

(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2006-129580

(P2006-129580A)

(43) 公開日 平成18年5月18日(2006.5.18)

(51) Int. Cl.	F I			テーマコード (参考)	
H02J 1/00 (2006.01)	H02J 1/00	307F	5G065		
H02M 3/28 (2006.01)	H02M 3/28	B	5H730		

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2004-312586 (P2004-312586)
 (22) 出願日 平成16年10月27日 (2004.10.27)

(71) 出願人 000006220
 ミツミ電機株式会社
 東京都多摩市鶴牧2丁目11番地2
 (74) 代理人 100077838
 弁理士 池田 憲保
 (72) 発明者 鈴木 省二
 福岡県飯塚市大字立岩字帯田1049番地
 九州ミツミ株式会社内
 (72) 発明者 村上 幸司
 福岡県飯塚市大字立岩字帯田1049番地
 九州ミツミ株式会社内
 Fターム(参考) 5G065 AA01 DA06 EA06 LA02 MA01
 MA09
 5H730 AA14 AS01 AS02 BB23 BB43
 BB57 CC01 FD01 FD31 FF19
 XC20

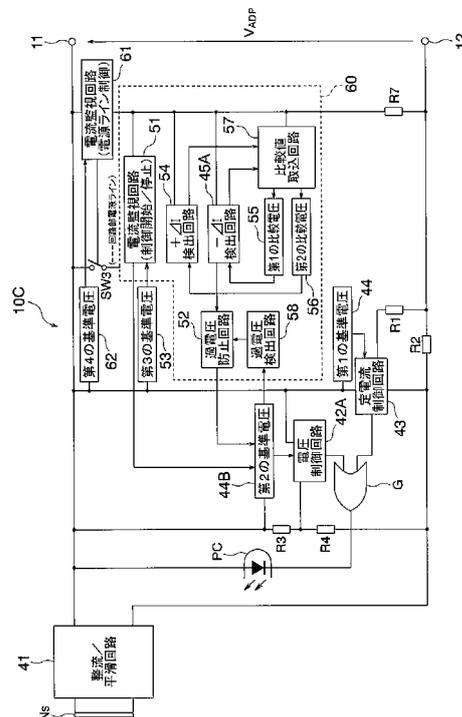
(54) 【発明の名称】 ACアダプタ

(57) 【要約】

【課題】 無負荷状態での消費電流を小さくすること。

【解決手段】 ACアダプタ(10C)の二次側回路に設けられた電流監視回路(61)が充電電流を監視して無負荷状態であると判定したときに、アナログスイッチ(SW3)は、電圧制御回路(42A)を制御する回路部(60)の電源ラインを切り離す。これにより、無負荷状態での消費電流を小さくすることができる。

【選択図】 図24



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

本体に内蔵又は装着された二次電池を充電するために用いられる A C アダプタであって、トランスの一次巻線に印加される入力直流電圧をスイッチング素子によりオンオフする一次側回路と、前記トランスの二次巻線に誘起される A C 電圧を整流平滑してアダプタ電圧を出力する二次側回路と、前記アダプタ電圧の変化を検出して電圧制御信号を出力する電圧制御回路と、前記二次側回路を流れる充電電流を検出して定電流制御信号を出力する定電流制御回路と、前記電圧制御信号および前記定電流制御信号を帰還信号として前記一次側回路へ帰還するフォトプラと、前記帰還信号に応答して前記スイッチング素子のオンオフを制御するスイッチング制御回路とを備えた A C アダプタにおいて、

10

前記二次側回路に設けられて、前記充電電流を監視して無負荷状態であるか否かを判定する電流監視回路と、

該電流監視回路によって無負荷状態と判定されたときに、前記電圧制御回路を制御する回路部の電源ラインを切り離すスイッチ手段と

を備えたことを特徴とする A C アダプタ。

【請求項 2】

前記電流監視回路は、前記充電電流が所定の電流以下になったときに、前記無負荷状態と判定する、請求項 1 に記載の A C アダプタ。

【請求項 3】

前記所定の電流が 80 mA である、請求項 1 に記載の A C アダプタ。

20

【請求項 4】

前記本体が携帯電話機である、請求項 1 乃至 3 のいずれか 1 つに記載の A C アダプタ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、A C アダプタに関する。

【背景技術】

【0002】

この種の A C アダプタは、携帯電話機などの本体に内蔵又は装着された二次電池を充電するために用いられる。二次電池はリチウムイオン電池であって良い。

30

【0003】

図 1 に、A C アダプタ 10 が携帯電話機などの本体 20 に接続された状態を示す。A C アダプタ 10 は、抵抗値を持つケーブルを介して本体 20 に接続されている。A C アダプタ 10 は、陽極（カソード）11 と陰極（アノード）12 とを持ち、その端子間にアダプタ電圧 V_{ADP} を発生している。

【0004】

一方、本体 20 は、逆流防止ダイオード D と、トランジスタなどの充電制御素子 Q と、二次電池 21 と、充電制御回路 22 とを有する。充電制御回路 22 は、充電制御素子 Q を制御することによって、二次電池 21 の充電を制御する。充電制御回路 22 は、図示はし

40

ないが、その内部にレギュレータを持っている。二次電池 21 は電池電圧（充電電圧） V_{BAT} を発生している。

【0005】

図 2 に示されるように、A C アダプタの V - I 特性は、定電流 / 定電圧特性をしている。

【0006】

本体 20 の二次電池 21 を充電制御する場合、定電圧については、図 1 から明らかなように、A C アダプタ 10 と二次電池 21 との間に、ケーブルロス、接触抵抗によるロス、逆流防止ダイオード D の Vf などがあるので、充電電圧 V_{BAT} の精度が出ない。その為、上述したように、充電制御回路 22 はレギュレータを持っている。

50

【0007】

また、ACアダプタ10のアダプタ電圧 V_{ADP} は、上記の電圧ロスを発生する要因が最大にばらついても充電できる電圧を供給できるように、高めの電圧設定になっている。

【0008】

この種のACアダプタは、トランスの一次巻線に印加される直流電圧をスイッチング素子によりオンオフする一次側回路と、トランスの二次巻線に誘起される電流を整流平滑化して二次側出力電圧を出力する二次側回路とを備えている。

【0009】

このようなACアダプタにおいては、一次側回路と二次側回路とは、感電などの事故を防ぐために、電氣的に絶縁分離されている必要がある。電氣的に絶縁分離する手段としては、一般に、フォトカプラ又は絶縁トランスが使用される。また、ACアダプタにおいては、定電流制御と定電圧制御とを行う必要がある。このため、二次側回路で流れる電流の変化を定電流制御信号として、又、二次側出力電圧の変化を定電圧制御信号として一次側回路に戻す必要がある。この場合、定電流制御信号と定電圧制御信号とは、二次側回路からフォトカプラを介して一次側回路に戻される(帰還される)。

10

【0010】

以下、図3を参照して、従来のACアダプタについて説明する。図示のスイッチング式ACアダプタは、一次側回路として、整流/平滑回路31、トランスTの一次巻線 N_p 、スイッチング制御回路32、およびスイッチング(SW)素子33を含む。

【0011】

AC電源から供給される入力AC電圧は、整流/平滑回路31で整流/平滑化され、入力直流電圧に変換される。この入力直流電圧は、トランスTの一次巻線 N_p に印加され、スイッチング素子33によってオンオフされる。このスイッチング素子33のオンオフは、スイッチング制御回路32から供給されるオンオフ制御信号によって制御される。

20

【0012】

また、図示のACアダプタ回路は、二次側回路として、トランスTの二次巻線 N_s および整流/平滑回路41を含む。トランスTの二次巻線 N_s に誘起されたAC電圧は、整流/平滑回路41で整流/平滑化され、アダプタ電圧 V_{ADP} を出力する。

【0013】

二次側回路には、定電圧制御回路42、定電流制御回路43、および基準電圧発生回路44が設けられている。定電圧制御回路42は、アダプタ電圧 V_{ADP} の変化を検出して、定電圧制御信号を出力する。この定電圧制御信号は、オアゲートGおよびフォトカプラPCを介して帰還信号として一次側回路に設けられたスイッチング制御回路32へ帰還される。定電流制御回路43は、二次側回路を流れる電流を検出して、定電流制御信号を出力する。この定電流制御信号も、オアゲートGおよびフォトカプラPCを介して帰還信号として一次側回路に設けられたスイッチング制御回路32へ帰還される。基準電圧発生回路44は、定電圧制御回路42および定電流制御回路43へ基準電圧を供給するためのものである。

30

【0014】

アノード12には、抵抗器R1、R2の一端が接続されており、抵抗器R1の他端および抵抗器R2の他端は定電流制御回路43に接続されている。また、カソード11と抵抗器R2の他端との間には、アダプタ電圧 V_{ADP} を分圧するための抵抗器R3、R4が直列に接続されている。抵抗器R3とR4との接続点からはアダプタ電圧 V_{ADP} の分圧電圧が定電圧制御回路42に供給されている。基準電圧発生回路44はカソード11に接続されており、基準電圧発生回路44と抵抗器R2の他端との間には、基準電圧を分圧するための抵抗器R5、R6が直列に接続されている。抵抗器R5とR6との接続点からは、基準電圧の分圧電圧が定電流制御回路43に供給されている。

40

【0015】

尚、トランスTには補助巻線 N_B が巻き回されており、補助巻線 N_B の一端は、スイッチング素子33、整流/平滑回路31及びスイッチング制御回路32に接続され、補助巻

50

線 N_B の他端は、スイッチング制御回路 32 およびフォトカプラ PC のフォトトランジスタのコレクタに接続されている。

【0016】

とにかく、従来の AC アダプタ 10 では、固定の基準電圧を用いて定電圧制御を行っている。

【0017】

図 4 に従来の AC アダプタ 10 の充電特性を示す。横軸に時間 t [h] を、縦軸に電圧 V 、電流 I を示している。電池電圧 V_{BATT} が低い間は、一定の充電電流 I_c で充電され、電池電圧 V_{BATT} が所定の電圧に達すると定電圧充電が行われる。図 4 に示されるように、アダプタ電圧 V_{ADP} は電池電圧 V_{BATT} より常に高い。

10

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0018】

しかしながら、従来の AC アダプタ 10 の構成では、定電圧充電領域において、アダプタ電圧 V_{ADP} と電池電圧 V_{BATT} との間に高い電圧差 V' が発生し、本体 20 内部の充電制御トランジスタ（充電制御素子） Q を発熱させるという問題がある。なお、この跳ね上がり電圧（ $V' - V$ ）は、機種・製品により異なるが約 0.5 V 程度である。

【0019】

次に、図 5 を参照して、定電流充電領域から定電圧充電領域に切り変わるときに、電圧の跳ね上がりが発生する理由について説明する。図 5 (A), (B), (C) では、AC アダプタ 10 の $V - I$ 特性を太い実線で、充電制御回路 22 の $V - I$ 特性を細い実線で示している。

20

【0020】

図 5 (A) に示されるように、電池電圧 V_{BATT} が低いときには、定電流充電状態であり、電池電圧 V_{BATT} とアダプタ電圧 V_{ADP} とは最低限必要な電位差 V をもって徐々に上昇していく。

【0021】

図 5 (B) に示されるように、充電が進行し、電池電圧 V_{BATT} が充電制御回路 22 の $V - I$ 特性の角（充電制御モードが定電流充電制御モードから定電圧充電制御モードに切り換わる時点）に来るまでは、電池電圧 V_{BATT} とアダプタ電圧 V_{ADP} とは最低限必要な電位差 V をもって徐々に上昇していく。

30

【0022】

図 5 (C) に示されるように、電池電圧 V_{BATT} が充電制御回路 22 の $V - I$ 特性の定電圧部分に入ったとする。この場合、AC アダプタ 10 の充電電流 I_c と二次電池 21 を流れる充電電流とは同じなので、自ずと、アダプタ電圧 V_{ADP} も AC アダプタ 10 の $V - I$ 特性の定電圧充電領域に入る。このため、アダプタ電圧 V_{ADP} は、図 5 (B) から図 5 (C) のポイントに、跳ね上がることになる。

【0023】

これが、定電圧充電領域において、アダプタ電圧 V_{ADP} と電池電圧 V_{BATT} との間に高い電圧差 V' が発生する理由である。

40

【0024】

特に、図 2 に示す A 点（定電流充電領域から定電圧充電領域に切り換わる点）においては、充電電流 I_c が最大であるので、充電制御トランジスタ（充電制御素子） Q の発熱が最大となるポイントである。

【0025】

本願出願人は、上記課題を解決するために、本体内部の充電制御素子の発熱を抑えることができる、AC アダプタを既に提供している（特願 2003 - 272169 号、特願 2004 - 194825 号参照）。

【0026】

しかしながら、この提案した AC アダプタでは、回路的に低消費電流を考慮していない

50

ので、負荷が接続されていない状態（無負荷状態）で消費電流が大きくなるという問題がある。

【0027】

そこで、本発明の課題は、負荷が接続されていない状態（無負荷状態）での消費電流を小さくすることができる、ACアダプタを提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0028】

本発明によれば、本体（20）に内蔵又は装着された二次電池（21）を充電するために用いられるACアダプタ（10C）であって、トランス（T）の一次巻線（Np）に印加される入力直流電圧をスイッチング素子（33）によりオンオフする一次側回路と、トランスの二次巻線（Ns）に誘起されるAC電圧を整流平滑してアダプタ電圧（ V_{ADP} ）を出力する二次側回路と、アダプタ電圧の変化を検出して電圧制御信号を出力する電圧制御回路（42A）と、二次側回路を流れる充電電流を検出して定電流制御信号を出力する定電流制御回路（43）と、電圧制御信号および定電流制御信号を帰還信号として一次側回路へ帰還するフォトカプラ（PC）と、帰還信号にตอบสนองしてスイッチング素子のオンオフを制御するスイッチング制御回路（32）とを備えたACアダプタにおいて、二次側回路に設けられて、充電電流を監視して無負荷状態であるか否かを判定する電流監視回路（61）と、この電流監視回路によって無負荷状態と判定されたときに、電圧制御回路を制御する回路部（60）の電源ラインを切り離すスイッチ手段（SW3）とを備えたことを特徴とするACアダプタが得られる。

10

20

【0029】

上記ACアダプタ（10C）において、電流監視回路（61）は、充電電流が所定の電流以下になったときに、無負荷状態と判定するものであって良い。所定の電流は、例えば、80mAである。尚、本体は、例えば、携帯電話機であって良い。

【0030】

尚、上記括弧内の符号は、本発明の理解を容易にするために付したものであり、一例にすぎず、これらに限定されないのは勿論である。

【発明の効果】

【0031】

本発明では、二次側回路に電流監視回路を設け、この電流監視回路が充電電流を監視して無負荷状態であると判定したときに、スイッチ手段が、電圧制御回路を制御する回路部の電源ラインを切り離すようにしているので、無負荷状態での消費電流を小さくすることができる、という作用効果を奏する。

30

【発明を実施するための最良の形態】

【0032】

最初に本発明の理解を容易にするために、上記特願2004-194825号（以下、「先願」という）に記載されているACアダプタについて説明する。

【0033】

図6を参照して、先願の第1のACアダプタ10Aについて説明する。図示のACアダプタ10Aは、従来の基準電圧発生回路（以下、「第1の基準電圧発生回路」ともいう）44に加えて第2の基準電圧発生回路44Aをも使用すると共に定電圧制御回路42の代わりに電圧制御回路42Aを使用し、さらに-I検出回路45が付加された点を除いて、図3に示した従来のACアダプタ10と同様の構成を有する。図3に示した構成要素と同様の機能を有するものには同一の参照符号を付して、説明の簡略化のためにそれらの説明については省略する。

40

【0034】

第2の基準電圧発生回路44Aは、充電状態における基本動作として、徐々に第2の基準電圧を下げるように電圧調整を行う。この第2の基準電圧の降下に対応して、電圧制御回路42Aはアダプタ電圧 V_{ADP} を下げるように制御する。

【0035】

50

- I 検出回路 4 5 は、抵抗器 R 7 を介してアノード 1 2 に接続されている。- I 検出回路 4 5 は、充電電流 I_c が設定電流値以下に減少したことを検出して、検出信号を第 2 の基準電圧発生回路 4 4 A へ供給する。

【0036】

第 2 の基準電圧発生回路 4 4 A は、この検出信号にตอบสนองして、一旦第 2 の基準電圧を所定電圧だけ上昇させる。この第 2 の基準電圧の上昇にตอบสนองして、電圧制御回路 4 2 A は、一旦アダプタ電圧 V_{ADP} を所定電圧だけ上昇させるように動作する。

【0037】

以下、図 6 に加えて図 7 をも参照して、AC アダプタ 1 0 A の動作について説明する。図 7 は図 6 に図示した AC アダプタ 1 0 A の充電特性を示す図である。横軸に時間 t [h] を、縦軸に電圧 V , 電流 I を示している。

10

【0038】

定電流充電領域では、定電流制御回路 4 3 は常に充電電流 I_c を監視している。そして、この充電電流 I_c が一定となるように、定電流制御回路 4 3 は定電流制御信号を出力する。この定電流制御信号はオアゲート G およびフォトカプラ PC を介して帰還信号として一次側回路のスイッチング制御回路 3 2 へ帰還される。

【0039】

このとき、電圧制御回路 4 2 A は、第 2 の基準電圧発生回路 4 4 A から供給される第 2 の基準電圧にตอบสนองして、徐々にアダプタ電圧 V_{ADP} を下げるようにする。この時点では、充電電流 I_c は一定値を維持している。しかしながら、アダプタ電圧 V_{ADP} と電池電圧 V_{BAT} との電位差 ($V_{ADP} - V_{BAT}$) が必要最低限の電圧 V を割り込むと、充電電流 I_c が流せなくなり、充電電流 I_c は急激に減少する。この充電電流 I_c の急激な減少により設定電流値以下となったことを - I 検出回路 4 5 が検出すると、- I 検出回路 4 5 は検出信号を第 2 の基準電圧発生回路 4 4 A に供給する。この検出信号にตอบสนองして、第 2 の基準電圧発生回路 4 4 A は第 2 の基準電圧を一旦所定電圧だけ上昇させる。定電圧制御回路 4 2 A は、この第 2 の基準電圧の上昇にตอบสนองして、アダプタ電圧 V_{ADP} を一旦所定電圧だけ上昇させるように動作する。

20

【0040】

以降、これを繰り返しながら、二次電池 2 1 の充電が行われる。これにより、常に必要最低限電位差 V を保持することができる。尚、繰り返し周期は、例えば約 1 0 0 ミリ秒であり、上昇させる所定電圧は、例えば約 1 0 0 mV である。また、充電電流 I_c の急激な減少の値は、例えば 3 0 ~ 5 0 mA の範囲である。

30

【0041】

このため、従来の AC アダプタ 1 0 においては、定電圧充電領域では、アダプタ電圧 V_{ADP} は規定の電圧値をもっていたが (図 4 参照)、先願の第 1 の AC アダプタ 1 0 A では、随時必要最低限電位差 V に調整しながら充電している。このため、先願の第 1 の AC アダプタ 1 0 A においては、従来の AC アダプタ 1 0 において問題となっていた、定電流充電領域から定電圧充電領域に移行する際のアダプタ電圧 V_{ADP} の跳ね上がりが発生しない。換言すれば、先願の第 1 の AC アダプタ 1 0 A は、定電流充電時のアダプタ電圧 V_{ADP} と電池電圧 V_{BAT} との電位差 ($V_{ADP} - V_{BAT}$) である必要最低限の電圧 V を保ったまま、定電圧充電を行う。この結果、本体 2 0 内部の充電制御素子 Q の発熱を抑えることができる。

40

【0042】

次に、図 8 を参照して、先願の第 2 の AC アダプタ 1 0 B について説明する。但し、図 8 では、一次側回路は従来のものと変わりが無いので、その図示を省略してある。図 6 に示した構成要素と同様の機能を有するものには同一の参照符号を付して、以下では、説明の簡略化のために、相違する点についてのみ説明する。

【0043】

上述した先願の第 1 の AC アダプタ 1 0 A では、充電電流 I_c が流れていないときは、- I 検出回路 4 5 は - I の検出を行えない。そのため、図 9 に示されるように、アダ

50

プタ電圧 V_{ADP} は徐々に低下してしまう。

【0044】

そこで、ACアダプタ10Bは、図10に示されるように、満充電検出後の待機状態で、従来のACアダプタ10と同等のアダプタ電圧 V_{ADP} を出力する電流監視回路51を備えている。すなわち、本体20が接続され、充電電流 I_c が所定の設定値以上流れた時に、電流監視回路51は、図6に図示したACアダプタ10Aにおける方式による制御（以下、「繰り返し制御」という。）を開始する。一方、充電電流 I_c の値が所定の設定値以下になったときに、電流監視回路51は、上記繰り返し制御を停止し、再度、図3に図示された従来のACアダプタ10と同等のアダプタ電圧 V_{ADP} を出力する。とにかく、電流監視回路51は、少なくとも二次電池21の満充電検出後の待機状態で、繰り返し動作を停止する。

10

【0045】

次に、「満充電検出」について説明する。図11に示されるように、二次電池21を充電する場合、二次電池21が満充電に近くなると、定電圧充電モードで二次電池21の充電を行い、充電電流 I_c は徐々に減少する。充電電流 I_c が限りなく零に近づくほど、満充電の状態になる。しかしながら、充電電流 I_c の値が小さくなるので、充電時間は長くなる。よって、図12に示されるように、充電電流 I_c の電流値がある程度小さくなったところで満充電と判断し、二次電池21の充電を終了させる。このときの充電電流 I_c の電流値の検出値を満充電検出設定電流値と呼ぶ。

【0046】

尚、これは本体（携帯電話機）20側の制御であって、ACアダプタの制御ではない。

20

【0047】

一方、このような充電制御を本体（携帯電話機）20側で行っているとする。そして、図6に図示されているACアダプタ10Aを使用して充電を行ったとする。換言すれば、ACアダプタ10Aを使用して満充電を検出するまで、上記繰り返し制御を行ったとする。

【0048】

この場合、繰り返し制御時は、常に - I 検出回路45は - I の検出を行っているので、満充電を検出するまで繰り返し制御を行うと、図13に示されるように、従来のACアダプタ10の検出よりも早く満充電を検出してしまう。

30

【0049】

その対策として、図示の電流監視回路51は、図14に示されるように、満充電検出設定電流値より、ある電圧分上乗せした値で、上記繰り返し制御を停止させ、 - I の振れを無くし、従来のACアダプタ10と同等の動作状態としている。これにより、従来同様の満充電検出が可能となる。とにかく、電流監視回路51は、充電電流 I_c が満充電検出時の電流値に所定の値を加算した充電電流値に達したときに、繰り返し動作を停止する。

【0050】

図15にACアダプタ10Bの動作を示す。図15は、図8に図示したACアダプタ10Bの充電特性を示す図である。横軸に時間 t [h] を、縦軸に電圧 V 、電流 I を示している。

40

【0051】

図15に示されるように、本体20の満充電検出電流値よりある値を上乗せした充電電流値に達したところで、上記繰り返し制御を止め、そのときのアダプタ電圧 V_{ADP} を維持するようにしている。これにより、本体20の満充電付近で、繰り返し制御による充電電流 I_c の - I の振れが無くなり、満充電を精度良く検出することができる。

【0052】

電流監視回路51は、制御開始/停止の制御信号を第2の基準電圧発生回路44Bへ送出する。

【0053】

図16に電流監視回路51の構成を示す。電流監視回路51は、電流検出抵抗 R_{11} と

50

、増幅回路511と、電流監視比較判定回路512とを有する。電流検出抵抗R11は、充電電流Icを検出するためのものである。換言すれば、電流検出抵抗R11は、充電電流Icを検出電圧に変換する。電流検出抵抗R11は、電力損失を避けるために小さい値であるので、検出電圧も小さい値である。そのため、この検出電圧を増幅回路511で増幅する。

【0054】

増幅回路511は、抵抗R12、R13、R14と演算増幅器A1とを有する。電流検出抵抗R11の一端は、抵抗R12を介して演算増幅器A1の非反転入力端子に接続され、電流検出抵抗R11の他端は、抵抗R13を介して演算増幅器A1の反転入力端子に接続されている。演算増幅器A1の反転入力端子は、抵抗R14を介して演算増幅器A1の出力端子に接続されている。増幅回路511は、検出電圧を増幅して、増幅した検出電圧Vaを出力する。この増幅した検出電圧Vaは電流監視比較判定回路512に供給される。

10

【0055】

電流監視比較判定回路512は、抵抗R15、R16、R17、R18と、演算増幅器A2と、アナログスイッチSW1とから構成されている。演算増幅器A2の反転入力端子には、増幅した検出電圧Vaが供給される。抵抗R15、R16、R17は、直列接続されたブリーダ抵抗であって、基準電圧Vrefを分圧して、抵抗R15とR16との接続点から分圧した電圧Vbを出力する。この分圧した電圧Vbは演算増幅器A2の非反転入力端子に供給される。抵抗R16とR17との接続点はアナログスイッチSW1の接点1に接続されている。演算増幅器A2の出力端子は抵抗R18を介してアナログスイッチSW1の制御端子に接続されている。アナログスイッチSW1の接点2は接地されている。アナログスイッチSW1は制御端子Highレベルでスイッチoff、制御端子Lowレベルでスイッチonの論理とする。

20

【0056】

図示の例では、電流監視比較判定回路512は、制御停止の制御信号として論理Highレベルの信号を出力し、制御開始の制御信号として論理Lowレベルの信号を出力する。基準電圧Vrefをブリーダ抵抗R15～R17で抵抗分圧することによって、制御開始/停止のしきい値を設定している。

【0057】

詳述すると、電流監視比較判定回路51が、論理Highレベルの制御停止の制御信号を出力しているとする。この場合、アナログスイッチSW1は、オフ状態となっている。したがって、この場合、ブリーダ抵抗R15～R17は、分圧電圧Vbとして、 $V_{ref} \{ (R16 + R17) / (R15 + R16 + R17) \}$ に等しい電圧を出力する。このときの分圧電圧Vbは、制御開始のしきい値電圧であって、例えば、充電電流Icが300mA流れたときに相当する。

30

【0058】

電流監視比較判定回路51が、論理Lowレベルの制御開始の制御信号を出力しているとする。この場合、アナログスイッチSW1は、オン状態となっている。そのため、抵抗R17がショートされた状態となる。したがって、この場合、ブリーダ抵抗R15～R17は、分圧電圧Vbとして、 $V_{ref} \{ (R16 / (R15 + R16)) \}$ に等しい電圧とする。このときの分圧電圧Vbは、制御停止のしきい値電圧であって、例えば、充電電流Icが200mA流れたときに相当する。

40

【0059】

すなわち、演算増幅器A2の出力端子とブリーダ抵抗R15～R17との間に、アナログスイッチSW1を設けることによってヒステリシスをかけ、制御開始のしきい値電圧と制御停止のしきい値電圧とを変えている。

【0060】

図17に電流監視回路51の動作を示す。電流監視回路51は、充電電流Icが300mA以上になった時に制御を開始し、200mA以下になった時に制御を停止させる制御

50

開始 / 停止の制御信号を第 2 の基準電圧発生回路 4 4 B へ供給する。

【 0 0 6 1 】

また、第 2 の基準電圧発生回路 4 4 B には、- I 検出回路 4 5 A から - I 検出信号が過電圧防止回路 5 2 を介して供給される。過電圧防止回路 5 2 は、過電圧を検出していない間は、- I 検出信号をそのまま出力する。

【 0 0 6 2 】

図 1 8 を参照して、第 2 の基準電圧発生回路 4 4 B の動作について説明する。制御停止期間 (すなわち、電流監視回路 5 1 から論理 High レベルの制御停止の制御信号が供給されている期間)、第 2 の基準電圧発生回路 4 4 B は第 2 の基準電圧として定電圧を出力する。本例では、この定電圧は、従来の AC アダプタ 1 0 の基準電圧である 1 . 2 5 V に等しい。

10

【 0 0 6 3 】

一方、制御期間 (すなわち、電流監視回路 5 1 から論理 Low レベルの制御開始の制御信号が供給されている期間)、第 2 の基準電圧発生回路 4 4 B は次に述べる動作を行う。すなわち、第 2 の基準電圧発生回路 4 4 B は、定電圧 (1 . 2 5 V) から徐々に第 2 の基準電圧を低下させる。過電圧防止回路 5 2 を通って - I 検出信号が入力された時、第 2 の基準電圧発生回路 4 4 B は、設定電圧だけ第 2 の基準電圧を上昇させる。- I 検出信号が入力された後は、第 2 の基準電圧発生回路 4 4 B は、次の - I 検出信号が入力されるまで、再度、徐々に第 2 の基準電圧を低下させる。

【 0 0 6 4 】

第 3 の基準電圧発生回路 5 3 は、第 3 の基準電圧 V_{ref} を発生する。この第 3 の基準電圧 V_{ref} は、図 1 6 に示されるように、電流監視回路 5 1 の出力を反転させるときのしきい値電圧を決めるための定電圧である。

20

【 0 0 6 5 】

前述したように、電流監視回路 5 1 は、第 3 の基準電圧 V_{ref} をブリーダ抵抗 $R_{15} \sim R_{17}$ によって制御開始時のしきい値電圧又は制御停止時のしきい値電圧に分圧し、この分圧電圧 V_b と電流検出抵抗 R_{11} により電圧換算され増幅回路 5 1 1 により増幅された検出電圧 V_a とを電流監視比較判定回路 5 1 2 によって比較することにより、Low/High の信号を出力する。

【 0 0 6 6 】

図 8 に示す AC アダプタ 1 0 B は、- I 検出回路 4 5 A の他に、+ I 検出回路 5 4、第 1 の比較電圧生成回路 5 5、第 2 の比較電圧生成回路 5 6、および比較値取込回路 5 7 を備えている。

30

【 0 0 6 7 】

すなわち、図 1 9 に示されるように、AC アダプタ 1 0 B は、負荷電流 I_c が急に増加した場合、その増加電流を検出 (+ I 検出) して、- I 検出比較値を増加電流に追従させ、充電電流 I_c の低下を抑えている。

【 0 0 6 8 】

図 2 0 に + I 検出回路 5 4 を示す。+ I 検出回路 5 4 は、電流取り込みホールド部 5 4 1 と、+ I 検出電圧設定部 5 4 2 と、反転加算回路 5 4 3 と、反転回路 5 4 4 と、+ I 検出部 5 4 5 とから構成されている。

40

【 0 0 6 9 】

電流取り込みホールド回路 5 4 1 は、スイッチ SW と、コンデンサ C_1 と、演算増幅器 A_3 とから構成されている。スイッチ SW は、+ I 検出または - I 検出による電流取り込みトリガに应答してオンし、そのときの電流値をコンデンサ C_1 で保持 (ホールド) する。コンデンサ C_1 のホールド電圧は演算増幅器 A_3 の非反転入力端子に供給される。演算増幅器 A_3 の出力端子は、演算増幅器 A_3 の反転入力端子と接続されている。このような構成の電流取り込みホールド回路 5 4 1 は、+ I 検出または - I 検出直後に取り込まれホールドされた充電電流値 (電流取り込みホールド値) を出力する。

【 0 0 7 0 】

50

+ I 検出電圧設定部 5 4 2 は、抵抗 R 2 1 , R 2 2、R 2 3 と、アナログスイッチ S W 2 と、演算増幅器 A 4 とから構成されている。抵抗 R 2 1 ~ R 2 3 は、基準電圧 V ref 端子と基準電圧 (V ref / 2) 端子との間に直列に接続されている。抵抗 R 2 2 と R 2 3 との接続点にアナログスイッチ S W 2 の接点 1 が接続され、アナログスイッチ S W 2 の接点 2 は基準電圧 (V ref / 2) 端子に接続されている。アナログスイッチ S W 2 の制御端子は後述する + I 検出部 5 4 5 の出力端子に接続されている。アナログスイッチ S W 2 は制御端子 High レベルでスイッチ on、制御端子 Low レベルでスイッチ off の論理とする。抵抗 R 2 1 と R 2 2 との接続点は演算増幅器 A 4 の非反転入力端子に接続されている。演算増幅器 A 4 の出力端子は演算増幅器 A 4 の反転入力端子に接続されている。このような構成の + I 検出電圧設定部 5 4 2 は、+ I 検出電圧レベル (+ I 検出電圧設定値) を設定する。アナログスイッチ S W 2 は、設定値付近の電流増加で出力が暴れないように、ヒステリシスを設けるためのものである。尚、この + I 検出電圧設定部 5 4 2 の増幅率は 1 倍である。

10

【 0 0 7 1 】

反転加算回路 5 4 3 は、抵抗 R 2 4、R 2 5、R 2 6 と演算増幅器 A 5 とから構成されている。演算増幅器 A 5 の反転入力端子は、抵抗 R 2 4 を介して電流取り込みホールド部 5 4 1 の出力端子に接続されると共に、抵抗 R 2 5 を介して + I 検出電圧設定部 5 4 2 の出力端子に接続されている。演算増幅器 A 5 の非反転入力端子は基準電圧 (V ref / 2) 端子に接続されている。演算増幅器 A 5 の出力端子は抵抗 R 2 6 を介して演算増幅器 A 5 の反転入力端子に接続されている。このような構成の反転加算回路 5 4 3 は、電流取り込みホールド値に + I 検出電圧設定値を加算して、反転加算した値を出力する。何故なら、演算増幅器の特性上、位相が反転するからである。尚、この反転加算回路 5 4 3 の増幅率は 1 倍である。

20

【 0 0 7 2 】

反転回路 5 4 4 は、抵抗 R 2 7、R 2 8 と演算増幅器 A 6 とから構成されている。演算増幅器 A 6 の反転入力端子は抵抗 R 2 7 を介して反転加算回路 5 4 3 の出力端子に接続されている。演算増幅器 A 6 の非反転入力端子は基準電圧 (V ref / 2) 端子に接続されている。演算増幅器 A 6 の出力端子は抵抗 R 2 8 を介して演算増幅器 A 6 の反転入力端子に接続されている。このような構成の反転回路 5 4 4 は、反転加算回路 5 4 3 から出力される反転加算した値を再度反転して、加算した値を出力する。すなわち、前段で位相が反転しているので、反転回路 5 4 4 は再度反転させている。この反転回路 5 4 4 から出力される加算した値は + I の検出電圧比較値である。尚、この反転回路 5 4 4 の増幅率も 1 倍である。

30

【 0 0 7 3 】

+ I 検出部 5 4 5 は、演算増幅器 A 7 と抵抗 R 2 9 とから構成されている。演算増幅器 A 7 の反転入力端子には、充電電流 I c の電流波形 (電流値) が供給される。演算増幅器 A 7 の非反転入力端子には、反転回路 5 4 4 から + I の検出電圧比較値が供給される。また、演算増幅器 A 7 の出力端子は抵抗 R 2 9 を介して + I 検出電圧設定部 5 4 2 のアナログスイッチ S W 2 の制御端子に接続されている。このような構成の + I 検出部 5 4 5 は、+ I 検出電圧比較値と充電電流 I c の電流値とを比較して、+ I 検出信号を出力する。

40

【 0 0 7 4 】

とにかく、+ I 検出回路 5 4 は、充電電流 I c が付加設定電流値以上に増加したことを検出して付加検出信号を出力する付加検出手段として働く。そして、比較値取込回路 5 7 と第 1 の比較電圧生成回路 5 5 との組み合わせは、付加検出信号に应答して、検出手段 (- I 検出回路 4 5 A) における設定電流値を変更する手段として動作する。

【 0 0 7 5 】

次に、図 2 1 を参照して、図 8 に図示した A C アダプタ 1 0 B の - I 検出回路 4 5 A の他に、+ I 検出回路 5 4、第 1 の比較電圧生成回路 5 5、第 2 の比較電圧生成回路 5 6、および比較値取込回路 5 7 の動作について説明する。

50

【0076】

比較値取込回路57の出力電圧を基に、第1の比較電圧生成回路55は - I 検出比較電圧を生成し、第2の比較電圧生成回路56は + I 検出比較電圧を生成する。

【0077】

比較値取込回路57は、 - 検出信号または + 検出信号に応答して、比較値取込期間信号を生成し、その期間だけ充電電流 I_c の電流値を取り込み、その期間以外は取り込んだ電圧を維持する回路である。この取り込んだ電圧は、第1の比較電圧生成回路55および第2の比較電圧生成回路56の参照電圧でもある。

【0078】

第1の比較電圧生成回路55は、比較値取込回路57で取り込んだ電圧から - I に相当する電圧だけ低い - I 検出比較電圧を出力する。第2の比較電圧生成回路56は、比較値取込回路57で取り込んだ電圧から + I に相当する電圧だけ高い + I 検出比較電圧を出力する。 10

【0079】

ACアダプタ10Bは、更に、過電圧検出回路58と過電圧防止回路52とを備えている。

【0080】

過電圧検出回路58と過電圧防止回路52とを備えることにより、図22に示されるように、アダプタ電圧 V_{ADP} の上昇があるしきい値以上になった場合、 - I 検出に起因するアダプタ電圧 V_{ADP} の上昇をさせないようにする。これにより、パルス的な負荷が印加されても、過電圧にならない。とにか、過電圧検出回路58と過電圧防止回路52との組合せは、アダプタ電圧 V_{ADP} が所定のしきい値以上になった場合に、検出信号によるアダプタ電圧 V_{ADP} の上昇を抑制する手段として働く。 20

【0081】

図23に過電圧検出回路58と過電圧防止回路52の例を示す。過電圧検出回路58は、抵抗 R_{31} 、 R_{32} と、演算増幅器A8とから構成されている。抵抗 R_{31} 、 R_{32} は基準電圧 V_{ref} を分圧して、分圧した電圧を過電圧検出しきい値として演算増幅器A8の非反転入力端子に供給する。演算増幅器A8の反転入力端子には第2の基準電圧発生回路44Bから第2の基準電圧が供給される。

【0082】

このような構成の過電圧検出回路58は、過電圧検出しきい値と第2の基準電圧とを比較し、Low/Highの過電圧検出回路出力信号を出力する。 30

【0083】

図示の過電圧防止回路52は、アンドゲートG1から構成されている。過電圧防止回路52は、過電圧検出回路出力信号がHighのときは、 - I 検出回路45Aから出力される - I 検出信号をそのまま過電圧防止回路出力信号として出力する。一方、過電圧検出回路出力信号がLowのときは、過電圧防止回路52は - I 検出信号を出力しない。

【0084】

過電圧防止回路出力信号が入力された時、第2の基準電圧発生回路44Bは第2の基準電圧を設定電圧だけ上昇させる。過電圧防止回路出力信号が入力された後は、第2の基準電圧発生回路44Bは次の過電圧防止回路出力信号が入力されるまで、再度徐々に第2の基準電圧を低下させる。 40

【0085】

図8に図示した先願のACアダプタでは、回路的に低消費電流を考慮していなので、負荷が接続されていない状態で、消費電流が大きくなる。そこで、本発明では、次に述べるような構成を採用することによって、負荷が接続されていない状態（無負荷状態）で、消費電流を小さくしている。

【0086】

図24を参照して、本発明の一実施の形態に係るACアダプタ10Cについて説明する。但し、図24では、一次側回路は従来のもので変わりが無いので、その図示を省略して 50

ある。図 8 に示した構成要素と同様の機能を有するものには同一の参照符号を付して、以下では、説明の簡略化のために、相違する点についてのみ説明する。

【0087】

図示の AC アダプタ 10C は、電流監視回路 61 と、第 4 の基準電圧発生回路 62 と、アナログスイッチ SW3 とを更に備えている。

【0088】

電流監視回路 61 は、充電電流が所定の電流（例えば、90mA）以上流れたときに電源ラインを接続し、充電電流が所定の電流（例えば、80mA）以下になったときに電源ラインを切り離すためのスイッチ制御信号を出力する。換言すれば、電流監視回路 61 は、充電電流を監視して無負荷状態であるか否かを判定する。第 4 の基準電圧発生回路 62 は、第 4 の基準電圧 V_{ref} を電流監視回路 61 へ供給する。

10

【0089】

図 24 に示されるように、無負荷時に電源ラインが切り離される回路部 60 は、電流監視回路 51、+I 検出回路 54、-I 検出回路 45A、比較値取込回路 57、第 1 の比較電圧生成回路 55、第 2 の比較電圧生成回路 56、過電圧防止回路 52、および過電圧検出回路 58 である。換言すれば、この回路部 60 は、電圧制御回路 42A を制御する部分である。アナログスイッチ SW3 は、電流監視回路 61 によって無負荷状態と判定されたときに、電圧制御回路 42A を制御する回路部 60 の電源ラインを切り離すスイッチ手段として働く。

【0090】

図 25 に電流監視回路 61 の構成を示す。電流監視回路 61 は、電流検出抵抗 R41 と、増幅回路 611 と、電流監視比較判定回路 612 とを有する。電流検出抵抗 R41 は、充電電流 I_c を検出するためのものである。換言すれば、電流検出抵抗 R41 は、充電電流 I_c を検出電圧に変換する。電流検出抵抗 R41 は、電力損失を避けるために小さい値であるので、検出電圧も小さい値である。そのため、この検出電圧を増幅回路 611 で増幅する。

20

【0091】

増幅回路 611 は、抵抗 R42、R43、R44 と演算増幅器 A11 とを有する。電流検出抵抗 R41 の一端は、抵抗 R42 を介して演算増幅器 A11 の非反転入力端子に接続され、電流検出抵抗 R41 の他端は、抵抗 R43 を介して演算増幅器 A11 の反転入力端子に接続されている。演算増幅器 A11 の反転入力端子は、抵抗 R44 を介して演算増幅器 A11 の出力端子に接続されている。増幅回路 611 は、検出電圧を増幅して、増幅した検出電圧 V_d を出力する。この増幅した検出電圧 V_d は電流監視比較判定回路 612 に供給される。

30

【0092】

電流監視比較判定回路 612 は、抵抗 R45、R46、R47、R48 と、演算増幅器 A12 と、アナログスイッチ SW4 とから構成されている。演算増幅器 A12 の非反転入力端子には、増幅した検出電圧 V_d が供給される。抵抗 R45、R46、R47 は、直列接続されたブリーダ抵抗であって、基準電圧 V_{ref} を分圧して、抵抗 R45 と R46 との接続点から分圧した電圧 V_e を出力する。この分圧した電圧 V_e は演算増幅器 A12 の反転入力端子に供給される。抵抗 R46 と R47 との接続点はアナログスイッチ SW1 の固定接点に接続されている。演算増幅器 A12 の出力端子は抵抗 R48 を介してアナログスイッチ SW1 の制御端子に接続されている。アナログスイッチ SW4 の可動接点は接地されている。アナログスイッチ SW4 は制御端子 High レベルでスイッチ on、制御端子 Low レベルでスイッチ off の論理とする。

40

【0093】

図示の例では、電流監視比較判定回路 612 は、電源ライン接続の制御信号として論理 High レベルの信号を出力し、電源ライン切り離しの制御信号として論理 Low レベルの信号を出力する。基準電圧 V_{ref} をブリーダ抵抗 R45 ~ R47 で抵抗分圧することによって、電源ライン接続 / 電源ライン切り離しのしきい値を設定している。

50

【0094】

詳述すると、電流監視比較判定回路612が、論理Lowレベルの電源ライン切り離しの制御信号を出力しているとする。この場合、アナログスイッチSW4は、オフ状態となっている。したがって、この場合、ブリーダ抵抗R45～R47は、分圧電圧 V_e として、 $V_{ref}\{(R46 + R47) / (R45 + R46 + R47)\}$ に等しい電圧を出力する。このときの分圧電圧 V_e は、電源ライン接続のしきい値電圧であって、例えば、充電電流 I_c が90mA流れたときに相当する。

【0095】

電流監視比較判定回路612が、論理Highレベルの電源ライン接続の制御信号を出力しているとする。この場合、アナログスイッチSW4は、オン状態となっている。そのため、抵抗R47がショートされた状態となる。したがって、この場合、ブリーダ抵抗R45～R47は、分圧電圧 V_e として、 $V_{ref}\{R46 / (R45 + R46)\}$ に等しい電圧をする。このときの分圧電圧 V_e は、電源ライン切り離しのしきい値電圧であって、例えば、充電電流 I_c が80mA流れたときに相当する。

【0096】

すなわち、演算増幅器A12の出力端子とブリーダ抵抗R45～R47との間に、アナログスイッチSW4を設けることによってヒステリシスをかけ、電源ライン接続のしきい値電圧と電源ライン切り離しのしきい値電圧とを変えている。

【0097】

図26に電流監視回路61の動作を示す。電流監視回路61は、充電電流 I_c が90mA以上になった時に電源ラインを接続し、80mA以下になった時に電源ラインを切り離させる電源ライン接続/切り離しの制御信号をアナログスイッチSW3へ供給する。

【0098】

前述したように、電流監視回路61は、第4の基準電圧 V_{ref} をブリーダ抵抗R45～R47によって電源ライン接続時のしきい値電圧又は電源ライン切り離し時のしきい値電圧に分圧し、この分圧電圧 V_e と電流検出抵抗R41により電圧換算され増幅回路611により増幅された検出電圧 V_d とを電流監視比較判定回路612によって比較することにより、Low/Highの信号を出力する。

【0099】

以上、本発明について実施の形態によって例を挙げて説明してきたが、本発明は上述した実施の形態に限定しないのは勿論である。たとえば、上述した実施の形態では、本発明を携帯電話機用ACアダプタに適用した場合を例に挙げて説明したが、携帯電話機以外についても充電回路へ電力供給するACアダプタにも適用できるのは勿論である。

【図面の簡単な説明】

【0100】

【図1】ACアダプタが二次電池を内蔵する本体に接続された状態を示すブロック図である。

【図2】ACアダプタのV-I特性を示す特性図である。

【図3】従来のACアダプタの構成を示すブロック図である。

【図4】図3に示す従来のACアダプタの充電特性を示す図である。

【図5】図3に示す従来のACアダプタにおいて、定電流充電領域から定電圧充電領域に切り変わるときに、電圧の跳ね上がりが発生する理由を説明するための図である。

【図6】先願の第1のACアダプタの構成を示すブロック図である。

【図7】図6に示すACアダプタの充電特性を示す図である。

【図8】先願の第2のACアダプタの二次側回路の構成を示すブロック図である。

【図9】図6に示すACアダプタによる繰り返し制御を、満充電検出時以後も続けた場合のACアダプタの充電特性を示す図である。

【図10】図8に示すACアダプタの充電特性を示す図である。

【図11】二次電池を充電する場合の、定電流充電モードと満充電検出を行わない定電圧充電モードとを説明するための充電特性を示す図である。

10

20

30

40

50

【図 1 2】二次電池を充電する場合の、定電流充電モードと満充電検出を行う定電圧充電モードとを説明するための充電特性を示す図である。

【図 1 3】図 6 に図示されている AC アダプタを使用して満充電を検出するまで、繰り返し制御を行った場合の問題点を説明するための、図 6 の AC アダプタの充電特性を示す図である。

【図 1 4】図 8 に示す AC アダプタの充電特性を示す図である。

【図 1 5】図 8 に示す AC アダプタの充電特性を示す図である。

【図 1 6】図 8 に示す AC アダプタに使用される電流監視回路の構成を示すブロック図である。

【図 1 7】図 1 6 に示した電流監視回路の動作を説明するために、充電電流と電流監視回路出力とを示すタイムチャートである。 10

【図 1 8】図 8 に示す AC アダプタにおける、電流監視回路出力、第 2 の基準電圧、および過電圧防止回路出力（ - I 検出信号）の関係を説明するためのタイムチャートである。

【図 1 9】図 8 の AC アダプタの充電特性を示す図である。

【図 2 0】図 8 に示す AC アダプタに使用される + I 検出回路の構成を示すブロック図である。

【図 2 1】図 8 の AC アダプタの、 - I 検出回路、 + I 検出回路、第 1 の比較電圧生成回路、第 2 の比較電圧生成回路、および比較値取込回路の動作を説明するためのタイムチャートである。 20

【図 2 2】図 8 の AC アダプタにおいて、パルス的な負荷が印加された状態の充電特性を示す図である。

【図 2 3】図 8 の AC アダプタに使用される過電圧検出回路と過電圧防止回路の構成を示すブロック図である。

【図 2 4】本発明の一実施の形態に係る AC アダプタの二次側回路の構成を示すブロック図である。

【図 2 5】図 2 4 に示す AC アダプタに使用される電流監視回路の構成を示すブロック図である。

【図 2 6】図 2 5 に示した電流監視回路の動作を説明するために、充電電流と電流監視回路出力とを示すタイムチャートである。 30

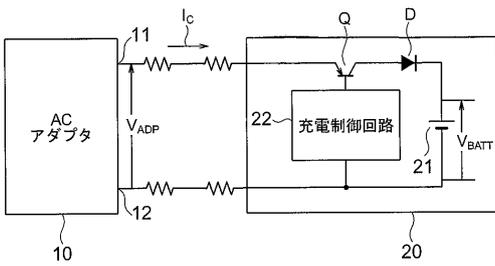
【符号の説明】

【 0 1 0 1 】

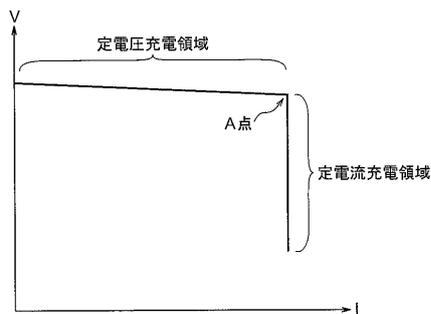
1 0 C	AC アダプタ	
2 0	本体（携帯電話機）	
2 1	二次電池	
2 2	充電制御回路	
3 1	整流 / 平滑回路	
3 2	スイッチング制御回路	
3 3	SW 素子	
4 1	整流 / 平滑回路	40
4 2 A	電圧制御回路	
4 3	定電流制御回路	
4 4	第 1 の基準電圧発生回路	
4 4 B	第 2 の基準電圧発生回路	
4 5 A	- I 検出回路	
5 1	電流監視回路	
5 2	過電圧防止回路	
5 3	第 3 の基準電圧発生回路	
5 4	+ I 検出回路	
5 5	第 1 の比較電圧生成回路	50

- 5 6 第 2 の 比較 電 圧 生 成 回 路
- 5 7 比 較 値 取 込 回 路
- 6 0 電 圧 制 御 回 路 を 制 御 す る 回 路 部
- 6 1 電 流 監 視 回 路
- 6 2 第 4 の 基 準 電 圧 発 生 回 路
- S W 3 ア ナ ログ ス イ ッ チ
- T ト ラ ン ス
- N p 一 次 巻 線
- N s 二 次 巻 線
- N B 補 助 巻 線

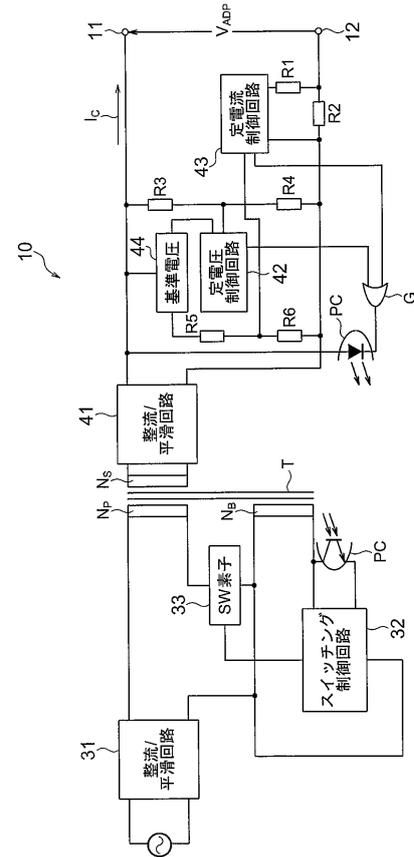
【 図 1 】



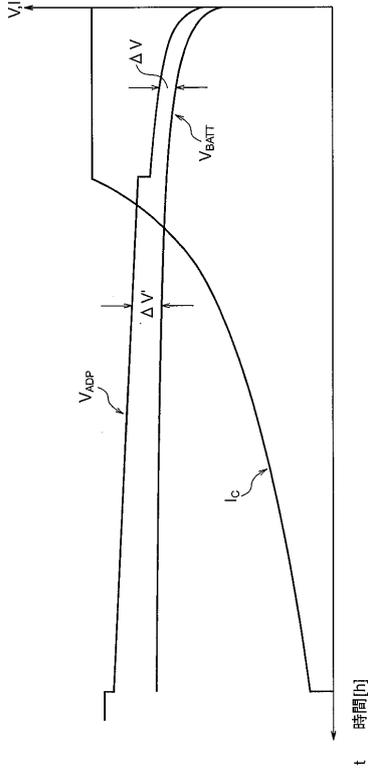
【 図 2 】



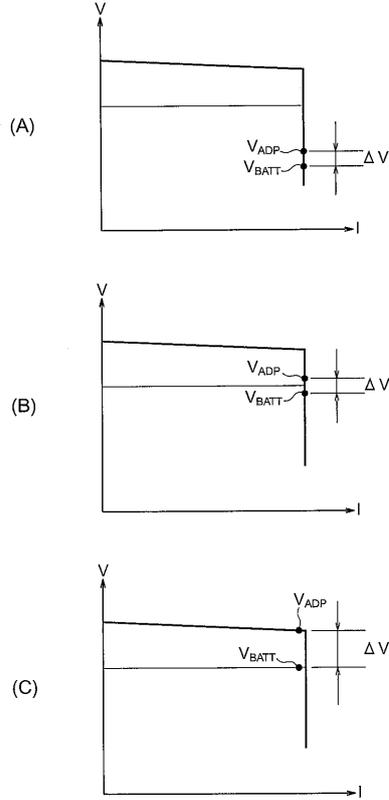
【 図 3 】



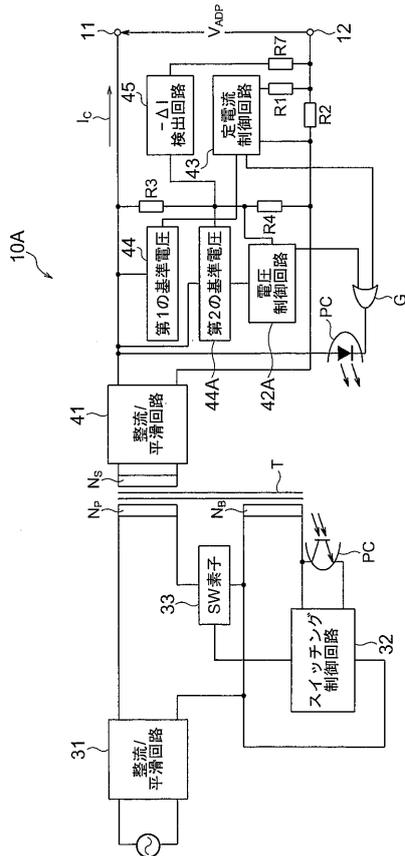
【 図 4 】



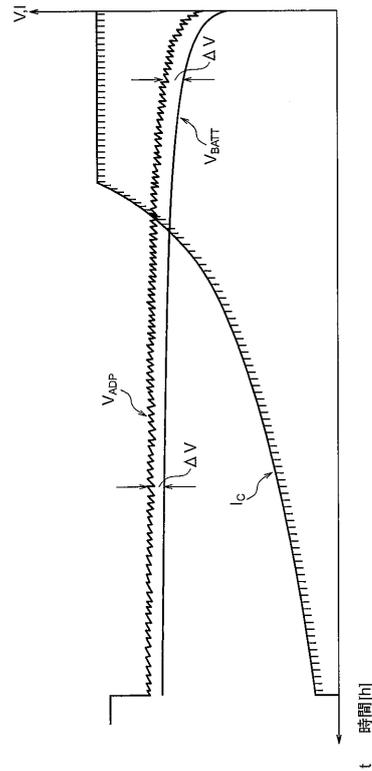
【 図 5 】



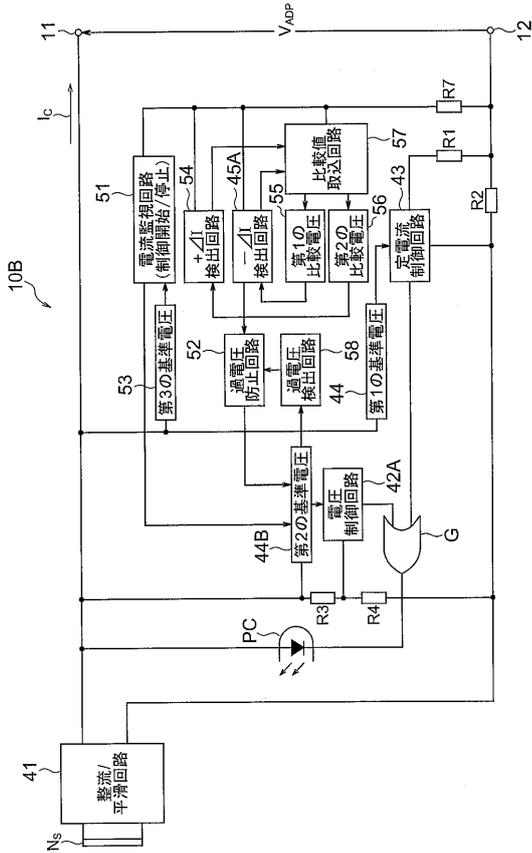
【 図 6 】



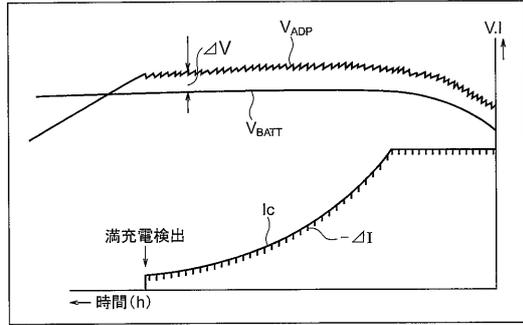
【 図 7 】



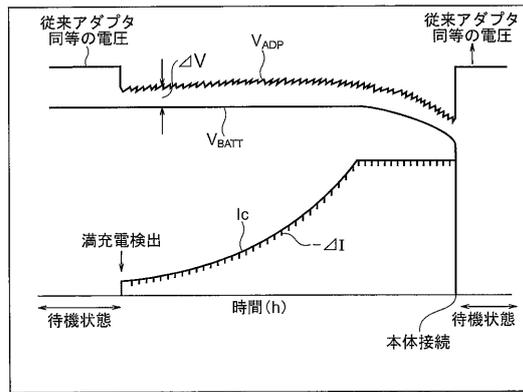
【図 8】



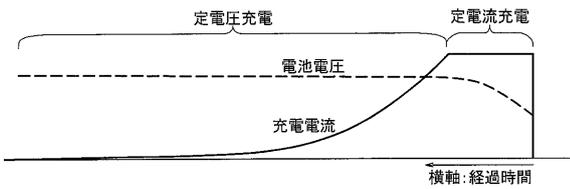
【図 9】



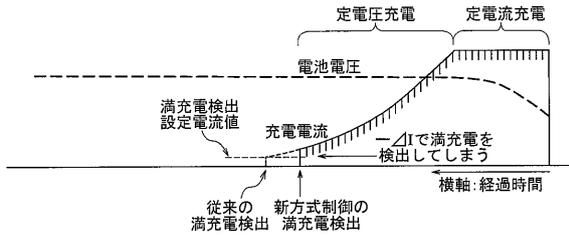
【図 10】



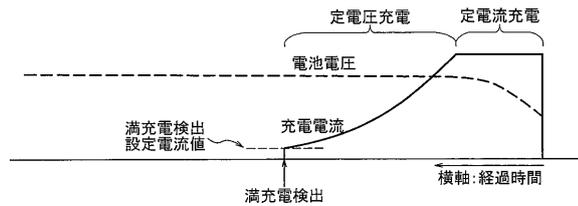
【図 11】



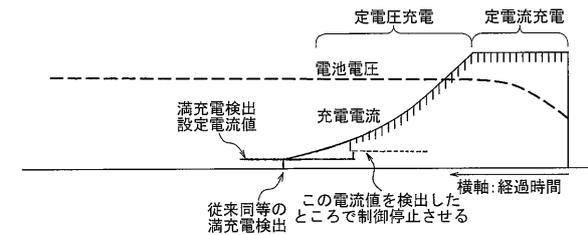
【図 13】



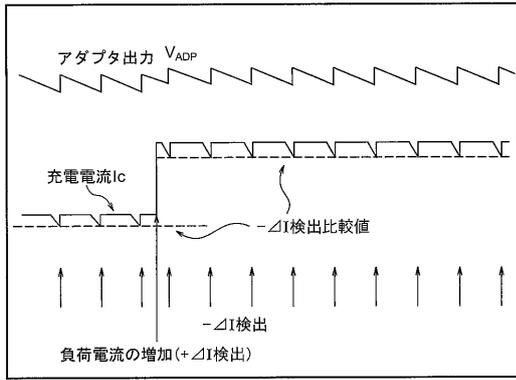
【図 12】



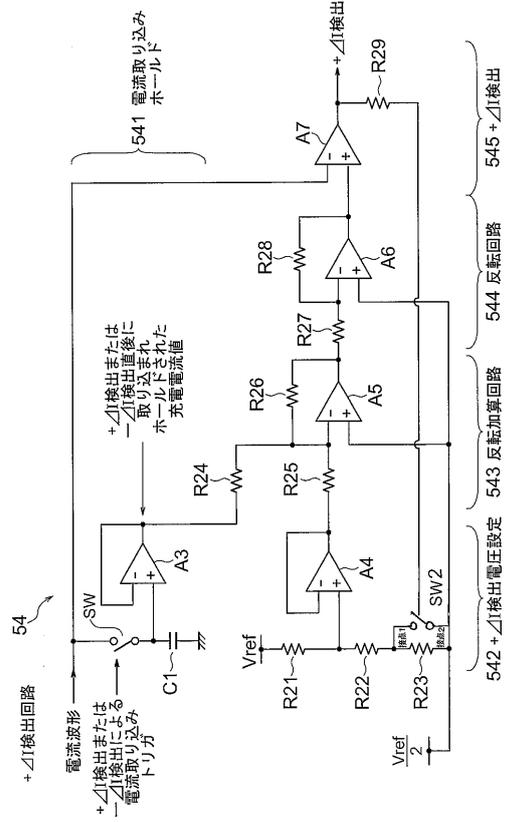
【図 14】



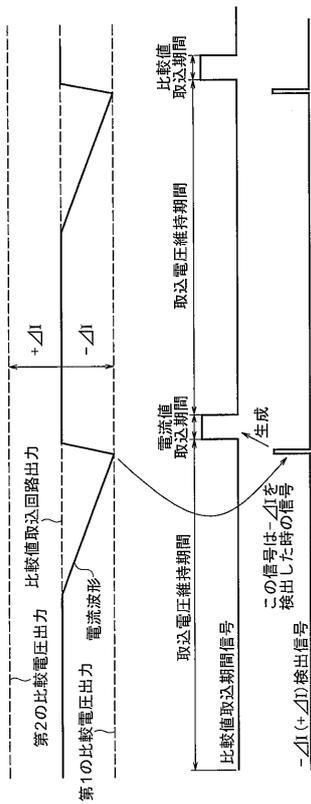
【 図 1 9 】



【 図 2 0 】



【 図 2 1 】



【 図 2 2 】

