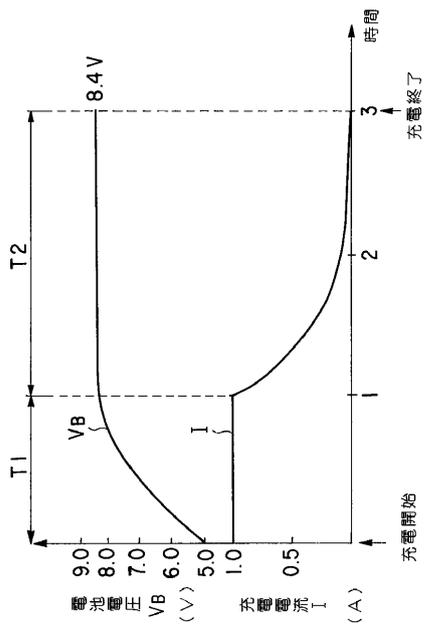
【図1】



【図2】



【 図 3 】



フロントページの続き

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H01M 10/44

H02J 7/04

H02J 7/10