

(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2012-105467

(P2012-105467A)

(43) 公開日 平成24年5月31日(2012.5.31)

(51) Int.Cl.			F I			テーマコード (参考)		
HO2J	7/10	(2006.01)	HO2J	7/10	H	5G503		
HO1M	10/44	(2006.01)	HO1M	10/44	Q	5H030		
HO1M	10/48	(2006.01)	HO1M	10/48	P			

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2010-252507 (P2010-252507)
 (22) 出願日 平成22年11月11日 (2010.11.11)

(71) 出願人 000109093
 ダイヤモンド電機株式会社
 大阪府大阪市淀川区塚本1丁目15番27号
 (72) 発明者 河野 忠司
 大阪市淀川区塚本1丁目15番27号ダイ
 ヤモンド電機株式会社内
 Fターム(参考) 5G503 BB01 CA04 FA06
 5H030 AA02 AA03 AA10 AS08 AS18
 BB02 BB09 FF42 FF43

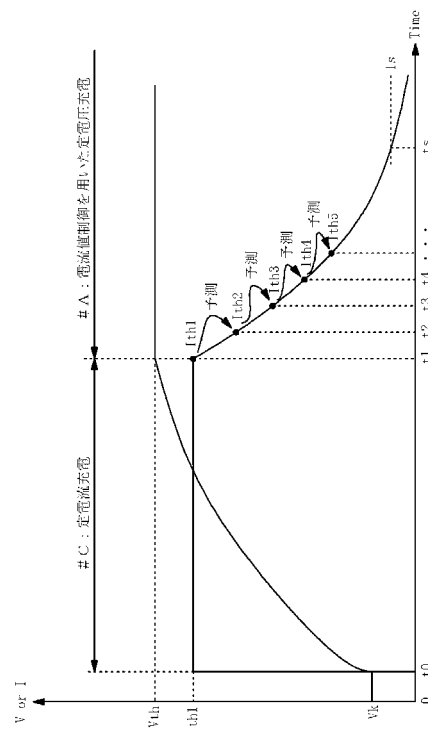
(54) 【発明の名称】 充電装置

(57) 【要約】

【課題】リプル電流の監視と抑制を可能とさせ、より正確な定電圧充電制御を実現できる充電装置を提供する。

【解決手段】ADタイミング t_1 の時点で、既に既知とされている検出電流 I_{th1} と所定の電流値算出関数とを用いて、次回に到来するADタイミング t_2 における定電圧用目標電流 I_{th2} を予測演算させる。これを順次繰返すと、バッテリーが満充電に近づくので、定電圧用目標電流 $I_{th}(t_{n+1})$ が低下してゆく。そして、充電装置では、所定の閾値 I_s に到達後($t = t_s$)、充電動作を終了させる。このとき、定電圧用目標電流 $I_{th}(t_n)$ は、ADタイミング毎のバッテリー抵抗 $R(t_n)$ と目標電圧 V_{th} とに基づいて算出されるので、出力電圧 V_{out} は、目標電圧 V_{th} へ一致させるように制御されることとなる。

【選択図】 図2



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

パワートランジスタを具備し当該パワートランジスタの動作に応じてバッテリーへ電力を出力させる半導体モジュールと、前記半導体モジュールを前記バッテリーの電極へ電氣的に接続させる複数の電源ラインと、前記電源ラインのうち少なくとも一方の電源ラインへ介挿される電流センサと、前記半導体モジュールの出力電流を多段的に調整させて定電圧充電の制御を行なう制御回路と、を備える充電装置において、

前記制御回路は、前記定電圧充電の制御を実施する際、前記出力電流を多段的に調整させるための定電圧用目標電流が所定のパラメータ及び電流値算出関数を用いて算出される目標電流算出処理と、前記定電圧用目標電流に基づいて前記出力電流を制御させる電流値制御処理と、を機能させることを特徴とする充電装置。

10

【請求項 2】

パワートランジスタを具備し当該パワートランジスタの動作に応じてバッテリーへ電力を出力させる半導体モジュールと、前記半導体モジュールを前記バッテリーの電極へ電氣的に接続させる複数の電源ラインと、前記電源ラインのうち少なくとも一方の電源ラインへ介挿される電流センサと、一端が前記電源ラインの一方へ接続され他端が前記電源ラインの他方へ接続された電圧センサと、前記半導体モジュールの出力電圧を略一定に調整させて定電圧充電の制御を行なう制御回路と、を備える充電装置において、

前記制御回路は、前記定電圧充電の制御を実施する際、前記出力電流を多段的に調整させるための定電圧用目標電流が所定のパラメータ及び電流値算出関数を用いて算出される目標電流算出処理と、前記定電圧用目標電流に基づいて前記出力電流を制御させる電流値制御処理と、を機能させることを特徴とする充電装置。

20

【請求項 3】

前記制御回路は、前記定電流充電の制御を終えた後、前記定電圧充電の制御を行なうことを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 に記載の充電装置。

【請求項 4】

前記パラメータは、前記定電圧用目標電流の算出時に既を取得されている物理量情報、及び / 又は、予め特定可能な時間情報であることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 3 に記載の充電装置。

30

【請求項 5】

前記制御回路は、前記パラメータの数値の誤差を修正させる数値修正処理を機能させることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 4 に記載の充電装置。

【請求項 6】

前記定電圧充電の目標電圧を V_{th} とし、前記出力電流の検出値のうち検出タイミング t_n の以前での検出値を検出電流 $I_{ins}(t_n - p)$ とし、前記出力電圧の検出値のうち前記検出タイミング t_n の以前での検出値を検出電圧 $V_{ins}(t_n - p)$ とし、前記検出タイミング t_n の直後の検出タイミング t_{n+1} で目標値と設定される定電圧用目標電流を $I_{th}(t_{n+1})$ とすると、

前記電流値算出関数 $f(V, I)$ は、

$$f(V, I) = I_{th}(t_{n+1}) = \{ V_{th} / V_{ins}(t_n - p) \} \cdot I_{ins}(t_n - p),$$

40

であることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 5 に記載の充電装置。

【請求項 7】

前記定電圧充電の目標電圧を V_{th} とし、前記出力電流の検出値のうち検出タイミング t_n での検出値を検出電流 $I_{ins}(n)$ とし、前記出力電圧の検出値のうち前記検出タイミング t_n での検出値を検出電圧 $V_{ins}(n)$ とし、前記検出タイミング t_n の以前での検出電圧 $V_{ins}(t_n - p)$ を前記検出タイミング t_n の以前での検出電流 $I_{ins}(n - p)$ で除算させて得られるパラメータをバッテリー抵抗 $R(n - p)$ とし、前記検出タイミング t_n の直後の検出タイミング t_{n+1} で目標値と設定される定電圧用目標電流を $I_{th}(t_{n+1})$ とすると、

50

前記電流値算出関数 $g(R)$ は、

$$g(R) = I_{th}(t_{n+1}) = V_{th} / R(t_{n-p}),$$

であることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 5 に記載の充電装置。

【請求項 8】

前記定電圧充電の目標電圧を V_{th} とし、前記出力電流の検出値のうち検出タイミング t_n での検出値を検出電流 $I_{ins}(n)$ とし、前記出力電圧の検出値のうち前記検出タイミング t_n での検出値を検出電圧 $V_{ins}(n)$ とし、前記検出タイミング t_n の以前での検出電圧 $V_{ins}(t_{n-p})$ を前記検出タイミング t_n の以前での検出電流 $I_{ins}(n-p)$ で除算させて得られるパラメータをバッテリー抵抗 $R(n-p)$ とし、所定の時間区間における複数の検出タイミング $m \sim m+k$ の各々に対応するバッテリー抵抗を $R_{ins}(m) \sim R_{ins}(m+k)$ とし、前記検出タイミング t_n の直後の検出タイミング t_{n+1} で目標値と設定される定電圧用目標電流を $I_{th}(t_{n+1})$ とすると、

前記数値修正処理で誤差修正されるパラメータは、前記複数のバッテリー抵抗 $R_{ins}(m) \sim R_{ins}(m+k)$ を対象として算出される平均値 $R_{av}(n)$ であって、

前記電流値算出関数 $h(R)$ は、

$$h(R) = I_{th}(t_{n+1}) = V_{th} / R_{av}(n),$$

であることを特徴とする請求項 5 に記載の充電装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、充電装置に関し、特に、バッテリーを定電圧制御させつつも当該バッテリーへ導入される電流値を好適制御させるものである。

【背景技術】

【0002】

充電電池は、商用電源又は高速充電装置等の一次電源から充電されることが必要とされるため、一次電源の電力変換を行なう充電装置が用いられている。当該充電装置は、商用電源を一次電源として用いる場合、交流電力を直流電力へ変換させる AC-DC コンバータによって構成され、また、直流電源を一次電源として用いる場合、DC-DC コンバータによって構成される。

【0003】

このような充電装置は、充電電池の毀損又は過充電に伴う火災事故等を防止するため、充電電池へ与える電流及び電圧の状態を監視して、これらの不具合を未然に防止させている。以下、電気自動車の充電装置を一例として、当該充電装置で行われる充電制御について説明する。

【0004】

図 17 は、電気自動車 1 の電力システム 10 が示されている。当該電力システム 10 は、車体へ設けられたプラグソケット 11 と、充電装置 12 と、メインバッテリー 13 と、インバータ 14、メインモータ 15 と、DC-DC コンバータ 16 と、サブバッテリー 17 とから構成される。

【0005】

充電装置 12 は、プラグソケット 11 から供給される商用電力（交流電力）を適宜に変換し、メインバッテリー 13 の充電を行なう。メインバッテリー 13 から出力される電力は、インバータ 14 で 3 相交流へ変換された後、メインモータ 15 で回転トルクを発生させ、車輪へ駆動力を与える。また、メインバッテリー 13 は、一般に 400V 程の出力電圧を有しており、其の出力電圧が DC-DC コンバータ 16 によって 12V ~ 14V 程度に変換され、後段のサブバッテリー 17 を充電させる。このサブバッテリー 17 は、図示されない車載電子機器（ECU、照明灯、ナビゲーションシステム、パワーウィンドウ等の各種アクチュエータ）へ電力を供給する。

【0006】

図 18 は、充電装置 12 の回路構成が示されている。当該充電装置 12 は、半導体モジ

10

20

30

40

50

ジュール12tと、半導体モジュール12tをバッテリーBmの電極へ電氣的に接続させる陽極電源ラインLH及び陰極電源ラインLLと、陽極電源ラインLHへ介挿される電流センサ(R1, 12e)と、一端が陽極電源ラインLHへ接続され他端が陰極電源ラインLLへ接続された電圧センサ(R2, R3, 12f)と、電流センサ及び電圧センサによる検出値に基づいて種々の制御を行う制御回路12gとから構成される。

【0007】

半導体モジュール12tは、図示の如く、整流回路12aと、PFC回路12bと、出力値調整回路12cとから構成される。このうち、整流回路12aは、ダイオードD1~D4がブリッジ状に配線され、入力された交流電圧の波形を全波整流させる。PFC回路12bは、リアクトルL1及びダイオードD5及びパワートランジスタTr及び平滑コンデンサCpによって構成され、制御回路12gからPWM信号So1が与えられると、パワートランジスタTrが適宜に駆動される。このとき、PFC回路12bでは、全波整流された電力について力率を略「1」に近づける制御が行われ、また、出力電圧を昇圧させる役割を担う。出力値調整回路12cは、フルブリッジ回路Fb及びトランスTI及びダイオードDv, Dw及びリアクトルL4及び平滑回路Csを具備し、制御回路12gからPWM信号So2が各々のトランジスタへ入力されると、これらの回路素子の動作に応じて、平滑回路Csでの電荷量が制御され、これにより、電源ラインLH, LLでは、出力電圧及び出力電流が適宜に制御される。

10

【0008】

制御回路12gは、メモリ回路12h及びCPU及びAD変換回路等から構成され、メモリ回路12hには、制御プログラム及び電流値・電圧値等の情報が記録されている。当該制御回路12gは、電流センサ(R1, 12e)の検出信号Si1又は電圧センサ(R2, R3, 12f)の検出信号Si2が入力されると、PWM信号を演算させるプログラムに基づいてPWM信号So1, So2を演算し、半導体モジュール12tの各パワートランジスタへ其のPWM信号を出力させる。

20

【0009】

図19(a)は、定電流充電#Cが実施される場合の制御ブロック100が示されている。このうち、目標電流設定部110及びDUTY比設定部120及びPWM信号設定部130は、定電流充電#Cに係る制御プログラムと制御回路12gの構成回路とによって実現され、コンバータ部140は、出力値調整回路12cの動作に基づく出力電流の制御を指すものである。

30

【0010】

定電流充電#Cの制御が行なわれる場合、目標電流設定部110では、外部ECUから適宜な情報が与えられ、この情報に基づいて或る目標電流Ithが設定される。その後、目標電流Ithとコンバータ部140の出力電流とが比較され、双方の電流の差分値がDUTY比設定部120へ入力される。DUTY比設定部120及びPWM信号設定部では、フルブリッジ回路Fbにおける各トランジスタでのON/OFFタイミングを決定し、当該タイミングに基づいて生成されたゲートパルスを各パワートランジスタへ出力させる。このような設定部120, 130は、例えば、フルブリッジ回路Fbの通電時間を制御させる位相制御回路によって具現化される。そして、かかるパルス信号が与えられると、コンバータ部140では、ブリッジ回路を構成するパワートランジスタが各々駆動され、バッテリーBmへ供給する出力電流が目標電流Ithに略一致するようフィードバック制御される。

40

【0011】

図19(b)に示す如く、定電圧充電#Bの制御が行なわれる場合、目標電圧設定部110では、外部ECUから適宜な情報が与えられ、この情報に基づいて或る目標電圧Vthが設定される。その後、定電流充電#Cの制御と同様にフィードバック制御が実施され、コンバータ部240では、バッテリーBmに与える出力電圧が目標電圧Vthに略一致するよう制御される。

【0012】

50

例えば、バッテリー B_m がリチウムイオンの場合、充電電圧が限界値を超えないように制御しなければ、金属リチウムの析出、発熱等の不具合を招き、バッテリーの故障又は火災事故等を招来させてしまう。このため、図 20 に示す如く、リチウムイオン電池を充電させる場合、充電装置は、定電流充電 # C を実施させ、バッテリーが目標電圧 V_{th} の近傍に到達してから、定電圧制御 # B を実施させる。そして、図示の如く、バッテリーに流れる電流が所定閾値 I_s 以下となり、其の時刻 t_s から所定時間が経過すると、バッテリーの充電を終了させる。このように、リチウムイオンの充電制御では、充電が進み満充電に近づくと定電圧充電 # B に切り替えられ、バッテリー電圧が限界値を超えないように制御される。

【0013】

また、特開 2001-186684 号公報（特許文献 1）では、多段式の定電流制御を行なう充電装置が紹介されている。かかる充電装置は、通常の定電流充電 # C の制御が実施された後、多段式の定電流充電 # E に切換えられる。多段式定電流充電 # E では、設定された目標電流 I_{th1} となるように定電流充電を実施させ、バッテリー電圧が目標電圧 V_{th} へ到達する毎に、目標電流 I_{th} (I_{th2} I_{th3} I_{th4} ...) を徐々に低下させてゆく。

10

【先行技術文献】

【特許文献】

【0014】

【特許文献 1】特開 2001-186684 号公報

【発明の概要】

20

【発明が解決しようとする課題】

【0015】

しかしながら、特許文献 1 の技術では、半導体モジュール 12 t の出力電流が PWM 信号に基づいて制御されるので、当該出力電流にリップル電流が不可避免的に重畳されてしまう。このため、満充電の付近では、電圧センサによってバッテリーの充電電圧を監視していたとしても、リップル電流が急峻かつ不連続に発生することがあるため、バッテリー B_m では、限界値より高い電圧が瞬間的に印加されることがあり、これにより、発熱、劣化等の不具合が生じるとの問題が生じる。

【0016】

また、一般に、電圧センサは、電源ラインに流れる電流を信号の電圧値によって表現させているが、分圧抵抗に流れる電流を抑制させるように抵抗 R_2 , R_3 の抵抗値が設定される都合上（図 21 参照）、検出信号 S_{i2} に含まれるリップル電流の情報が鈍化されてしまう傾向がある。更に、制御回路 12 g では、A/D 変換回路によってアナログ状態の検出信号 S_{i2} をデジタル信号へ変換させるところ、デジタル信号化の際の解像度や A/D タイミングによっては、リップル電流に係る情報がデジタル信号に反映され難くなる場合がある。このように、出力電流を検出してから制御回路でデジタル信号化されるプロセスでリップル電流の情報が取り除かれてゆくの、充電装置 12 では、電圧センサを用いてバッテリーの充電電圧を監視していても、認識できなかったリップル電流の状態に起因して、バッテリーの発熱、劣化等を招くことが問題となる。

30

【0017】

加えて、これらリップル電流に係る問題は、特許文献 1 の技術に限らず、電圧センサの検出信号に基づいて定電圧充電 # B の制御を行なう充電装置で起こり得る問題となる。

40

【0018】

本発明は上記課題に鑑み、リップル電流の監視と抑制を可能とさせつつ、精度の高い定電圧充電制御を実現できる充電装置の提供を目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0019】

上記課題を解決するため、第 1 の発明では次のような充電装置の構成とする。即ち、パワートランジスタを具備し当該パワートランジスタの動作に応じてバッテリーへ電力を出力させる半導体モジュールと、前記半導体モジュールを前記バッテリーの電極へ電氣的に接続

50

させる複数の電源ラインと、前記電源ラインのうち少なくとも一方の電源ラインへ介挿される電流センサと、前記半導体モジュールの出力電流を多段的に調整させて定電圧充電の制御を行なう制御回路と、を備える充電装置において、

前記制御回路は、前記定電圧充電の制御を実施する際、前記出力電流を多段的に調整させるための定電圧用目標電流が所定のパラメータ及び電流値算出関数を用いて算出される目標電流算出処理と、前記定電圧用目標電流に基づいて前記出力電流を制御させる電流値制御処理と、を機能させることとする。

【0020】

また、第2の発明では次のような充電装置の構成とする。即ち、パワートランジスタを具備し当該パワートランジスタの動作に応じてバッテリーへ電力を出力させる半導体モジュールと、前記半導体モジュールを前記バッテリーの電極へ電氣的に接続させる複数の電源ラインと、前記電源ラインのうち少なくとも一方の電源ラインへ介挿される電流センサと、一端が前記電源ラインの一方へ接続され他端が前記電源ラインの他方へ接続された電圧センサと、前記半導体モジュールの出力電圧を略一定に調整させて定電圧充電の制御を行なう制御回路と、を備える充電装置において、

前記制御回路は、前記定電圧充電の制御を実施する際、前記出力電流を多段的に調整させるための定電圧用目標電流が所定のパラメータ及び電流値算出関数を用いて算出される目標電流算出処理と、前記定電圧用目標電流に基づいて前記出力電流を制御させる電流値制御処理と、を機能させることとする。

【0021】

上述した各々の発明について好ましくは、前記制御回路は、前記定電流充電の制御を終えた後、前記定電圧充電の制御を行なうこととする。

【0022】

より好ましくは、前記パラメータは、前記定電圧用目標電流の算出時に既に取得されている物理量情報、及び/又は、予め特定可能な時間情報であることとする。

【0023】

より好ましくは、前記制御回路は、前記パラメータの数値の誤差を修正させる数値修正処理を機能させることとする。

【0024】

より好ましくは、前記定電圧充電の目標電圧を V_{th} とし、前記出力電流の検出値のうち検出タイミング t_n の以前での検出値を検出電流 $I_{ins}(t_n - p)$ とし、前記出力電圧の検出値のうち前記検出タイミング t_n の以前での検出値を検出電圧 $V_{ins}(t_n - p)$ とし、前記検出タイミング t_n の直後の検出タイミング t_{n+1} で目標値と設定される定電圧用目標電流を $I_{th}(t_{n+1})$ とすると、

前記電流値算出関数 $f(V, I)$ は、 $f(V, I) = I_{th}(t_{n+1}) = \{V_{th} / V_{ins}(t_n - p)\} \cdot I_{ins}(t_n - p)$ 、とするのが良い。

【0025】

これに限らず、前記定電圧充電の目標電圧を V_{th} とし、前記出力電流の検出値のうち検出タイミング t_n での検出値を検出電流 $I_{ins}(n)$ とし、前記出力電圧の検出値のうち前記検出タイミング t_n での検出値を検出電圧 $V_{ins}(n)$ とし、前記検出タイミング t_n の以前での検出電圧 $V_{ins}(t_n - p)$ を前記検出タイミング t_n の以前での検出電流 $I_{ins}(n - p)$ で除算させて得られるパラメータをバッテリー抵抗 $R(n - p)$ とし、前記検出タイミング t_n の直後の検出タイミング t_{n+1} で目標値と設定される定電圧用目標電流を $I_{th}(t_{n+1})$ とすると、

前記電流値算出関数 $g(R)$ は、 $g(R) = I_{th}(t_{n+1}) = V_{th} / R(t_n - p)$ 、としても良い。

【0026】

これに限らず、前記定電圧充電の目標電圧を V_{th} とし、前記出力電流の検出値のうち検出タイミング t_n での検出値を検出電流 $I_{ins}(n)$ とし、前記出力電圧の検出値のうち前記検出タイミング t_n での検出値を検出電圧 $V_{ins}(n)$ とし、前記検出タイミ

10

20

30

40

50

ング t_n の以前での検出電圧 $V_{ins}(t_n - p)$ を前記検出タイミング t_n の以前での検出電流 $I_{ins}(n - p)$ で除算させて得られるパラメータをバッテリー抵抗 $R(n - p)$ とし、所定の時間区間における複数の検出タイミング $m \sim m + k$ の各々に対応するバッテリー抵抗を $R_{ins}(m) \sim R_{ins}(m + k)$ とし、前記検出タイミング t_n の直後の検出タイミング t_{n+1} で目標値と設定される定電圧用目標電流を $I_{th}(t_{n+1})$ とすると、

前記数値修正処理で誤差修正されるパラメータは、前記複数のバッテリー抵抗 $R_{ins}(m) \sim R_{ins}(m + k)$ を対象として算出される平均値 $R_{av}(n)$ であって、

前記電流値算出関数 $h(R)$ は、 $h(R) = I_{th}(t_{n+1}) = V_{th} / R_{av}(n)$ 、としても良い。

10

【発明の効果】

【0027】

本発明に係る充電装置によると、定電圧充電の制御では、電流センサの検出信号に基づいた多段式の定電流充電が行なわれるので、リップル電流といった出力電流の変動を確実に検出することが可能となる。また、かかる定電圧充電の制御では、出力電流が目標電流に一致するようにフィードバック制御されるので、バッテリーでは、電池内に流れる充電電流にリップル電流が含まれなくなり、当該バッテリーの長寿命化が図られ、また、発熱等の事故が防止され得る。

【図面の簡単な説明】

【0028】

20

【図1】実施の形態に係る電流値制御を行う際の制御ブロック図。

【図2】第1実施形態に係る目標電流算出処理を採用した場合の電流値を示す図。

【図3】第2実施形態に係る目標電流算出処理を採用した場合の電流値を示す図。

【図4】第3実施形態に係る目標電流算出処理を採用した場合の電流値を示す図。

【図5】充電装置の出力電圧及びバッテリーの等価回路を示す図。

【図6】実施例1に係る定電圧充電を行なう際の電流の制御値を示す図 ($t = t_1$)。

【図7】実施例1に係る定電圧充電を行なう際の電流の制御値を示す図 ($t = t_2$)。

【図8】実施例1に係る定電圧充電を行なう際の電流の制御値を示す図 ($t = t_3$)。

【図9】実施例1に係る定電圧充電を行なう際の電流の制御値を示す図 ($t = t_4$)。

【図10】実施例1に係る定電圧充電を行なう際の電流の制御値を示す図 ($t = t_5$)。

30

【図11】実施例1に係る定電圧充電を行なう際の電流の制御値を示す図 ($t = t_6$)。

【図12】実施例1に係る定電圧充電を行なう際の電流の制御値を示す図 ($t = t_7$)。

【図13】実施例2に係る定電圧充電を行なう際の電流の制御値を示す図。

【図14】パラメータと其の平均値を示す図。

【図15】パラメータと其の平均値を示す図。

【図16】パラメータの分布と当該パラメータの閾値とを示す図。

【図17】プラグイン式電気自動車の電力システムの構成を示す図。

【図18】充電装置の構成を示す図。

【図19】電流値制御に係る制御ブロック図及び電圧値制御に係る制御ブロック図。

【図20】電流センサ及び電圧センサで検出される電流値及び電圧値を示す図。

40

【図21】バッテリーへ実際に流れる電流の状態を示す図。

【発明を実施するための形態】

【0029】

以下、本発明に係る実施の形態につき図面を参照して説明する。本実施の形態にあつては、上述同様、電気自動車を例に挙げ説明を行なう。また、本実施の形態では、電気自動車の構成は図17と同等であり、これに含まれる充電装置の構成は図18と同等とされるため、これらの構成について説明を省略する。更に、本実施の形態を説明する場合、同図(図17, 図18)に記載された同一番号を付し、これらの構成を引用することとする。

【0030】

図1は、本実施の形態に係る機能ブロック図が示されている。制御回路12gでは、電

50

流値のフィードバック制御用プログラムと協働して、目標電流設定部 310, DUTY 比設定部 320, PWM 信号設定部 330、を実現させ、その後、コンバータ部 340 (出力値調整回路 12c の動作に基づく出力電流の制御) によって、目標電流 I_{th} に一致するように出力電流が制御される。

【0031】

本実施の形態の場合、電流値に係るフィードバック制御のみによって、定電流充電 # C の制御と定電圧充電 # A の制御とを実現させる。但し、ここでいう定電圧充電 # A の制御とは、電圧センサの検出信号に基づいて行われる定電圧制御 (電圧値のフィードバック制御) を指すものでなく、多段式の定電流充電の制御を指すものとする。

【0032】

目標電流設定部 310 は、検出電流 S_{i1} に係る情報の他、検出電圧 S_{i2} に係る情報、定電圧充電 # A で設定される目標電圧 V_{th} 、定電流充電 # C で設定される目標電流 I_{th1} 、A/D 変換回路での AD タイミングのピッチ、この他、種々のパラメータが与えられる。これらのパラメータは、外部 ECU から与えられる情報であっても良く、メモリ回路 12h に記録されている情報であっても良い。

【0033】

定電流充電 # C の場合、目標電流設定部 310 は、予め与えられている目標電圧 I_{th1} をそのまま出力させる。この場合、目標電流 I_{th1} と検出信号 S_{i1} の情報 (以下、検出電流 I_{ins} と呼ぶ) との差分値を算出し、DUTY 比設定部 320 及び PWM 信号設定部 330 によって適宜な PWM 信号を生成し (電流値制御処理)、当該 PWM 信号によって充電装置 12 の出力電流が目標電流 I_{th} に略一致するように制御される (所謂、フィードバック制御)。

【0034】

かかる制御の場合、制御回路 12g では、AD タイミング毎に検出電流 I_{ins} が逐次認識されることとなる。また、電流値のフィードバック制御も逐次行われるので、充電装置の出力電流の波形は、リップル電流等の高周波成分を抑えた安定した波形となる。

【0035】

定電圧充電 # A の場合、目標電流設定部 310 は、与えられたパラメータと制御プログラムで規定されている電流算出関数とを用いて、定電圧用目標電流 $I_{th}(t_{n+1})$ を算出させる。かかる定電圧用目標電流 $I_{th}(t_n)$ は、AD タイミング毎に多段的に算出され (I_{th2} , I_{th3} , I_{th4} , ...)、AD タイミングの経過に応じて全体として減少するように設定される。このため、充電装置 12 の出力電流についても、AD タイミングに対応して、段階的に減少してゆくよう制御されることとなる。以下、パラメータの記号について「 (t_n) 」又は「 (t_m) 」は、所定の AD タイミングに対応していることを示すこととし、其の括弧内の「 n, m 」は、零以上の整数であることとする。

【0036】

上述の如く、「多段的」とは、数 μsec 毎に段階的に目標電流が設定されるような、連続的な制御に極めて近い制御を含むものとする。また、当然の如く、同「多段的」には、数 ms ~ 数十 sec 程度の時間間隔で実施される目標値制御をも含んでいる。両者は、所定 (例えば、数 μsec , 又は、数十 sec など) の時間間隔毎に目標電流 I_{th} が設定されるという意味において、共に同義である。

【0037】

制御回路 12g では、AD タイミング毎に検出電流 I_{ins} が逐次認識されることとなる。また、電流値に係るフィードバック制御も逐次行われるので、充電装置の出力電流の波形は、リップル電流等の高周波成分を抑えた安定した波形となる。即ち、本実施の形態に係る定電圧充電 # A の場合、リップル電流を解消させつつ出力電圧を一定に制御させるので、バッテリー B_m に流れる電流値は安定した状態となる。このため、満充電の付近であっても、電流値の状態が安定するため、発熱, 劣化等の不具合が解消される。

【0038】

定電圧用目標電流 $I_{th}(t_{n+1})$ の算出方法は種々の態様にて行われ得るものであ

10

20

30

40

50

る。例えば、図2の算出方法(第1の算出方法)では、ADタイミング t_1 の時点で、既に既知とされている検出電流 I_{th1} と所定の電流値算出関数とを用いて、次回に到来するADタイミング t_2 における定電圧用目標電流 I_{th2} を予測演算させる。これを順次繰返すと、バッテリーが満充電に近づくので、定電圧用目標電流 $I_{th}(t_{n+1})$ が低下してゆく。そして、充電装置では、所定の閾値 I_s に到達後($t = t_s$)、充電動作を終了させる。

【0039】

また、図3の算出方法(第2の算出方法)では、ADタイミング t_1 の時点で全ての定電圧用目標電流($I_{th2}, I_{th3}, I_{th4}, I_{th5}, \dots$)が予測可能な電流値算出関数が用いられる。この場合、検出電流 I_{ins} 及び目標電圧 V_{th} 等(物理情報)は、定電圧用目標電流 $I_{th}(t_{n+1})$ を予測する際に既知のパラメータであるので、電流値算出関数のパラメータとして用いることが可能である。また、ADタイミング(時間情報)についても、数 μsec 毎に定期的に現われるため、タイミング t_1 の時点で特定可能なパラメータである。このように、時間情報についても、電流値算出関数のパラメータとして用いる際に好適である。

10

【0040】

第2の算出方法に係る電流値算出関数 $k(t_n)$ の一例を挙げると、例えば、バッテリーの充電容量を c とし、バッテリーの内部抵抗を r とし、ADタイミング(特許請求の範囲における検出タイミング)を t とすると、

$$k(t) = I_{th}(t_{n+1}) = (V_{th} / r) e^{-t/cr}$$

20

によって定電圧用目標電流 $I_{th}(t_{n+1})$ を算出することが可能である。従って、目標電圧 V_{th} 、ADタイミング t 、内部抵抗 r 、充電容量 c が既知であるので、図3に示す如く、ADタイミング t_1 の時点で、全ての定電圧用目標電流 $I_{th2} \sim I_{th5}, \dots$ を算出することが可能となる。この電流値算出関数 $k(t)$ についても、出力電圧 V_{out} が目標電圧 V_{th} に一致する条件が組み込まれているので、当該出力電圧 V_{out} は、当然の如く、目標電圧 V_{th} に一致するように制御される。

【0041】

また、図4の算出方法(第3の算出方法)では、ADタイミング t_4 の時点で、検出電流 $I_{th1} \sim I_{th4}$ 及び他のパラメータを用いて定電圧用目標電流 I_{th5} を算出させる。即ち、現時点でのパラメータでなく過去複数のパラメータも用いて、次回のADタイミングにおける定電圧用目標電流 $I_{th}(t_{n+1})$ を算出させている。このような方法では、複数の検出電流について誤りのあるデータを排除させる処理を加えると、検出電流の数値の誤差を低減できる。また、このような複数のデータは、平均値、偏差等を算出する際に適しているので、検出電流の数値の誤差を修正させる際に好適である。

30

【0042】

上述の如く、図2~図4では、定電流充電#Cの制御を終えた後、定電圧充電#Aの制御が行なわれている。このような充電方法は、満充電領域での電圧値を精度良く制御できるので、リチウムイオン電池を二次電池として用いるシステムに好適である。

【0043】

特に、電気自動車、ハイブリッド式自動車にあっては、リチウムイオン電池が広く普及されているところ、本実施の形態に係る充電装置は、これらの技術分野に好適な装置であるといえる。また、本実施の形態に係る充電装置は、リップル電流を吸収させる制御が行われるため、半導体モジュールにおける平滑コンデンサの電気容量を低く設定することができる。このため、充電装置は、小型化が図られ、電気自動車、ハイブリッド式自動車等へ搭載させる際に有利となる。

40

【0044】

以下、電流値算出関数の態様について具体的に説明する。但し、特許請求の範囲に記載される電流値算出関数は、本発明の技術的思想において種々変更され得るものであって、以下の実施例1~3の態様に限定されるものではない。

【実施例1】

50

【 0 0 4 5 】

図5は、充電装置の平滑コンデンサ C_s とバッテリー B_m との等価回路が示されている。上述の如く、平滑コンデンサ C_s では、充電装置によって極板間の電荷量が適宜に調整され、出力電圧 V_{out} 及び出力電流 I_{out} が適宜に制御される。一方、バッテリー B_m の構成について説明すると、内部抵抗 r_b は、周辺温度の状態に応じて変動するものであって、キャパシタンス C_b は、満充電に近づくにつれ出力電流 I_{out} の通過を抑制させる働きをする。以下の説明において、内部抵抗 r_b 及びキャパシタンス C_b によって形成される負荷抵抗をバッテリー抵抗 R と呼ぶこととする。

【 0 0 4 6 】

制御回路12gでは、定電流充電#Cの制御中に検出電圧 S_{i2} が目標電圧 V_{th} を示すと(図6参照)、制御モードを定電流充電#Cから定電圧充電#Aへと切り替える(A/Dタイミング t_1)。このとき、目標電流設定部310では、A/Dタイミング t_1 にて既知のパラメータと電流値算出関数 $g(R)$ とを用いて定電圧用目標電流を算出させる。

【 0 0 4 7 】

本実施例で必要とされるパラメータは、目標電圧 V_{th} と、検出電流 $I_{ins}(t_n)$ と、検出電圧 $V_{ins}(t_n)$ と、バッテリー抵抗 $R(t_n)$ と、定電圧用目標電流 $I_{th}(t_{n+1})$ とされる。

【 0 0 4 8 】

このうち、検出電流 $I_{ins}(t_n)$ は、出力電流 I_{out} の検出値のうちA/Dタイミング t_n での検出値を指す。同様に、A/D電圧 $V_{ins}(t_n)$ は、出力電圧 V_{out} の検出値のうちA/Dタイミング t_n での検出値を指す。バッテリー抵抗 $R(t_n)$ は、A/Dタイミング t_n での検出電圧 $V_{ins}(t_n)$ をA/Dタイミング t_n での検出電流 $I_{ins}(t_n)$ で除算させて得られるパラメータ、即ち、検出タイミング t_n におけるバッテリー B_m の負荷抵抗を指す。また、定電圧用目標電流 $I_{th}(t_{n+1})$ は、A/Dタイミング t_n の直後のA/Dタイミング t_{n+1} に設定されるべき目標電流を指す。

【 0 0 4 9 】

これらのパラメータによって規定される電流値算出関数 $g(R)$ は、 $g(R) = I_{th}(t_{n+1}) = V_{th} / R(t_n)$ 、とされる。

【 0 0 5 0 】

これらのパラメータは、全てが物理量情報に属するパラメータであるところ、全てが既知の情報であり、A/Dタイミング t_n においてA/Dタイミング t_{n+1} の目標電流、即ち、定電圧用目標電流 $I_{th}(t_{n+1})$ の算出が可能となる。

【 0 0 5 1 】

図6に示す如く、A/Dタイミング t_1 における電流値算出関数 $g(R)$ は、 $g(R) = I_{th}(t_2) = V_{th} / R(t_1)$ 、によって定電圧用目標電流 $I_{th}(t_2)$ が算出される(第2の算出方法)。このとき、バッテリー抵抗 $R(t_1)$ は、 $R(t_1) = V_{ins}(t_1) / I_{ins}(t_1)$ 、によって算出される。この場合、検出電圧 $V_{ins}(t_1)$ は目標電圧 V_{th} に一致しているので、定電圧用目標電流 $I_{th}(t_2)$ は検出電流 $I_{ins}(t_1)$ と略一致してしまう。従って、A/Dタイミング t_2 における出力電流 I_{out} は、定電圧用目標電流 $I_{th}(t_2)$ に一致するように制御されるので、検出電流 $I_{ins}(t_1)$ と略同一の値に制御されてしまう(図7参照)。このとき、出力電圧 V_{out} は、電圧値を V_1 だけ上昇させてしまう(図7参照)。

【 0 0 5 2 】

次に、A/Dタイミング t_2 での目標電流算出処理では、図7に示す如く、検出電流 $I_{ins}(t_2)$ 及び検出電圧 $V_{ins}(t_2)$ と、目標電圧 V_{th} とによって、A/Dタイミング t_3 における定電圧用目標電流 $I_{th}(t_3)$ が算出される。具体的には、定電圧用目標電流 $I_{th}(t_3)$ は、 $g(R) = I_{th}(t_3) = V_{th} / R(t_2)$ 、によって算出される。また、バッテリー抵抗 $R(t_2)$ は、 $R(t_2) = V_{ins}(t_2) / I_{ins}(t_2)$ 、によって算出される。このとき、検出電圧 $V_{ins}(t_2)$ は、図示の如く、 $V_{ins}(t_2) = V_{th} + V$ 、とされるので、 $I_{th}(t_3) = V_{th} / R(t_2) = \{ V$

$t_h / (V_{th} + V)$ } $\cdot I_{ins}(t_2)$, と置き換えられる。ここで、 $\{V_{th} / (V_{th} + V)\} < 1$, となるので、定電圧用充電電流 I_{th3} は、図示の如く、検出電流 $I_{ins}(2)$ の電流値よりも減少した値をとる。このとき、出力電流 I_{out} は、定電圧充電 # A を行なう電流値に制御され、図 8 に示す如く、出力電圧 V_{out} の検出電圧 $V_{ins}(3)$ が目標電圧 V_{th} へ近づく。

【0053】

次に、AD タイミング t_3 での目標電流算出処理では、図 8 に示す如く、検出電流 $I_{ins}(3)$ 及び検出電圧 $V_{ins}(3)$ と、目標電圧 V_{th} とによって、AD タイミング t_4 における定電圧用目標電流 $I_{th}(4)$ が算出される。この場合、検出電圧 $V_{ins}(3)$ と目標電圧 V_{th} が略一致しているので、今回の処理で予測される定電圧用目標電流 $I_{th}(4)$ は、理想的な電流値から若干逸脱してしまい、出力電圧 V_{out} を目標電圧 V_{th} から再び逸脱させてしまう(図 9 参照)。しかし、図 9 に示す如く、AD タイミング t_4 における目標電流算出処理では、検出電圧 V_{ins} の V に応じて、次の定電圧用目標電流 $I_{th}(5)$ を低減させることとなる。そして、このような制御が満充電に至るまで繰替えされることとなる(図 10, 図 11 参照)

10

【0054】

このようにして、充電装置 12 g の出力電流 I_{out} は、図 12 に示す如く、AD タイミングに応じて全体として減少するように制御される。このとき、定電圧用目標電流 $I_{th}(t_n)$ は、AD タイミング毎のバッテリー抵抗 $R(t_n)$ と目標電圧 V_{th} とに基づいて算出されるので、出力電圧 V_{out} は、目標電圧 V_{th} へ一致させるように制御されることとなる。

20

【0055】

ここで、目標電圧 V_{th} に対する制御誤差 V は、AD タイミングが数 μsec 程度とされるため、実際には小さな値で変動することとなる。このため、出力電圧 V_{out} は、殆ど安定した値を推移する。従って、満充電近傍にあっても、バッテリー B_m への印加電圧が限界値を超えることもなく、当該バッテリーの損傷及び火災事故等を招くこともない。

【0056】

尚、本実施例に係る電流値算出関数 $g(R)$ は、予測する定電圧用目標電流 $I_{th}(t_{n+1})$ とすると、直前の AD タイミング t_n における検出電流 $I_{ins}(t_n)$ 及び検出電圧 $V_{ins}(t_n)$ を用いて、其の定電圧用目標電流 $I_{th}(t_{n+1})$ を算出させている。しかし、バッテリー抵抗 $R(t_n)$ が大きく変化しない場合、例えば、5 点前の AD タイミング $t_n - 5$ で算出されたバッテリー抵抗 $R(t_n - 5)$ を用いて、次回タイミング t_{n+1} の定電圧用目標電流 $I_{th}(t_{n+1})$ を算出させても良い。具体的な式で表すと、この場合の定電圧用目標電流 $I_{th}(t_{n+1})$ は、 $g(R) = I_{th}(t_{n+1}) = V_{th} / R(t_n - 5)$, で算出される。

30

【0057】

また、目標電流設定部 310 では、バッテリー抵抗 $R(t_n)$ を求めなくとも、 $f(V, I) = I_{th}(t_{n+1}) = \{V_{th} / V_{ins}(t_n)\} \cdot I_{ins}(t_n)$, の式によって、定電圧用目標電流 $I_{th}(t_{n+1})$ を算出させても良い。

40

【実施例 2】

【0058】

図 13 には、AD タイミング毎に算出されたバッテリー抵抗 $R(t_n)$ がプロットされている。当該バッテリー抵抗 $R(t_n)$ は、 $R(t_n) = V_{ins}(t_n) / I_{ins}(t_n)$, で算出され、このうちの $V_{ins}(t_n)$ が V_{th} となるよう制御されるので、同図のような曲線を辿ることとなる。

【0059】

実際には、AD タイミングが数 μsec 毎のピッチで現われるので、電流値が安定的に推移している際のバッテリー抵抗 $R(t_n)$ は、所定(数十 μsec 程度)の時間区間 $t_m \sim t_{m+k}$ において略近い値をとる(図 14 a 参照)。尚、同図では、AD タイミング t_{m+k} が t_n とされる場面が示されている。

50

【0060】

平均値 $R_{av}(t_n)$ は、バッテリー抵抗 $R(t_m) \sim R(t_n)$ を対象として算出されるパラメータであって、 $R_{av}(t_n) = \{ R(t_m) + R(t_{m+1}) + \dots + R(t_{n-1}) + R(t_n) \} / (n - m + 1)$, によって算出される。

【0061】

平均値 $R_{av}(t_n)$ は、AD タイミング t_n の時点で定電圧用目標電流 $I_{th}(t_{n+1})$ を算出する際に用いられる。この平均値 $R_{av}(t_n)$ は、図14(b)に示す如く、所定の時間区間 $t_m \sim t_n$ のバッテリー抵抗に殆ど変動が見られないため、当該時間区間での何れのバッテリー抵抗に対しても差異の少ない近似した値を示すこととなる。

【0062】

そして、本実施例に係る電流値算出関数 $h(R)$ は、上述した平均値 $R_{av}(t_n)$ を用いて、 $h(R) = I_{th}(t_{n+1}) = V_{th} / R_{av}(n)$, によって算出される(第3の算出方法)。上述の如く、AD タイミング t_n では、AD タイミング t_n の時点でのバッテリー抵抗が平均値 $R_{av}(t_n)$ として近似させることが可能なため、定電圧用目標電流 $I_{th}(t_{n+1})$ の精度が一定の範囲で保障される。

【0063】

仮に、AD タイミング t_n での一箇所の検出値によってバッテリー抵抗のパラメータが算定されるとすると、ノイズその他の不測の事態によって、バッテリー抵抗 $R(t_n)$ の値が不正確な値を示してしまう場合がある(図15aのバッテリー抵抗 R_q を参照)。このような不正確なバッテリー抵抗 R_q は、定電圧用目標電流 $I_{th}(n+1)$ をも不適切な値とさせるため、安定した定電圧充電 # A を実現できなくなる事態が懸念される。

【0064】

これに対し、本実施例では、過去に算出された複数のバッテリー抵抗 $R(t_m) \sim R(t_{n-1})$ を含めてバッテリー抵抗のパラメータ(平均値 R_{av}) が算出されるので、図15(b)に示す如く、これにより算出されたバッテリー抵抗の平均値 $R_{av}(n)$ は、不正確な検出値が存在しない平均値 $R_{av}(n)$ と比較して、殆ど其の差異は現われない。このため、定電圧用目標電流 $I_{th}(n+1)$ は、このようなパラメータの数値の誤差を修正させる処理(特許請求の範囲における数値修正処理)を介して、其の値が好適に算出され、安定した定電圧充電 # A が行なわれるようになる。

【0065】

尚、本実施例に係る数値修正処理では、バッテリー抵抗の平均値 $R_{av}(n)$ は、AD タイミング t_m のバッテリー抵抗 $R(t_m) \sim$ AD タイミング t_n のバッテリー抵抗 $R(t_n)$ を対象として、直近のバッテリー抵抗 R を含めて算出されている。しかし、バッテリー抵抗 R の変動が少ないのであれば、其の変動の少ない時間区間 $t_m \sim t_{n-p}$ を設定し(p は、自然数)、 $R_{av}(t_n) = \{ R(t_m) + R(t_{m+1}) + \dots + R(t_{n-p}) + \dots \} / (n - p - m + 1)$, によって算出されるようにしてもよい。かかる場合にあっては、過去の複数の検出値に基づいてパラメータが算出されるので、定電圧用目標電流 $I_{th}(n+1)$ の値が好適となり、安定した定電圧充電 # A が行なわれる。

【0066】

また、本実施例に係る数値修正処理では、バッテリー抵抗に係る上限閾値 R_{s1} 及び下限閾値 R_{s2} を設け(図16a)、当該閾値の範囲内に分布するバッテリー抵抗を対象として(図16b)、バッテリー抵抗の平均値 R_{av} を算出させても良い。このようにすると、不適切な値 R_{q1} , R_{q2} が排除されるので、当該パラメータの精度が向上し、より安定した定電圧充電 # A が行なわれる。

【0067】

以上、本発明に係る実施の形態について説明したが、本発明は上記実施の形態に限定されるものではなく、特許請求の範囲に記された技術的思想の範囲内において、種々の変更が可能である。例えば、上述した実施の形態では、充電装置に電流センサ及び電圧センサの双方が構成されていたが、電圧値の検出が不要な充電装置であれば、電圧センサの構成を省略させることも可能である。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 8 】

また、特許請求の範囲に記載される用語の意義にあっても、上述した実施の形態によって限定されてはならない。例えば、充電装置については、実施の形態では自動車のプラグソケットから電力を受けるAC - DCコンバータとして説明しているが、これに限らず、自動車のサブバッテリー(12V ~ 14V)を充電させるためのDC - DCコンバータであっても良い。従って、本発明は、電気自動車及びハイブリッド式自動車に限らず、電子車載機器を搭載させた内燃機関等の自動車についても適用可能である。また、本発明は、かかる自動車技術で利用可能なことは勿論、バッテリーへ充電する装置を必要とするあらゆる技術分野において適用可能である。

【 符号の説明 】

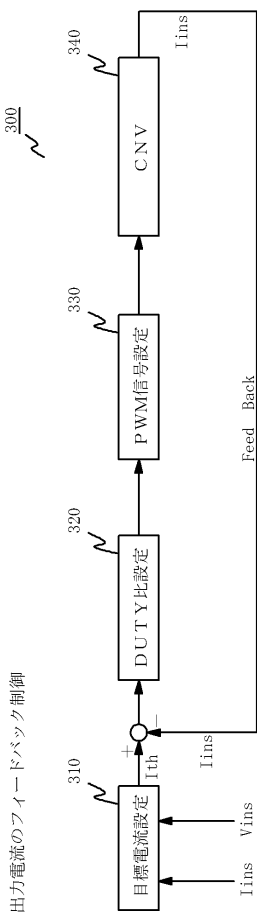
【 0 0 6 9 】

- 1 2 車載用充電装置
- 1 2 t 半導体モジュール
- L H , L L 電源ライン
- 1 2 e オペアンプ
- R 1 シャント抵抗
- 1 2 f オペアンプ
- R 2 , R 3 分圧抵抗
- 1 2 g 制御回路
- 3 1 0 目標電流算出処理
- 3 2 0 D U T Y比設定処理 (電流値制御処理)
- 3 3 0 P W M信号設定処理 (電流値制御処理)

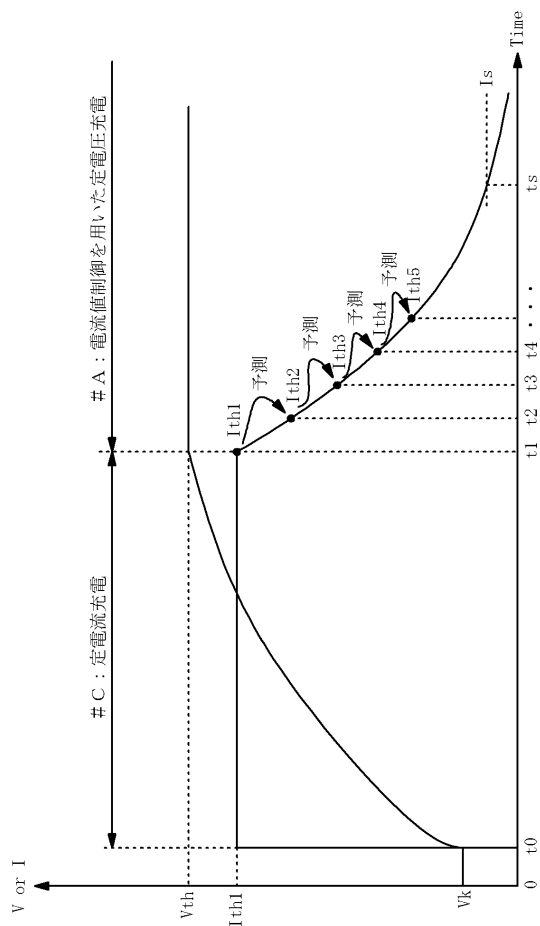
10

20

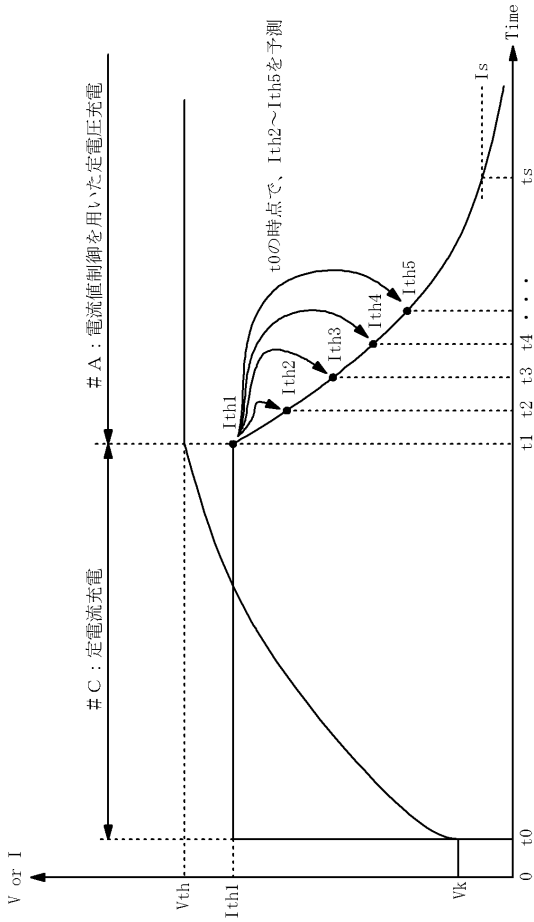
【 図 1 】



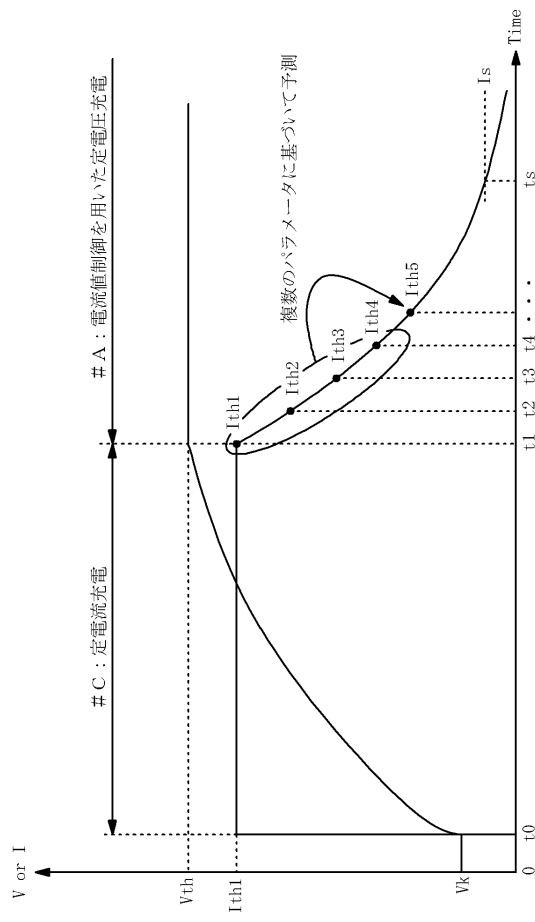
【 図 2 】



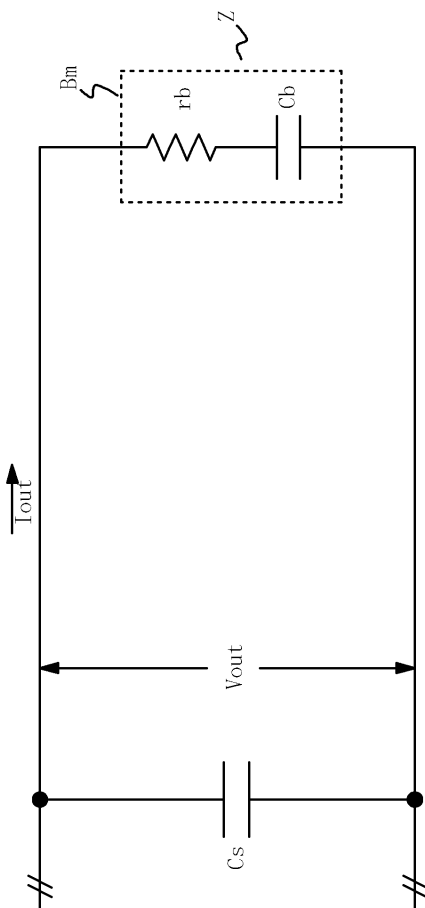
【 図 3 】



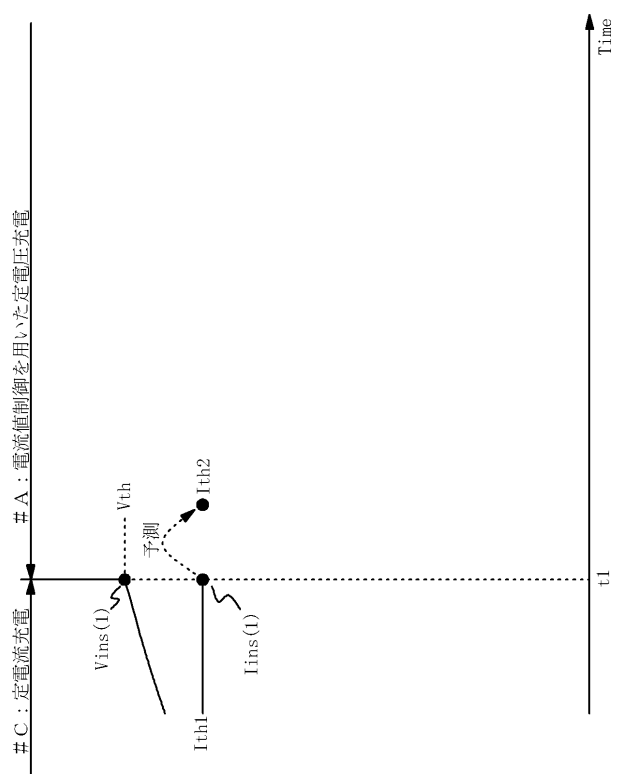
【 図 4 】



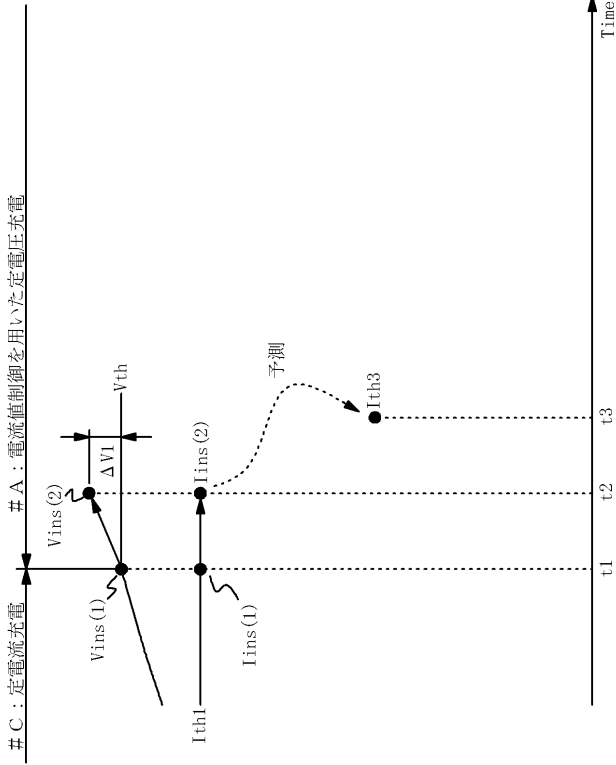
【 図 5 】



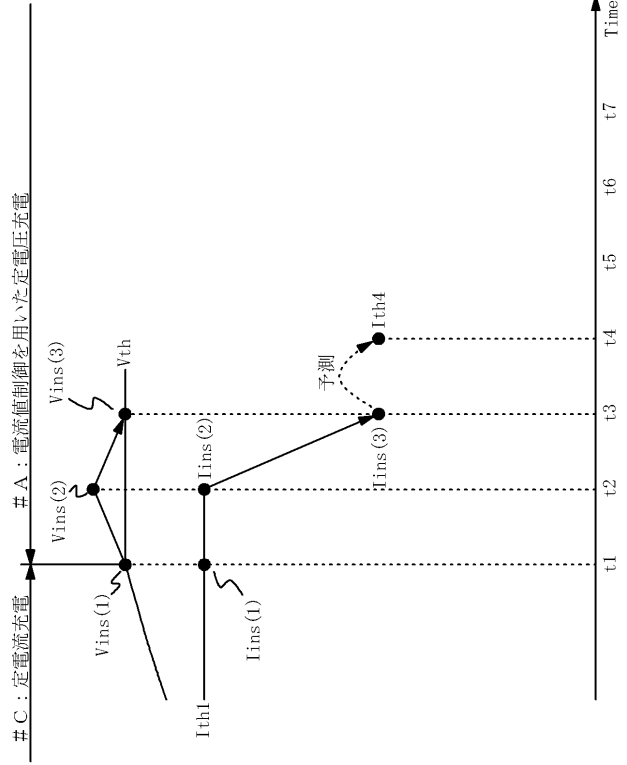
【 図 6 】



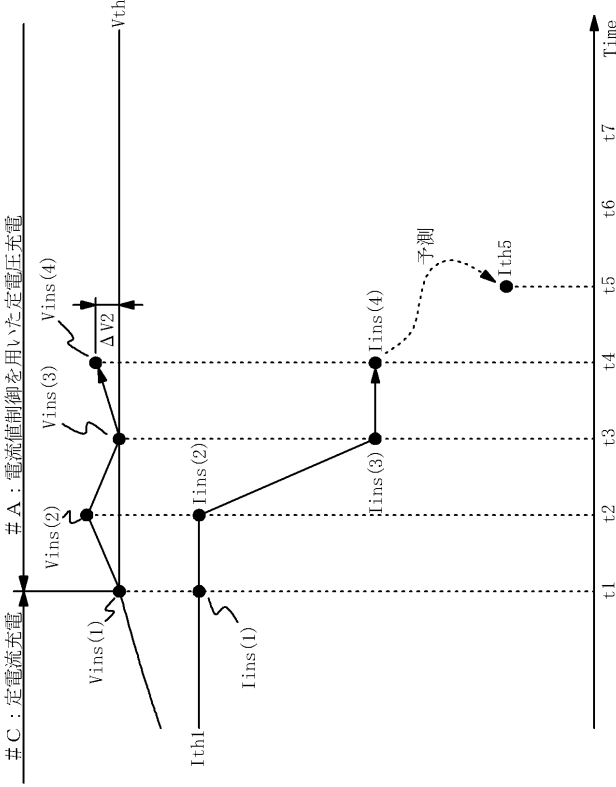
【 図 7 】



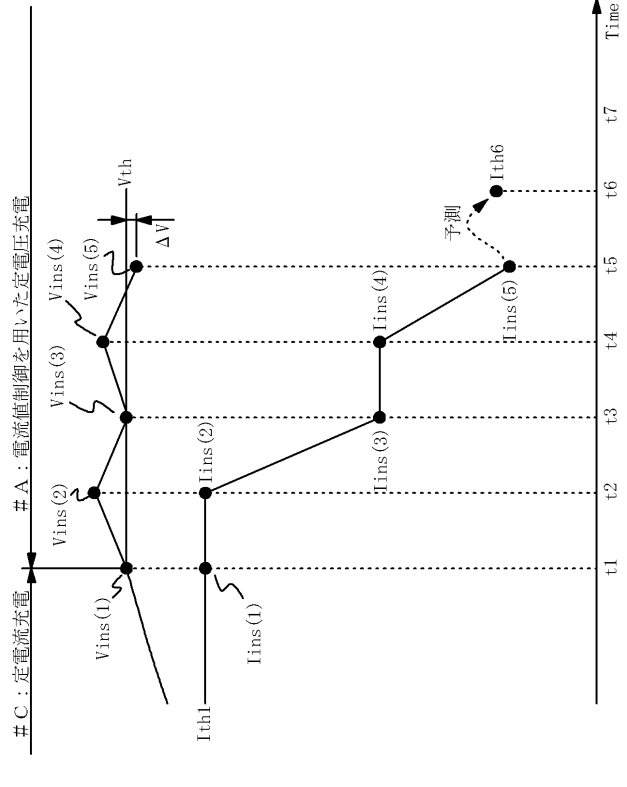
【 図 8 】



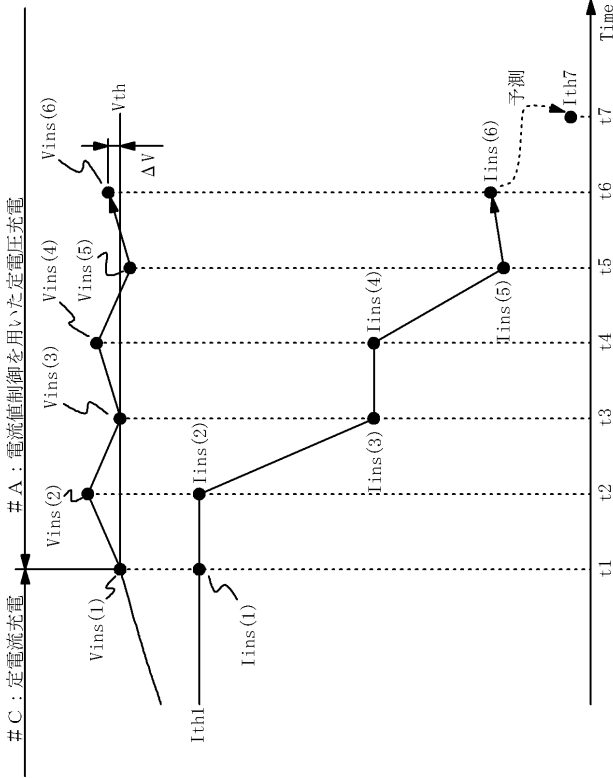
【 図 9 】



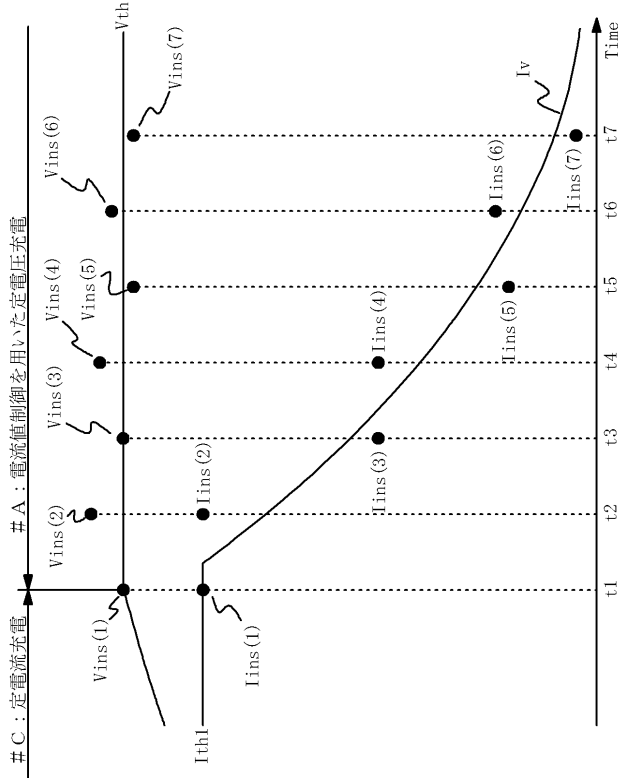
【 図 10 】



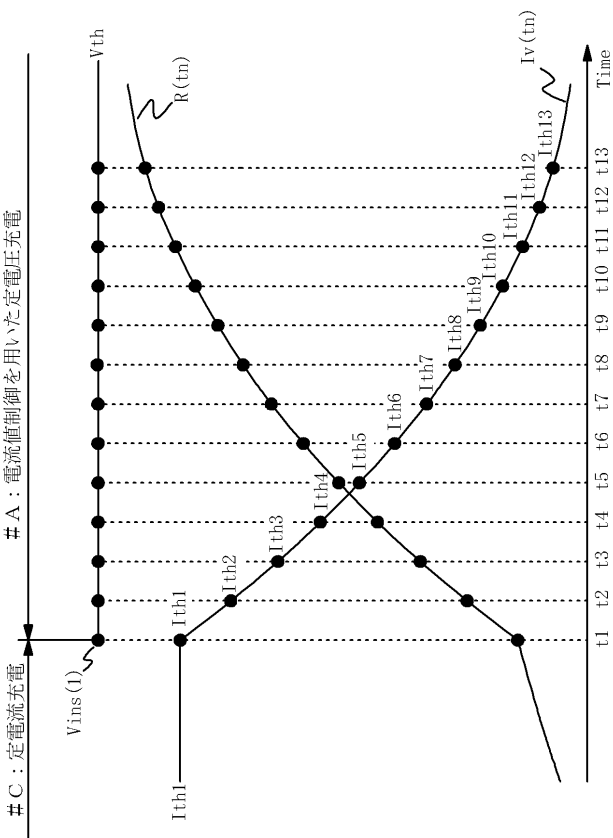
【 図 1 1 】



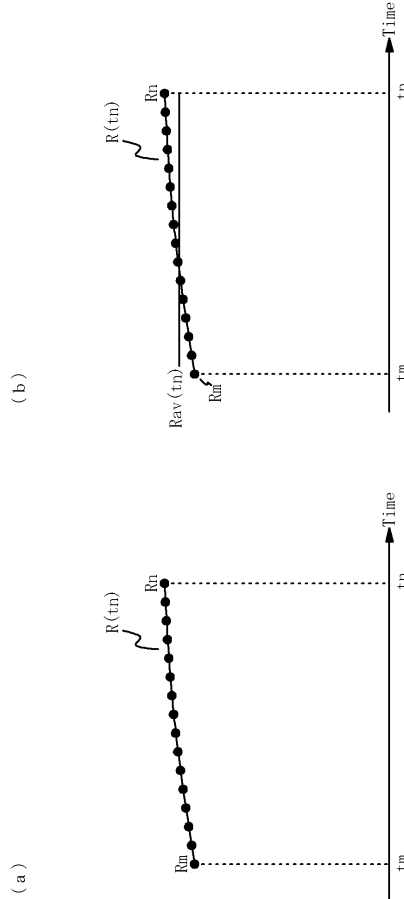
【 図 1 2 】



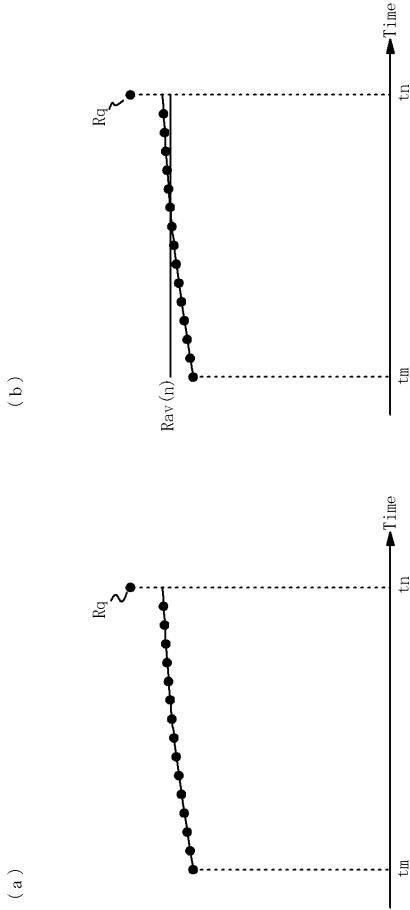
【 図 1 3 】



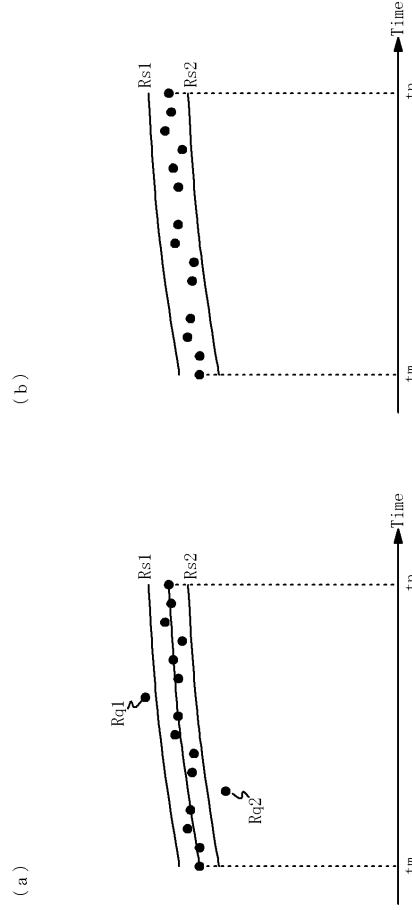
【 図 1 4 】



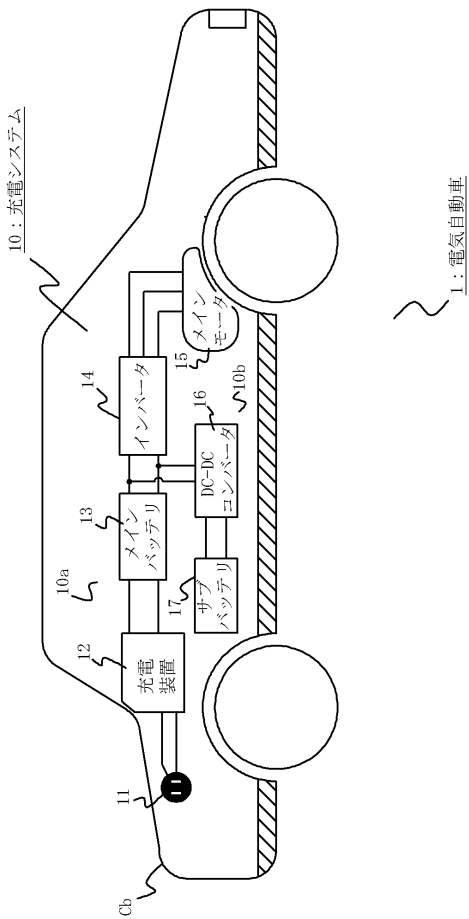
【図 15】



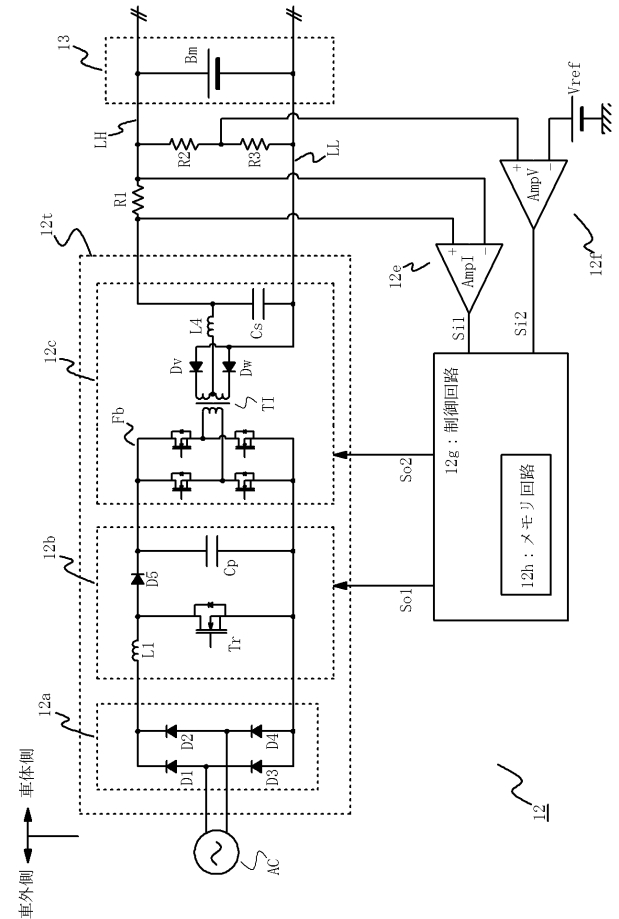
【図 16】



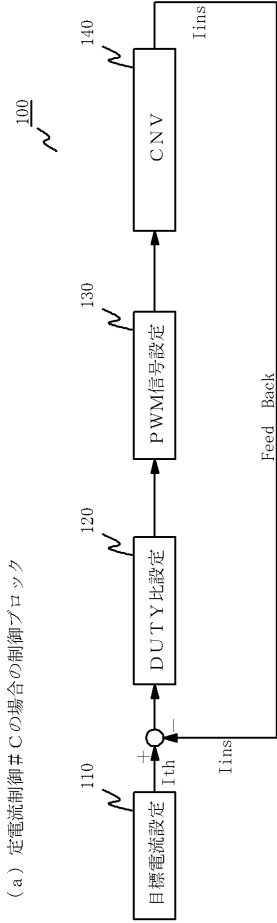
【図 17】



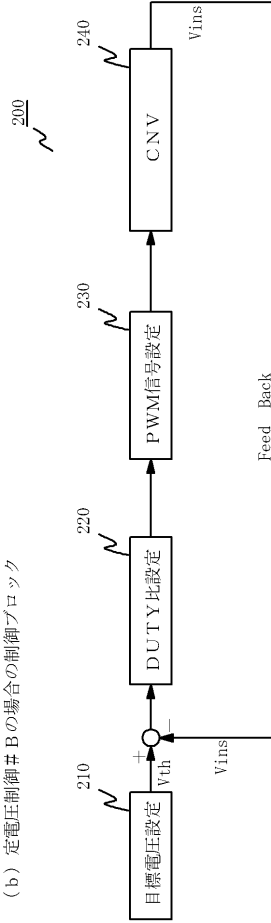
【図 18】



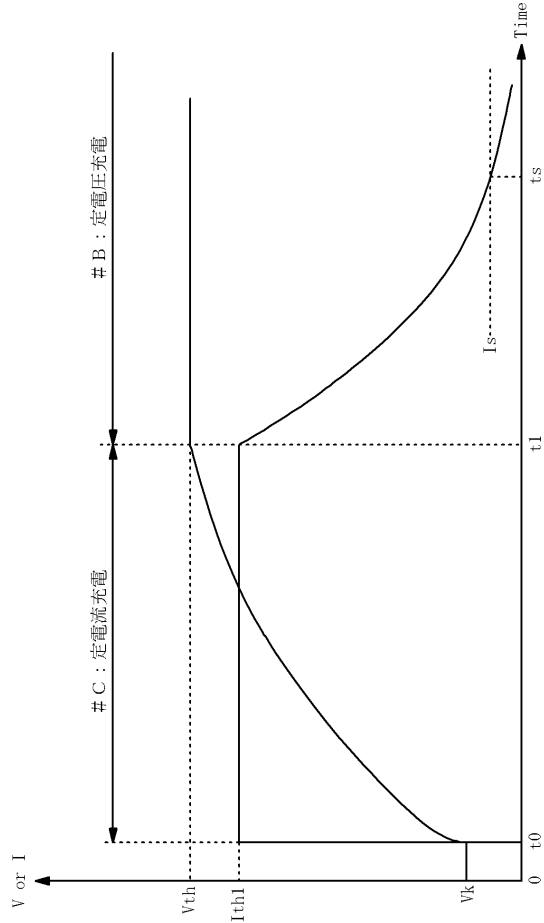
【 図 1 9 】



(b) 定電圧制御#Bの場合の制御ブロック



【 図 2 0 】



【 図 2 1 】

