

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号
特許第4837408号
(P4837408)

(45) 発行日 平成23年12月14日 (2011.12.14)

(24) 登録日 平成23年10月7日 (2011.10.7)

(51) Int.Cl.	F I
HO 2 M 3/155 (2006.01)	HO 2 M 3/155 P
HO 2 J 7/34 (2006.01)	HO 2 J 7/34 D
GO 6 F 1/26 (2006.01)	GO 6 F 1/00 3 3 O Z
GO 6 F 1/28 (2006.01)	GO 6 F 1/00 3 3 3 Z

請求項の数 10 (全 25 頁)

(21) 出願番号	特願2006-75910 (P2006-75910)	(73) 特許権者	308014341
(22) 出願日	平成18年3月20日 (2006.3.20)		富士通セミコンダクター株式会社
(65) 公開番号	特開2007-252154 (P2007-252154A)		神奈川県横浜市港北区新横浜二丁目10番23
(43) 公開日	平成19年9月27日 (2007.9.27)	(74) 代理人	100068755
審査請求日	平成20年11月6日 (2008.11.6)		弁理士 恩田 博宣
		(74) 代理人	100105957
			弁理士 恩田 誠
		(72) 発明者	小澤 秀清
			愛知県春日井市高蔵寺町二丁目1844番2 富士通ヴィエルエスアイ株式会社内
		(72) 発明者	松本 敬史
			愛知県春日井市高蔵寺町二丁目1844番2 富士通ヴィエルエスアイ株式会社内
最終頁に続く			

(54) 【発明の名称】 DC-DCコンバータ、DC-DCコンバータの制御回路、及びDC-DCコンバータの制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

入力電力により負荷部を作動させる電子機器に備えられ、前記入力電力により二次電池を充電する充電電流を生成するDC-DCコンバータにおいて、
前記DC-DCコンバータは、
直列接続された第1トランジスタ及び第2トランジスタと、
前記第1トランジスタと前記第2トランジスタとの接続ノードに接続されたチョークコイルと、
前記第1トランジスタ及び第2トランジスタをオンオフ制御する制御回路とを有し、
前記制御回路は、
入力電流を検出する電流検出手段と、
前記電流検出手段の検出結果と第1の所定値との差分値を検出する第1の検出手段と、
前記電流検出手段の検出結果と第2の所定値との差分値を検出する第2の検出手段とを有し、
前記制御回路は、入力電流が電流制限を越えていない場合に、前記第1の検出手段が出力する検出結果に基づいて、前記二次電池を充電するための正の充電電流（充電電流）を制御し、前記入力電流が電流制限を越えている場合に、前記第2の検出手段が出力する検出結果に基づいて、二次電池から前記負荷部に供給する負の充電電流（放電電流）を制御し、
前記制御回路は、前記第1トランジスタ及び第2トランジスタのオンオフ時間を制御す

ることで、前記正の充電電流を前記チョークコイルを介して前記二次電池に供給し、前記負の充電電流を前記二次電池から前記チョークコイルを介して前記負荷部に供給することを特徴とするDC-DCコンバータ。

【請求項2】

前記入力電流は前記負荷部の消費電流と前記二次電池に対する充電電流の合成電流であり、

前記入力電流が所定値を越えないように、前記消費電流の増減に応じて、前記二次電池に対する正の充電電流と負の充電電流を制御する、
ことを特徴とする請求項1記載のDC-DCコンバータ。

【請求項3】

前記制御回路は、

二次電池へ供給する充電電流と設定電流との差分値を検出する第3の検出手段と、

二次電池へ供給する充電電圧と設定電圧との差分値を検出する第4の検出手段と、

出力電圧と設定電圧との差分値を検出する第5の検出手段と、

前記第1の検出手段と前記第3の検出手段と前記第4の検出手段とのうちの何れか一つの検出結果に応じたパルス幅の第1の制御信号対を生成する第1の変換手段と、

前記第2の検出手段又は前記第5の検出手段の検出結果に応じたパルス幅の第2の制御信号対を生成する第2の変換手段と、

前記第1の制御信号対と前記第2の制御信号対とに基づいて、前記入力電流が前記電流制限を越えていない場合には前記第1の制御信号対を前記第1トランジスタ及び第2トランジスタに供給してスイッチングさせ、前記入力電流が前記電流制限を越える場合には前記第2の制御信号対を前記第1トランジスタ及び第2トランジスタに供給してスイッチングさせるスイッチング制御手段と

を備えたことを特徴とする請求項1又は2記載のDC-DCコンバータ。

【請求項4】

前記スイッチング制御手段は、

前記第1の制御信号対と前記第2の制御信号対とに基づいて動作状態を検出する状態検出手段と、

前記状態検出手段により検出した動作状態に応じて前記第1の制御信号対又は前記第2の制御信号対を前記第1トランジスタ及び第2トランジスタに供給する選択手段と

を備えたことを特徴とする請求項3記載のDC-DCコンバータ。

【請求項5】

入力電力により負荷部を作動させる電子機器に備えられ、前記入力電力により二次電池を充電する充電電流を生成するDC-DCコンバータの制御回路において、

入力電流を検出する電流検出手段と、

前記電流検出手段の検出結果と第1の所定値との差分値を検出する第1の検出手段と、

前記電流検出手段の検出結果と第2の所定値との差分値を検出する第2の検出手段とを有し、

入力電流が電流制限を越えていない場合に、前記第1の検出手段が出力する検出結果に基づいて、前記二次電池を充電するための正の充電電流（充電電流）を制御し、前記入力電流が電流制限を越えている場合に、前記第2の検出手段が出力する検出結果に基づいて、二次電池から前記負荷部に供給する負の充電電流（放電電流）を制御し、

前記DC-DCコンバータにおいて直列接続された第1トランジスタ及び第2トランジスタのオンオフ時間を制御することで、前記正の充電電流を前記第1トランジスタと前記第2トランジスタとの接続ノードに接続されたチョークコイルを介して前記二次電池に供給し、前記負の充電電流を前記二次電池から前記チョークコイルを介して前記負荷部に供給する

ことを特徴とするDC-DCコンバータの制御回路。

【請求項6】

前記入力電流は前記負荷部の消費電流と前記二次電池に対する充電電流の合成電流であ

10

20

30

40

50

り、

前記入力電流が所定値を越えないように、前記消費電流の増減に応じて、前記二次電池に対する正の充電電流と負の充電電流を制御する、
ことを特徴とする請求項5記載のDC-DCコンバータの制御回路。

【請求項7】

二次電池へ供給する充電電流と設定電流との差分値を検出する第3の検出手段と、
二次電池へ供給する充電電圧と設定電圧との差分値を検出する第4の検出手段と、
出力電圧と設定電圧との差分値を検出する第5の検出手段と、
前記第1の検出手段と前記第3の検出手段と前記第4の検出手段とのうちの何れか一つの検出結果に応じたパルス幅の第1の制御信号対を生成する第1の変換手段と、
前記第2の検出手段又は前記第5の検出手段の検出結果に応じたパルス幅の第2の制御信号対を生成する第2の変換手段と、
前記第1の制御信号対と前記第2の制御信号対とに基づいて、前記入力電流が前記電流制限を越えていない場合には前記第1の制御信号対を前記第1トランジスタ及び第2トランジスタに供給してスイッチングさせ、前記入力電流が前記電流制限を越える場合には前記第2の制御信号対を前記第1トランジスタ及び第2トランジスタに供給してスイッチングさせるスイッチング制御手段と
を有することを特徴とする請求項5又は6記載のDC-DCコンバータの制御回路。

10

【請求項8】

入力電力により負荷部を作動させる電子機器に備えられ、前記入力電力により二次電池を充電する充電電流を生成するDC-DCコンバータの制御方法において、
前記DC-DCコンバータの制御回路は、
入力電流を検出する電流検出手段と、
前記電流検出手段の検出結果と第1の所定値との差分値を検出する第1の検出手段と、
前記電流検出手段の検出結果と第2の所定値との差分値を検出する第2の検出手段とを有するものであり、
入力電流が電流制限を越えていない場合に、前記第1の検出手段が出力する検出結果に基づいて、前記二次電池を充電するための正の充電電流（充電電流）を制御し、前記入力電流が電流制限を越えている場合に、前記第2の検出手段が出力する検出結果に基づいて、
二次電池から前記負荷部に供給する負の充電電流（放電電流）を制御し、
前記DC-DCコンバータにおいて直列接続された第1トランジスタ及び第2トランジスタのオンオフ時間を制御することで、前記正の充電電流を前記第1トランジスタと前記第2トランジスタとの接続ノードに接続されたチョークコイルを介して前記二次電池に供給し、前記負の充電電流を前記二次電池から前記チョークコイルを介して前記負荷部に供給する
ことを特徴とするDC-DCコンバータの制御方法。

20

30

【請求項9】

前記入力電流は前記負荷部の消費電流と前記二次電池に対する充電電流の合成電流であり、

前記入力電流が所定値を越えないように、前記消費電流の増減に応じて、前記二次電池に対する正の充電電流と負の充電電流を制御する、
ことを特徴とする請求項8記載のDC-DCコンバータの制御方法。

40

【請求項10】

前記制御回路は、
二次電池へ供給する充電電流と設定電流との差分値を検出する第3の検出手段と、
二次電池へ供給する充電電圧と設定電圧との差分値を検出する第4の検出手段と、
出力電圧と設定電圧との差分値を検出する第5の検出手段と、
前記第1の検出手段と前記第3の検出手段と前記第4の検出手段とのうちの何れか一つの検出結果に応じたパルス幅の第1の制御信号対を生成する第1の変換手段と、
前記第2の検出手段又は前記第5の検出手段の検出結果に応じたパルス幅の第2の制御

50

信号対を生成する第2の変換手段と、

前記第1の制御信号対と前記第2の制御信号対とに基づいて、前記入力電流が前記電流制限を越えていない場合には前記第1の制御信号対を前記第1トランジスタ及び第2トランジスタに供給してスイッチングさせ、前記入力電流が前記電流制限を越える場合には前記第2の制御信号対を前記第1トランジスタ及び第2トランジスタに供給してスイッチングさせるスイッチング制御手段と

を有することを特徴とする請求項8又は9記載のDC-DCコンバータの制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、DC-DCコンバータ、DC-DCコンバータの制御回路、及びDC-DCコンバータの制御方法に関するものである。

近年、ノート型パソコンやパソコンに接続されるハードディスクドライブ(HDD)等の周辺機器や携帯機器などの電子機器には、駆動電源としての充電可能な電池(二次電池)と、該二次電池の充電回路が設けられている。電子機器はACアダプタやパソコン等の外部電力源が接続され、非作動時には外部電力源から供給される電流により二次電池を充電する。更に、電子機器には、作動時における消費電流が外部電力源の供給電流定格よりも少ない場合に、供給電流定格内で充電電流を二次電池に供給して該二次電池を充電するものがある。ところで、電子機器は、動作状態によって消費電流が外部電力源の定格電流を越える場合がある。この場合、消費電流が越えるのは一時的であるため、動作を継続することができるとは、不安定になる虞があるため、このときにおいても安定して動作することが求められている。

【背景技術】

【0002】

従来、電子機器には駆動電源として二次電池が搭載されているものがあり、このような電子機器には、外部電力源から供給される電力により二次電池を充電する充電回路が備えられている(例えば、特許文献1参照)。充電回路の一例を図5に示す。

【0003】

充電回路10は、例えばパソコンのUSBインタフェースを介して供給される入力電圧 V_{in} を降圧して二次電池BATに供給する出力電圧 V_{out1} を生成するものである。充電回路10は、入力電圧 V_{in} を出力電圧 V_{out2} として内部回路等の負荷(図示せず)に供給する経路上に設けられた電流測定抵抗RS1に流れる電流に基づいて、二次電池に供給する電流量を制御する。

【0004】

充電回路10は、制御回路11、トランジスタFET1、FET2、チョークコイルL1、平滑用コンデンサC1、電流測定抵抗(以下、第1抵抗、第2抵抗)RS1、RS2、ダイオードD1を備えている。制御回路11の第1電圧増幅器AMP1は、入力端子が第1抵抗RS1の両端子に接続され、第1抵抗RS1の両端子における電位を持つ信号CS1、FB1を入力し、第1抵抗RS1の両端子間に発生する電位差、つまり第1抵抗RS1に流れる電流に応じた電位の検出信号を出力する。制御回路11の第2電圧増幅器AMP2は、入力端子が第2抵抗RS2の両端子に接続され、第2抵抗RS2の両端子における電位を持つ信号CS2、FB2を入力し、第2抵抗RS2の両端子間に発生する電位差、つまり第2抵抗RS2に流れる電流に応じた電位の検出信号を出力する。信号FB2は抵抗R1に供給され、抵抗R1と抵抗R2は信号FB2の電圧、つまり出力電圧 V_{out1} を分圧した分圧電圧を生成する。

【0005】

第1誤差増幅器ERA1は、第1電圧増幅器AMP1の出力信号と基準電源e1の電圧との差電圧を増幅した第1誤差信号Vop1を出力する。第2誤差増幅器ERA2は、第2電圧増幅器AMP2の出力信号と基準電源e2の電圧との差電圧を増幅した第2誤差信号Vop2を出力する。第3誤差増幅器ERA3は、分圧電圧と基準電源e3の電圧との

10

20

30

40

50

差電圧を増幅した第3誤差信号 V_{op3} を出力する。

【0006】

PWM比較器PWMは、発振器OSCにて生成される三角波信号と第1～第3誤差信号 $V_{op1} \sim V_{op3}$ とを比較し、比較結果に応じたパルス幅を持ち相補な制御信号DH、DLを生成する。詳しくは、PWM比較器PWMは、反転入力端子に入力される第1～第3誤差信号 $V_{op1} \sim V_{op3}$ のうちの最も低い電圧の信号と、非反転入力端子に入力される三角波信号とを比較し、三角波信号よりも誤差信号の電圧が高いときにHレベルの制御信号DHを生成し、三角波信号よりも誤差信号の電圧が低いときにLレベルの制御信号DLを生成する。更に、PWM比較器PWMは、制御信号DHのレベルを反転した制御信号DLを生成する。第1制御信号DHは第1トランジスタFET1のゲートに供給され、第2制御信号DLは第2トランジスタFET2のゲートに供給される。

10

【0007】

第1トランジスタFET1及び第2トランジスタFET2はNチャネルMOSトランジスタであり、Hレベルのゲート信号に応答してオンし、Lレベルのゲート信号に応答してオフする。従って、第1トランジスタFET1及び第2トランジスタFET2は、第1制御信号DH及び第2制御信号DLに応答して相補的にオンオフするとともに、オン期間（オフ期間）は第1～第3誤差信号 $V_{op1} \sim V_{op3}$ の電圧、つまり電流測定抵抗RS1と電流測定抵抗RS2とにそれぞれ流れる電流量と、出力電圧 V_{out1} とに基づいて制御される。

【0008】

20

充電回路10の動作を説明する。

トランジスタFET1がオンすると、入力電圧 V_{in} からチョークコイルL1を介して負荷としての二次電池BATに電流が供給される。チョークコイルL1の両端には入力電圧 V_{in} と充電回路10の出力電圧 V_{out1} の電圧差が発生するため、チョークコイルL1に流れる電流は時間と共に増加し、負荷に流れる電流も増加する。又、チョークコイルL1に電流が流れることでエネルギーがチョークコイルL1に蓄積される。

【0009】

次いでトランジスタFET1がオフすると同期整流用のトランジスタFET2がオンし、チョークコイルL1に蓄積されたエネルギーが放出される。

このとき、出力電圧 V_{out1} は次式で与えられる。

30

【0010】

$$\begin{aligned} V_{out1} &= (T_{on} / (T_{on} + T_{off})) \times V_{in} \\ &= (T_{on} / T) \times V_{in} \end{aligned}$$

となる。但し、 T_{on} はトランジスタFET1がオンしている時間、 T_{off} はトランジスタFET1がオフしている時間、 $T = T_{on} + T_{off}$ である。

【0011】

チョークコイルL1には、トランジスタFET1がオンしている期間、該トランジスタFET1を介して二次電池BATに向かって電流が流れ、トランジスタFET1がオフしている期間、トランジスタFET2を介して二次電池BATに向かって流れる。従って、トランジスタFET1に流れる電流 I_{in} の平均値は、出力電流 I_{out} とトランジスタFET1のデューティとの積に等しく、

40

$$I_{in} = (T_{on} / T) \times I_{out}$$

と表される。

【0012】

上式より、入力電圧 V_{in} の変動はトランジスタFET1のデューティを制御することにより補償することができる。同様に、負荷の変動により出力電圧 V_{out1} が変動するときは、出力電圧 V_{out1} を検出してデューティを制御することにより、出力電圧 V_{out1} を一定に補償することができる。

【0013】

負荷における消費電流が増加すると電流測定抵抗RS1を流れる電流が増加し、電流測

50

定抵抗 R_{S1} の両端に発生する電圧降下が大きくなる。すると、第1電圧増幅器 $AMP1$ の出力信号と基準電源 $e1$ の電圧との差が小さくなるので誤差増幅器 $ERA1$ の誤差信号 V_{op1} の電圧が下がる。その結果、PWM比較器 PWM の出力パルス幅は狭くなり、トランジスタ $FET1$ のオン期間が短くなるので、出力電圧 V_{out1} が下がり、二次電池 BAT の充電電流が少なくなる。

【0014】

逆に、負荷における消費電流が減少すると電流測定抵抗 R_{S1} を流れる電流が減少し、電流測定抵抗 R_{S1} の両端に発生する電圧降下が小さくなる。すると、第1電圧増幅器 $AMP1$ の出力信号と基準電源 $e1$ の電圧との差が大きくなるので誤差増幅器 $ERA1$ の誤差信号 V_{op1} の電圧が上がる。その結果、PWM比較器 PWM の出力パルス幅は広くなり、トランジスタ $FET1$ がオンする期間が長くなるので、出力電圧 V_{out1} が上がり、二次電池 BAT の充電電流が多くなる。

10

【0015】

このように、充電回路10では、トランジスタ $FET1$ のデューティ（オン時間とオフ時間の比）を制御することにより、負荷における消費電流の増減に応じて二次電池 BAT の充電電流を制御することで、入力電流が定格を超えないようにすることが可能となる。

【0016】

ところで、負荷における消費電流が過渡的に増加する場合がある。例えば、HDDでは、起動時にスピンドルモータの駆動を開始するため、スピンドルモータを一定の回転数で駆動する場合よりも大きな電力を必要とする。しかし、USBインタフェースは、供給電流に制限があるため、HDD等の制限を越える電流を一時的に必要とする電子機器は、USBを介して接続することが難しい。そこで、負荷の消費電流を監視し、その電流が定格電流を越える場合には、定格電流を越える不足分を二次電池 BAT に蓄積した電力により補うことが考えられる（例えば、特許文献2参照）。しかし、図5に示す充電回路10は、ダイオード $D1$ を介して二次電池 BAT から電流を負荷に供給する構成であり、二次電池 BAT の電圧が入力電圧 V_{in} より低いため、入力電圧 V_{in} が供給されているときには二次電池 BAT から負荷に電流を供給することができない。つまり、過渡的な負荷変動に対応することができない。このため、例えば図6に示す充電回路20が利用される。

20

【0017】

この充電回路20は、チョークコイル $L1$ と電流測定抵抗 R_{S2} の間のノードが負荷に接続され、負荷に出力電圧 V_{out2} を供給するように構成されている。この場合、二次電池 BAT は電流測定抵抗 R_{S2} を介して負荷に接続されるため、入力電圧 V_{in} が供給されているときにも、二次電池 BAT から負荷に電流を供給することができる、つまり、過渡的な負荷変動に対応することができる。

30

【特許文献1】特開平8-182219号公報

【特許文献2】特開2000-029544号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0018】

ところが、図6に示す充電回路20では、様々な二次障害が発生する。例えば、充電回路20は、負荷がチョークコイル $L1$ と電流測定抵抗 R_{S2} との間のノードに接続されている、つまり、入力電圧 V_{in} はトランジスタ $FET1$ とチョークコイル $L1$ とを介して負荷に供給される。従って、充電回路20を常に動作させなければならないため、図5に示す充電回路10に比べて消費電力が増大する。そして、充電回路20が常に動作しているため、二次電池 BAT に常時出力電圧 V_{out2} が供給され、過充電となる。また、充電時の出力電圧 V_{out1} は、二次電池 BAT の電圧と充電電流により決定されるため、負荷の消費電流が変動すると出力電圧 V_{out1} が変動するため、出力電圧 V_{out1} を安定させることができない。

40

【0019】

本発明は上記問題点を解決するためになされたものであって、その目的は、安定した出

50

力電圧が得られ、過渡的な負荷変動に対応することができるDC-DCコンバータ、DC-DCコンバータの制御回路、及びDC-DCコンバータの制御方法を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0020】

上記目的を達成するため、請求項1に記載の発明によれば、入力電力により負荷部を作動させる電子機器に備えられ、前記入力電力により二次電池を充電する充電電流を生成するDC-DCコンバータにおいて、前記DC-DCコンバータは、直列接続された第1トランジスタ及び第2トランジスタと、前記第1トランジスタと前記第2トランジスタとの接続ノードに接続されたチョークコイルと、前記第1トランジスタ及び第2トランジスタをオンオフ制御する制御回路とを有し、前記制御回路は、入力電流を検出する電流検出手段と、前記電流検出手段の検出結果と第1の所定値との差分値を検出する第1の検出手段と、前記電流検出手段の検出結果と第2の所定値との差分値を検出する第2の検出手段とを有し、前記制御回路は、入力電流が電流制限を越えていない場合に、前記第1の検出手段が出力する検出結果に基づいて、前記二次電池を充電するための正の充電電流（充電電流）を制御し、前記入力電流が電流制限を越えている場合に、前記第2の検出手段が出力する検出結果に基づいて、二次電池から前記負荷部に供給する負の充電電流（放電電流）を制御し、前記制御回路は、前記第1トランジスタ及び第2トランジスタのオンオフ時間を制御することで、前記正の充電電流を前記チョークコイルを介して前記二次電池に供給し、前記負の充電電流を前記二次電池から前記チョークコイルを介して前記負荷部に供給する。

10

20

【0021】

請求項2に記載の発明によれば、前記入力電流は前記負荷部の消費電流と前記二次電池に対する充電電流の合成電流であり、前記入力電流が所定値を越えないように、前記消費電流の増減に応じて、前記二次電池に対する正の充電電流と負の充電電流を制御する。

【0023】

請求項3に記載の発明によれば、前記制御回路は、二次電池へ供給する充電電流と設定電流との差分値を検出する第3の検出手段と、二次電池へ供給する充電電圧と設定電圧との差分値を検出する第4の検出手段と、出力電圧と設定電圧との差分値を検出する第5の検出手段と、前記第1の検出手段と前記第3の検出手段と前記第4の検出手段とのうちの何れか一つの検出結果に応じたパルス幅の第1の制御信号対を生成する第1の変換手段と、前記第2の検出手段又は前記第5の検出手段の検出結果に応じたパルス幅の第2の制御信号対を生成する第2の変換手段と、前記第1の制御信号対と前記第2の制御信号対とに基づいて、前記入力電流が前記電流制限を越えていない場合には前記第1の制御信号対を前記第1トランジスタ及び第2トランジスタに供給してスイッチングさせ、前記入力電流が前記電流制限を越える場合には前記第2の制御信号対を前記第1トランジスタ及び第2トランジスタに供給してスイッチングさせるスイッチング制御手段とを備える。

30

【0025】

請求項4に記載の発明によれば、前記スイッチング制御手段は、前記第1の制御信号対と前記第2の制御信号対とに基づいて動作状態を検出する状態検出手段と、前記状態検出手段により検出した動作状態に応じて前記第1の制御信号対又は前記第2の制御信号対を前記第1トランジスタ及び第2トランジスタに供給する選択手段とを備えた。

40

【0026】

請求項5に記載の発明によれば、入力電力により負荷部を作動させる電子機器に備えられ、前記入力電力により二次電池を充電する充電電流を生成するDC-DCコンバータの制御回路において、入力電流を検出する電流検出手段と、前記電流検出手段の検出結果と第1の所定値との差分値を検出する第1の検出手段と、前記電流検出手段の検出結果と第2の所定値との差分値を検出する第2の検出手段とを有し、入力電流が電流制限を越えていない場合に、前記第1の検出手段が出力する検出結果に基づいて、前記二次電池を充電するための正の充電電流（充電電流）を制御し、前記入力電流が電流制限を越えている場

50

合に、前記第2の検出手段が出力する検出結果に基づいて、二次電池から前記負荷部に供給する負の充電電流（放電電流）を制御し、前記DC-DCコンバータにおいて直列接続された第1トランジスタ及び第2トランジスタのオンオフ時間を制御することで、前記正の充電電流を前記第1トランジスタと前記第2トランジスタとの接続ノードに接続されたチョークコイルを介して前記二次電池に供給し、前記負の充電電流を前記二次電池から前記チョークコイルを介して前記負荷部に供給する。

【0027】

請求項6に記載の発明によれば、前記入力電流は前記負荷部の消費電流と前記二次電池に対する充電電流の合成電流であり、前記入力電流が所定値を越えないように、前記消費電流の増減に応じて、前記二次電池に対する正の充電電流と負の充電電流を制御する。

請求項7に記載の発明によれば、二次電池へ供給する充電電流と設定電流との差分値を検出する第3の検出手段と、二次電池へ供給する充電電圧と設定電圧との差分値を検出する第4の検出手段と、出力電圧と設定電圧との差分値を検出する第5の検出手段と、前記第1の検出手段と前記第3の検出手段と前記第4の検出手段とのうちの何れか一つの検出結果に応じたパルス幅の第1の制御信号対を生成する第1の変換手段と、前記第2の検出手段又は前記第5の検出手段の検出結果に応じたパルス幅の第2の制御信号対を生成する第2の変換手段と、前記第1の制御信号対と前記第2の制御信号対とに基づいて、前記入力電流が前記電流制限を越えていない場合には前記第1の制御信号対を前記第1トランジスタ及び第2トランジスタに供給してスイッチングさせ、前記入力電流が前記電流制限を越える場合には前記第2の制御信号対を前記第1トランジスタ及び第2トランジスタに供給してスイッチングさせるスイッチング制御手段とを有する。

【0028】

請求項8に記載の発明によれば、入力電力により負荷部を作動させる電子機器に備えられ、前記入力電力により二次電池を充電する充電電流を生成するDC-DCコンバータの制御方法において、前記DC-DCコンバータの制御回路は、入力電流を検出する電流検出手段と、前記電流検出手段の検出結果と第1の所定値との差分値を検出する第1の検出手段と、前記電流検出手段の検出結果と第2の所定値との差分値を検出する第2の検出手段とを有するものであり、入力電流が電流制限を越えていない場合に、前記第1の検出手段が出力する検出結果に基づいて、前記二次電池を充電するための正の充電電流（充電電流）を制御し、前記入力電流が電流制限を越えている場合に、前記第2の検出手段が出力する検出結果に基づいて、二次電池から前記負荷部に供給する負の充電電流（放電電流）を制御し、前記DC-DCコンバータにおいて直列接続された第1トランジスタ及び第2トランジスタのオンオフ時間を制御することで、前記正の充電電流を前記第1トランジスタと前記第2トランジスタとの接続ノードに接続されたチョークコイルを介して前記二次電池に供給し、前記負の充電電流を前記二次電池から前記チョークコイルを介して前記負荷部に供給する。

【0029】

請求項9に記載の発明によれば、前記入力電流は前記負荷部の消費電流と前記二次電池に対する充電電流の合成電流であり、前記入力電流が所定値を越えないように、前記消費電流の増減に応じて、前記二次電池に対する正の充電電流と負の充電電流を制御する。

請求項10に記載の発明によれば、前記制御回路は、二次電池へ供給する充電電流と設定電流との差分値を検出する第3の検出手段と、二次電池へ供給する充電電圧と設定電圧との差分値を検出する第4の検出手段と、出力電圧と設定電圧との差分値を検出する第5の検出手段と、前記第1の検出手段と前記第3の検出手段と前記第4の検出手段とのうちの何れか一つの検出結果に応じたパルス幅の第1の制御信号対を生成する第1の変換手段と、前記第2の検出手段又は前記第5の検出手段の検出結果に応じたパルス幅の第2の制御信号対を生成する第2の変換手段と、前記第1の制御信号対と前記第2の制御信号対とに基づいて、前記入力電流が前記電流制限を越えていない場合には前記第1の制御信号対を前記第1トランジスタ及び第2トランジスタに供給してスイッチングさせ、前記入力電流が前記電流制限を越える場合には前記第2の制御信号対を前記第1トランジスタ及び第

2トランジスタに供給してスイッチングさせるスイッチング制御手段とを有する。

【発明の効果】

【0030】

本発明によれば、安定した出力電圧が得られ、過渡的な負荷変動に対応することが可能なDC-DCコンバータ、DC-DCコンバータの制御回路、及びDC-DCコンバータの制御方法を提供することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0031】

以下、本発明を具体化した一実施形態を図1～図3に従って説明する。

図1に示すように、電子機器31はUSBケーブル32を介してパーソナルコンピュータ（パソコン）33と接続されている。電子機器31は、例えばハードディスクドライブ（HDD）であり、USBケーブル32を介してパソコン33から供給される電力に基づいて作動する。つまり、パソコン33は、電子機器31の外部電力源として機能し、電子機器31には電圧 V_{in} が供給される。

10

【0032】

電子機器31は、負荷部41、DC-DCコンバータ42、二次電池BATを備えている。負荷部41はディスクに対するリード・ライトを行う回路等からなるロジック回路、ディスクを回転駆動する機構部を含み、動作電圧が入力電圧 V_{in} とほぼ等しい電圧 V_{out2} に設定されている。

【0033】

20

DC-DCコンバータ42はUSBケーブル32と負荷部41との間に接続された電流測定抵抗 $RS1$ を含み、二次電池BATが接続されている。DC-DCコンバータ42は、電流測定抵抗 $RS1$ により負荷部41に向かって流れる電流量を測定し、該測定結果に基づいて二次電池BATに対する電流量を制御する。

【0034】

詳述すると、電流測定抵抗 $RS1$ には、該抵抗 $RS1$ に流れる電流 I_{in} に応じた電圧降下が発生する。この抵抗 $RS1$ に流れる電流 I_{in} は、負荷部41に供給する電流 I_{out2} 、つまり負荷部41における消費電流と、二次電池BATに対する電流の合成電流である。二次電池BATに向かって流れる電流を正の充電電流 I_p 、二次電池BATから流れ出す電流を負の充電電流 I_n とすると、DC-DCコンバータ42から二次電池BATに正の充電電流 I_p を流すときの電流測定抵抗 $RS1$ に流れる入力電流 I_{in} は、

30

$$I_{in} = I_{out2} + I_p$$

となる。一方、DC-DCコンバータ42に向かって二次電池から負の充電電流 I_n を流すときの入力電圧 V_{in} は、

$$I_{in} = I_{out2} - I_n$$

となる。このため、負荷部41に供給する出力電流 I_{out2} は、

$$I_{out2} = I_{in} + I_n$$

となる。

【0035】

従って、負荷部41における消費電流 I_{out2} が入力電流 I_{in} より少ない、つまり電源容量以下の場合、DC-DCコンバータ42は二次電池BATに向かって正の充電電流 I_p を流すとともに該電流 I_p を制御することで、外部電力源の供給電流定格の範囲内で、負荷部41を作動させつつ二次電池BATを充電することができる。また、負荷部41において一時的にUSBの電源容量以上の電流が必要となった場合、DC-DCコンバータ42は二次電池BATから負荷部41に向かって電流を流す、つまり、USBケーブル32を介して供給される電流に二次電池BATからの電流を補充することにより、負荷部41を安定して動作させることができる。

40

【0036】

尚、DC-DCコンバータ42は、USBケーブル32から負荷部41に直接供給される電流を制御しない。そして、DC-DCコンバータ42は、二次電池BATの充電量を

50

測定し、二次電池BATの充電が完了した場合には充電動作を停止するように構成されているため、二次電池BATの充電が行われない場合におけるDC-DCコンバータ42の消費電力は回路素子に対する電流供給によるもののみとなる。このため、本実施形態のDC-DCコンバータ42の平均的な消費電力は、図6に示す従来例に比べて少なくなる。

【0037】

また、本実施形態の電子機器31は、負荷部41に供給する電圧Vout2よりも低い充電電圧の二次電池BATを備えている。従って、DC-DCコンバータ42は、二次電池BATに対する充電動作時に入力電圧Vinを充電電圧に降圧する降圧型DC-DCコンバータとして動作し、二次電池BATから負荷部41に電流を供給する時に二次電池BATの充電電圧を出力電圧Vout2に昇圧する昇圧型DC-DCコンバータとして動作する。

10

【0038】

次に、DC-DCコンバータ42の構成を図2に従って説明する。

DC-DCコンバータ42は、制御回路43、メインスイッチングトランジスタ（以下、第1トランジスタ）FET1、同期整流トランジスタ（以下、第2トランジスタ）FET2、チョークコイルL1、平滑用コンデンサC1、電流測定抵抗RS1、RS2を備えている。第1トランジスタFET1及び第2トランジスタFET2はNチャネルMOSトランジスタであり、第1トランジスタFET1のドレインには電圧Vout2が供給され、ソースは第2トランジスタFET2のドレインに接続され、第2トランジスタFET2のソースはグランドGNDに接続されている。第1トランジスタFET1及び第2トランジスタFET2のゲートは制御回路43に接続され、該制御回路43から第1制御信号DH及び第2制御信号DLが供給される。

20

【0039】

第1トランジスタFET1と第2トランジスタFET2との間の接続点はチョークコイルL1の第1端子に接続され、チョークコイルL1の第2端子は電流測定抵抗RS2の第1端子に接続され、電流測定抵抗RS2の第2端子は二次電池BATに接続されている。チョークコイルL1の第2端子はコンデンサC1の第1端子に接続され、コンデンサC1の第2端子はグランドGNDに接続されている。

【0040】

制御回路43は、第1電流測定抵抗RS1の両端子と、第2電流測定抵抗RS2の両端子に接続されている。制御回路43は、第1電流測定抵抗RS1の両端子に発生する電圧降下により該抵抗RS1に流れる第1の電流量を測定し、第2電流測定抵抗RS2の両端子に発生する電圧降下により該抵抗RS2に流れる第2の電流量を測定する。そして、制御回路43は、第1の電流量及び第2の電流量に基づいて、第1トランジスタFET1及び第2トランジスタFET2をオンオフ制御するための相補的な制御信号DH、DLを生成する。

30

【0041】

制御回路43は、電圧増幅器AMP1、AMP2、誤差増幅器ERA1～ERA5、三角波発振器OSC、PWM比較器PWM1、PWM2、スイッチング動作制御回路（SW制御回路）SWC、基準電源e1～e5、抵抗R1～R4を備えている。

40

【0042】

第1電圧増幅器AMP1の反転入力端子は第1電流測定抵抗RS1の出力側端子に接続され、該端子の電圧を持つ信号FB1が入力される。第1電圧増幅器AMP1の非反転入力端子は第1電流測定抵抗RS1の入力側端子に接続され、該端子の電圧を持つ信号CS1が入力される。第1電圧増幅器AMP1は、第1電流測定抵抗RS1の両端子間に発生する電圧降下、つまり両端子間の電位差を増幅した信号を出力する。この出力信号は、第1電流測定抵抗RS1に流れる電流に対応する。

【0043】

第2電圧増幅器AMP2の反転入力端子は第2電流測定抵抗RS2の出力側端子に接続され、該端子の電圧を持つ信号FB2が入力される。第2電圧増幅器AMP2の非反転入

50

力端子は第2電流測定抵抗 R_{S2} の入力側端子に接続され、該端子の電圧を持つ信号 C_{S2} が入力される。第2電圧増幅器 $AMP2$ は、第2電流測定抵抗 R_{S2} の両端子間に発生する電圧降下、つまり両端子間の電位差を増幅した信号を出力する。この出力信号は、第2電流測定抵抗 R_{S2} に流れる電流、つまり二次電池 BAT に対する正の充電電流及び負の充電電流に対応する。

【0044】

第2フィードバック信号 $FB2$ は第1抵抗 $R1$ の第1端子に供給され、抵抗 $R1$ の第2端子は第2抵抗 $R2$ の第1端子に接続され、抵抗 $R2$ の第2端子はグランド GND に接続されている。直列接続された第1抵抗 $R1$ 及び第2抵抗 $R2$ は分圧回路を構成し、信号 $FB2$ の電圧をそれぞれの抵抗値により分圧した分圧電圧 V_{f1} を生成する。信号 $FB2$ の電圧は第2電流測定抵抗 R_{S2} の出力側端子における電圧、即ち出力電圧 V_{out1} であり、分圧電圧 V_{f1} は出力電圧 V_{out1} を分圧した電圧となる。

10

【0045】

第1フィードバック信号 $FB1$ は第3抵抗 $R3$ の第1端子に供給され、抵抗 $R3$ の第2端子は第4抵抗 $R4$ の第1端子に接続され、抵抗 $R4$ の第2端子はグランド GND に接続されている。直列接続された第3抵抗 $R3$ 及び第4抵抗 $R4$ は分圧回路を構成し、信号 $FB1$ の電圧をそれぞれの抵抗値により分圧した分圧電圧 V_{f2} を生成する。信号 $FB1$ の電圧は第1電流測定抵抗 R_{S1} の出力側端子における電圧、即ち出力電圧 V_{out2} であり、分圧電圧 V_{f2} は出力電圧 V_{out2} を分圧した電圧となる。

20

【0046】

第1誤差増幅器 $ERA1$ の反転入力端子は第1電圧増幅器 $AMP1$ の出力端子に接続され、該電圧増幅器 $AMP1$ の出力信号が入力される。第1誤差増幅器 $ERA1$ の非反転入力端子は基準電源 $e1$ に接続され、該電源 $e1$ から基準電圧（設定電圧）が入力される。第1誤差増幅器 $ERA1$ は、基準電圧と電圧増幅器 $AMP1$ の出力信号との差電圧を増幅した第1誤差信号 V_{op1} を出力する。第2誤差増幅器 $ERA2$ の反転入力端子は第2電圧増幅器 $AMP2$ の出力端子に接続され、該電圧増幅器 $AMP2$ の出力信号が入力される。第2誤差増幅器 $ERA2$ の非反転入力端子は基準電源 $e2$ に接続され、該電源 $e2$ から基準電圧（設定電圧）が入力される。第2誤差増幅器 $ERA2$ は、基準電圧と電圧増幅器 $AMP2$ の出力信号との差電圧を増幅した第2誤差信号 V_{op2} を出力する。第3誤差増幅器 $ERA3$ の反転入力端子には分圧電圧 V_{f1} が入力され、非反転入力端子には基準電源 $e3$ の基準電圧（設定電圧）が入力される。第3誤差増幅器 $ERA3$ は、基準電圧と分圧電圧 V_{f1} との差電圧を増幅した第3誤差信号 V_{op3} を出力する。

30

【0047】

第4誤差増幅器 $ERA4$ の非反転入力端子は第1電圧増幅器 $AMP1$ の出力端子に接続され、該電圧増幅器 $AMP1$ の出力信号が入力される。第4誤差増幅器 $ERA4$ の反転入力端子は基準電源 $e4$ に接続され、該電源 $e4$ から基準電圧（設定電圧）が入力される。第4誤差増幅器 $ERA4$ は、基準電圧と電圧増幅器 $AMP1$ の出力信号との差電圧を増幅した第4誤差信号 V_{op4} を出力する。第5誤差増幅器 $ERA5$ の反転入力端子には分圧電圧 V_{f2} が入力され、非反転入力端子には基準電源 $e5$ の基準電圧（設定電圧）が入力される。第5誤差増幅器 $ERA5$ は、基準電圧と分圧電圧 V_{f2} との差電圧を増幅した第5誤差信号 V_{op5} を出力する。

40

【0048】

第1PWM比較器 $PWM1$ は3つの非反転入力端子と1つの反転入力端子を持ち、非反転入力端子には第1～第3誤差信号 $V_{op1} \sim V_{op3}$ がそれぞれ入力され、反転入力端子には発振器 OSC にて生成される三角波信号 S_r が入力される。PWM比較器 $PWM1$ は、発振器 OSC にて生成される三角波信号 S_r と第1～第3誤差信号 $V_{op1} \sim V_{op3}$ とを比較し、比較結果に応じたパルス幅を持ち相補な制御信号 $Q1$ 、 $*Q1$ を生成する。詳しくは、PWM比較器 $PWM1$ は、非反転入力端子に入力される第1～第3誤差信号 $V_{op1} \sim V_{op3}$ のうちの最も低い電圧の信号と、反転入力端子に入力される三角波信号 S_r とを比較し、三角波信号 S_r よりも誤差信号の電圧が高いときにHレベルの制御信

50

号Q1を生成し、三角波信号Srよりも誤差信号の電圧が低いときにLレベルの制御信号Q1を生成する。更に、PWM比較器PWM1は、制御信号Q1のレベルを反転した反転制御信号*Q1を生成する。第1の制御信号対としての制御信号Q1,*Q1はSW制御回路SWCに供給される。

【0049】

第2PWM比較器PWM2は2つの非反転入力端子と1つの反転入力端子を持ち、非反転入力端子には第4誤差信号Vop4と第5誤差信号Vop5とが入力され、反転入力端子には発振器OSCにて生成される三角波信号Srが入力される。PWM比較器PWM2は、発振器OSCにて生成される三角波信号Srと第4,第5誤差信号Vop4,Vop5とを比較し、比較結果に応じたパルス幅を持ち相補な制御信号Q2,*Q2を生成する。詳しくは、PWM比較器PWM2は、非反転入力端子に第4,第5誤差信号Vop4,Vop5のうちの低い電圧の信号と、反転入力端子に入力される三角波信号Srとを比較し、三角波信号Srよりも誤差信号の電圧が高いときにHレベルの制御信号Q2を生成し、三角波信号Srよりも誤差信号の電圧が低いときにLレベルの制御信号Q2を生成する。更に、PWM比較器PWM2は、制御信号Q2のレベルを反転した反転制御信号*Q2を生成する。第2の制御信号対としての制御信号Q2,*Q2はSW制御回路SWCに供給される。

10

【0050】

SW制御回路SWCは、第1の制御信号対(制御信号Q1,*Q1)と第2の制御信号対(制御信号Q2,*Q2)とに基づいて、DC-DCコンバータ42の動作状態を検出し、該検出結果に基づいて第1の制御信号対又は第2の制御信号対を第1トランジスタFET1及び第2トランジスタFET2に供給する。

20

【0051】

詳述すると、DC-DCコンバータ42の動作状態は、通常動作と過渡動作とを含む。SW制御回路SWCは、第1の制御信号対(制御信号Q1,*Q1)と第2の制御信号対(制御信号Q2,*Q2)とに基づいて、外部電力源の供給電流定格より少ない電流Iout2を負荷部41に供給する通常動作状態か、供給電流定格よりも多い電流Iout2を負荷部41に供給する必要がある過渡動作状態かを検出する。第1電流測定抵抗RS1に発生する電圧降下、つまり第1電流測定抵抗RS1に流れる電流Iinの電流量に応じた信号を出力する第1電圧増幅器AMP1の出力信号が第1誤差増幅器ERA1の反転入力端子と第4誤差増幅器ERA4の非反転入力端子に入力されている。第1基準電源e1の基準電圧と第4基準電源e4の基準電圧は、外部電力源の供給電流定格に応じて設定されている。

30

【0052】

第1電流測定抵抗RS1に流れる電流Iinが増加すると、該抵抗RS1の両端子間に発生する電圧降下が大きくなり、誤差増幅器ERA1の入力端子間の電位差が大きくなるため、第1誤差信号Vop1が上昇する。この時、第4誤差信号Vop4は下降する。このため、発振器OSCにて生成する三角波信号Srの振幅内にて第1誤差信号Vop1及び第4誤差信号Vop4の何れか一方が変化するように基準電圧e1,e4を設定することにより、第1の制御信号対及び第2の制御信号対の何れか一方が、三角波信号Srとの大小に応じたパルス幅を持つパルス信号として出力される。従って、SW制御回路SWCは、第1の制御信号対と第2の制御信号対の何れがパルス信号として出力されているかを検出することにより、その時の動作状態が、通常動作状態か過渡動作状態かを検出する。

40

【0053】

尚、第1PWM比較器PWM1及び第2PWM比較器PWM2は、反転入力端子に三角波信号Srが入力され、非反転入力端子に第1~第3誤差信号Vop1~Vop3、第4及び第5誤差信号Vop4,Vop5が入力される。そして、第1PWM比較器PWM1及び第2PWM比較器PWM2は、複数の非反転入力端子にそれぞれ入力される誤差信号のうち電圧が最も低い信号と三角波信号Srとを比較する。従って、制御回路43は、電流Iinの増加に伴い、第1誤差信号Vop1が下降し、第4誤差信号Vop4が上昇す

50

るように構成されている。

【0054】

上記のようにして動作状態を検出したSW制御回路SWCは、検出した動作状態に応じて、第1の制御信号対又は第2の制御信号対を第1トランジスタFET1及び第2トランジスタFET2に供給する。通常動作において、SW制御回路SWCは、第1PWM比較器PWM1の制御信号Q1を第1制御信号DHとして第1トランジスタFET1に供給し、反転制御信号*Q1を第2制御信号DLとして第2トランジスタFET2に供給する。一方、過渡動作において、SW制御回路SWCは、第2PWM比較器PWM2の反転制御信号*Q2を第1トランジスタFET1に供給し、制御信号Q2を第2トランジスタFET2に供給する。

10

【0055】

第1トランジスタFET1は、第1PWM比較器PWM1の制御信号Q1又は第2PWM比較器PWM2の反転制御信号*Q2に応答してオンオフする。第2トランジスタFET2は、第1PWM比較器PWM1の反転制御信号*Q1又は第2PWM比較器PWM2の制御信号Q2に応答してオンオフする。

【0056】

従って、DC-DCコンバータ42は、負荷部41（図1参照）に供給する電流I_{out2}がUSBの供給電流定格よりも少ない場合には、第1PWM比較器PWM1に入力される誤差信号V_{op2}、V_{op3}に基づいて第1トランジスタFET1及び第2トランジスタFET2をオンオフ制御する。第2誤差信号V_{op2}は、電流測定抵抗RS2の両端子間の電位差、つまり二次電池BATに供給する充電電流、つまり正の充電電流I_pに対応し、第3誤差信号V_{op3}は、電流測定抵抗RS2の二次電池BAT側端子における電位、即ち出力電圧V_{out1}に対応している。そして、第2誤差信号V_{op2}又は第3誤差信号V_{op3}の電圧に応じたパルス幅の制御信号Q1、*Q1が第1制御信号DHと第2制御信号DLとして第1トランジスタFET1と第2トランジスタFET2に供給される。

20

【0057】

<通常動作>

第1制御信号DHによりトランジスタFET1がオンすると、入力電圧V_{in}からチョークコイルL1を介して負荷としての二次電池BATに電流が供給される。チョークコイルL1の両端には入力電圧V_{in}とDC-DCコンバータ42の出力電圧V_{out1}の電圧差が発生するため、チョークコイルL1に流れる電流は時間と共に増加し、負荷に流れる電流も増加する。又、チョークコイルL1に電流が流れることでエネルギーがチョークコイルL1に蓄積される。次いでトランジスタFET1がオフすると同期整流用のトランジスタFET2がオンし、チョークコイルL1に蓄積されたエネルギーが放出される。

30

【0058】

チョークコイルL1には、トランジスタFET1がオンしている期間、該トランジスタFET1を介して二次電池BATに向かって電流が流れ、トランジスタFET1がオフしている期間、トランジスタFET2を介して二次電池BATに向かって流れる。従って、トランジスタFET1に流れる電流I_{in}の平均値は、出力電流I_pとトランジスタFET1のデューティとの積に等しくなる。

40

【0059】

負荷に供給する電流が増加すると電流測定抵抗RS1を流れる電流が増加し、電流測定抵抗RS1の両端に発生する電圧降下が大きくなる。すると、第1電圧増幅器AMP1の出力信号と基準電源e1の電圧との差が小さくなるので誤差増幅器ERA1の誤差信号V_{op1}の電圧が下がる。その結果、PWM比較器PWMの出力パルス幅は狭くなり、トランジスタFET1のオン期間が短くなるので、出力電圧V_{out1}が下がり、二次電池BATの充電電流が少なくなる。

【0060】

逆に、負荷に供給する電流が減少すると電流測定抵抗RS1を流れる電流が減少し、電

50

流測定抵抗 R_{S1} の両端に発生する電圧降下が小さくなる。すると、第1電圧増幅器 $AMP1$ の出力信号と基準電源 $e1$ の電圧との差が大きくなるので誤差増幅器 $ERA1$ の誤差信号 V_{op1} の電圧が上がる。その結果、PWM比較器 PWM の出力パルス幅は広くなり、トランジスタ $FET1$ がオンする期間が長くなるので、出力電圧 V_{out1} が上がり、二次電池 BAT の充電電流が多くなる。

【0061】

このように、DC-DCコンバータ42では、トランジスタ $FET1$ のデューティ（オン時間とオフ時間の比）を制御することにより、負荷に供給する電流の増減に応じて出力電圧を制御し二次電池 BAT の充電電流（正の充電電流 I_p ）を制御することで、入力電流が定格を超えないようにすることが可能となる。

10

【0062】

そして、DC-DCコンバータ42は、第2誤差信号 V_{op2} 又は第3誤差信号 V_{op3} に基づいて、二次電池 BAT に供給する正の充電電流 I_p 又は出力電圧 V_{out1} を制御する。例えば、DC-DCコンバータ42は、第2誤差信号 V_{op2} に基づいて、第2電圧増幅器 $AMP2$ の出力電圧と第2基準電源 $e2$ の基準電圧とが一致するように、正の充電電流 I_p を制御する。一方、DC-DCコンバータ42は、第3誤差信号 V_{op3} に基づいて、分圧電圧 V_{f1} と第3基準電源 $e3$ の基準電圧とが一致するように、出力電圧 V_{out1} を制御する。つまり、第2基準電源 $e2$ の基準電圧は、正の充電電流 I_p に対応して設定され、第3基準電源 $e3$ の基準電圧は出力電圧 V_{out1} に対応して設定されている。このようにして、DC-DCコンバータ42は、第2、第3誤差信号 V_{op2} 、 V_{op3} に基づいて、電流制御又は電圧制御により二次電池 BAT を充電する。

20

【0063】

<過渡動作>

トランジスタ $FET2$ がオンすると、二次電池 BAT の電圧 V_{out1} を入力電圧としてチョークコイル $L1$ に放電電流、つまり負の充電電流 I_n が流れる。チョークコイル $L1$ の両端子間には電圧 V_{out1} による電位差が発生するため、チョークコイル $L1$ に流れる電流は時間と共に増加し、負荷に流れる電流も増加する。又、チョークコイル $L1$ に電流が流れることでエネルギーがチョークコイル $L1$ に蓄積される。次いでトランジスタ $FET2$ がオフすると同期整流用のトランジスタ $FET1$ がオンし、チョークコイル $L1$ に蓄積されたエネルギーが放出される。

30

【0064】

トランジスタ $FET2$ がオンしている間、チョークコイル $L1$ に蓄積されたエネルギーと、トランジスタ $FET2$ がオフしている間、チョークコイル $L1$ から放電されるエネルギーとは等しく、トランジスタ $FET2$ がオンしている時間を T_{on} 、トランジスタ $FET2$ がオフしている時間を T_{off} とすると、出力電圧 V_{out2} は次式で与えられる。

【0065】

$$\begin{aligned} V_{out2} &= (T_{on} / (T_{on} + T_{off})) \times V_{out1} \\ &= (T_{on} / T) \times V_{out1} \end{aligned}$$

となる。但し、 $T = T_{on} + T_{off}$ である。

【0066】

40

上式より、電圧 V_{out1} の変動はトランジスタ $FET1$ 、 $FET2$ のデューティを制御することにより補償することができる。同様に、負荷の変動により出力電圧 V_{out2} が変動するときは、出力電圧 V_{out2} を検出してデューティを制御することにより、出力電圧 V_{out2} を一定に補償することができる。

【0067】

負荷部41への供給電流 I_{out2} が増加すると、第1電流測定抵抗 R_{S1} に流れる電流 I_{in} が増加し、第1電流測定抵抗 R_{S1} の両端子間に発生する電圧降下が大きくなる。すると、第1電圧増幅器 $AMP1$ の出力信号と基準電源 $e4$ の電圧との差が大きくなるので第4誤差増幅器 $ERA4$ の誤差信号 V_{op4} の電圧が上がる。その結果、第2PWM比較器 $PWM2$ の出力パルス幅は広くなり、トランジスタ $FET1$ のオン期間が長くなる

50

ので、二次電池BATからの放電電流 I_n が増加し、USBから供給する負荷部41に供給する電流 I_{in} が少なくなる。

【0068】

逆に、負荷部41へ供給する電流 I_{out2} が減少すると第1電流測定抵抗 $RS1$ を流れる電流 I_{in} が減少し、第1電流測定抵抗 $RS1$ の両端子間に発生する電圧降下が小さくなる。すると、第1電圧増幅器AMP1の出力信号と基準電源 $e4$ の電圧との差が小さくなるので第4誤差増幅器ERA4の誤差信号 V_{op4} の電圧が下がる。その結果、PWM比較器PWMの出力パルス幅は狭くなり、トランジスタFET2がオンする期間が短くなるので、出力電圧 V_{out2} が下がり、二次電池BATからの放電電流 I_n が減少し、USBから供給する負荷部41に供給する電流 I_{in} が多くなる。

10

【0069】

このように、DC-DCコンバータ42では、トランジスタFET2のデューティ（オン時間とオフ時間の比）を制御することにより、負荷部41に供給する電流量の増減に応じて出力電圧 V_{out2} を制御し二次電池BATの放電電流（負の充電電流 I_n ）を制御することで、USBの供給電流定格以上の電流を負荷部41に供給することが可能となる。

【0070】

そして、DC-DCコンバータ42は、第5誤差信号 V_{op5} に基づいて、出力電圧 V_{out2} を制御する。即ち、DC-DCコンバータ42は、第5誤差信号 V_{op5} に基づいて、分圧電圧 V_{f2} と第5基準電源 $e5$ の基準電圧とが一致するように、出力電圧 V_{out2} を制御する。つまり、第5基準電源 $e5$ の基準電圧は、負荷部41に供給する出力電圧 V_{out2} に対応して設定されている。このようにして、DC-DCコンバータ42は、第5誤差信号 V_{op5} に基づいて、二次電池BATの電圧を昇圧した電圧を負荷部41に供給する。

20

【0071】

次に、SW制御回路SWCの構成を図3に従って説明する。

SW制御回路SWCは、状態検出回路50と選択回路60とから構成されている。

状態検出回路50は、ナンド回路51、52、ノア回路53、54、RSフリップフロップ回路（FF回路55）を備えている。第1ナンド回路51には発振器OSCの三角波信号 S_r とFF回路55の反転出力信号 $*Q3$ とが入力され、出力端子はノア回路53に接続されている。第2ナンド回路52には発振器OSCの三角波信号 S_r とFF回路55の非反転出力信号 $Q3$ とが入力され、出力端子はノア回路54に接続されている。第1ノア回路53には第1の制御信号対の制御信号 $Q1$ と第1ナンド回路51の出力信号とが入力され、出力端子はFF回路55のセット端子Sに接続されている。第2ノア回路54には第2の制御信号対の制御信号 $Q2$ と第2ナンド回路52の出力信号とが入力され、出力端子はFF回路55のリセット端子Rに接続されている。FF回路55の反転出力信号 $*Q3$ はナンド回路51と選択回路60に供給され、FF回路55の非反転出力信号 $Q3$ はナンド回路52と選択回路60に供給される。

30

【0072】

選択回路60は、アンド回路61～64、オア回路65、66を備えている。アンド回路61は3入力素子であり、充電許可信号CENと制御信号 $Q1$ と反転出力信号 $*Q3$ とが入力され、出力端子はオア回路65に接続されている。アンド回路62は3入力素子であり、充電許可信号CENと反転制御信号 $*Q1$ と反転出力信号 $*Q3$ とが入力され、出力端子はオア回路66に接続されている。アンド回路63は2入力素子であり、反転制御信号 $*Q2$ と出力信号 $Q3$ とが入力され、出力端子はオア回路65に接続されている。アンド回路64は2入力素子であり、制御信号 $Q2$ と出力信号 $Q3$ とが入力され、出力端子はオア回路66に接続されている。そして、オア回路65は制御信号DHを出力し、オア回路66は制御信号DLを出力する。

40

【0073】

次に、上記のように構成されたSW制御回路SWCの作用を説明する。

50

今、状態検出回路50のFF回路55はリセット状態にあり、Lレベルの非反転出力信号Q3とHレベルの反転出力信号*Q3を出力している。そして、充電許可信号CENはHレベルである。

【0074】

この時、Hレベルの反転出力信号*Q3とHレベルの充電許可信号CENが入力される第1アンド回路61及び第2アンド回路62は、それぞれ非反転出力信号Q1と反転出力信号*Q1を出力する。Lレベルの非反転出力信号Q3が入力される第3アンド回路63及び第4アンド回路64はHレベルの信号を出力する。従って、選択回路60は、信号Q1、*Q1に基づき第1制御信号DH及び第2制御信号DLを出力する。

【0075】

第1ナンド回路51は、Hレベルの反転出力信号*Q3が入力されるため、発振器OSCの三角波信号Srに基づくパルス状の信号S11を出力する。第2ナンド回路52は、Lレベルの非反転出力信号Q3が入力されるため、Hレベルの信号S12を出力する。

【0076】

第1ナンド回路51の出力信号S11は三角波信号Srと同じ周期であり、その三角波信号Srの振幅の1/2（2分の1）の電位よりも三角波信号Srの電位が高い時にはLレベルとなり、1/2の電位よりも三角波信号Srの電位が低い時にはHレベルとなる。

【0077】

第1ノア回路53は、Hレベルの信号S11に应答してLレベルの信号S13を出力し、Lレベルの信号S11に应答して出力信号Q1を反転したレベルの信号S13を出力する。第2ノア回路54は、Hレベルの信号S12に应答してLレベルの信号S14を出力する。

【0078】

上記したように、DC-DCコンバータ42の動作状態に応じて、出力信号Q1と出力信号Q2の何れか一方がパルス信号として出力される。

図2に示すように、出力信号Q1は、発振器OSCの三角波信号Srと誤差信号Vop1~Vop3とを比較した結果の信号であり、誤差信号が三角波信号Srよりも高い時にLレベルであり、誤差信号が三角波信号Srより低い時にはHレベルである。つまり、出力信号Q1と信号S11は逆相の信号となる。同様に、出力信号Q2と信号S12は逆相の信号となる。

【0079】

出力信号Q1がパルス信号である場合、信号S11がLレベルのときには出力信号Q1がHレベルであるため、第1ノア回路53はLレベルの信号S13を出力し、FF回路55はリセット状態を維持する。一方、出力信号Q2がパルス信号、つまり出力信号Q1がパルス信号ではない場合、出力信号Q1がLレベルであるため、第1ノア回路53はHレベルの信号S13を出力し、FF回路55はセット状態となる。

【0080】

即ち、FF回路55は、Hレベルの非反転出力信号Q3とLレベルの反転出力信号*Q3を出力する。このため、選択回路60は、Hレベルの非反転出力信号Q3が入力される第3アンド回路63及び第4アンド回路64の出力信号S23、S24により、信号*Q2、Q2に基づき第1制御信号DH及び第2制御信号DLを出力する。従って、DC-DCコンバータ42は、第2の制御信号対（信号Q2、*Q2）により第1トランジスタFET1及び第2トランジスタFET2をオンオフ制御する過渡動作状態となる。

【0081】

同様に、FF回路55がセット状態にあるときに第1の制御信号対の信号Q1がパルス信号であると、出力信号Q2がパルス信号ではないため、第2ノア回路54はHレベルの信号S14を出力し、FF回路55はリセット状態となる。このため、選択回路60は、Hレベルの反転出力信号*Q3が入力される第1アンド回路61及び第2アンド回路62の出力信号S21、S22により、信号Q1、*Q1に基づき第1制御信号DH及び第2制御信号DLを出力する。従って、DC-DCコンバータ42は、第1の制御信号対（信

10

20

30

40

50

号Q1, *Q1)により第1トランジスタFET1及び第2トランジスタFET2をオンオフ制御する通常動作状態となる。

【0082】

上記の充電許可信号CENがLレベルの場合、第1アンド回路61及び第2アンド回路62はLレベルの信号S21, S22を出力する。従って、選択回路60はLレベルの第1制御信号DH及び第2制御信号DLを出力し、DC-DCコンバータ42は第1トランジスタFET1及び第2トランジスタFET2をオフする。つまり、DC-DCコンバータ42は、Lレベルの充電許可信号CENに応答して二次電池BATに対する充電及び放電を停止する。

【0083】

以上記述したように、本実施形態によれば、以下の効果を奏する。

(1) DC-DCコンバータ42は、入力電流 I_{in} を測定し、その入力電流 I_{in} と供給電流定格とを比較し、入力電流 I_{in} が供給電流定格より少ない場合には二次電池BATに供給する正の充電電流 I_p を制御し、入力電流 I_{in} が供給電流定格を越える場合には二次電池BATから負荷部41に供給する負の充電電流 I_n を制御するようにした。このように構成されたDC-DCコンバータ42は、負荷部41にて必要とする電流量が入力電圧 V_{in} を供給する外部電力源の供給電流定格を越える場合に、二次電池BATから電流を供給することで、負荷部41を安定して動作させることができる。

【0084】

(2) DC-DCコンバータ42は、電流測定抵抗RS2により測定した二次電池BATの充電電流と、二次電池BATの充電電圧 V_{out1} とに基づいて、該二次電池BATを充電する。そして、負荷部41には、第1電流測定抵抗RS1を介して電力を供給する。更に、DC-DCコンバータ42は、負荷部41への供給電流が不足する場合に二次電池BATから負の充電電流を流すようにした。

【0085】

従って、DC-DCコンバータ42は、二次電池BATを充電する時と、二次電池BATから負荷部41に電流を供給する時に作動する。即ち、本実施形態のDC-DCコンバータ42は、間欠的に作動する。このため、図6に示す従来例に比べて、作動時間が短くなるため、消費電力の増大を抑えることができる。

【0086】

尚、上記各実施の形態は、以下の態様で実施してもよい。

・上記実施形態では、入力電圧 V_{in} よりも充電電圧が低い二次電池BATに対する充電電流を制御するDC-DCコンバータ42に具体化した但、入力電圧 V_{in} よりも充電電圧が高い二次電池に対する充電電流を制御するDC-DCコンバータに具体化しても良い。例えば、図4に示すDC-DCコンバータ70は、負荷部41(図1参照)に供給する電圧 V_{out2} よりも充電電圧が高い二次電池BAT2に対して充放電を行う回路である。第1制御信号DHによりオンオフ制御される第1トランジスタFET1は、ソースがグランドGNDに接続されドレインが第2トランジスタFET2に接続され、第1トランジスタFET1と第2トランジスタFET2との間のノードがチョークコイルL1を介して負荷部41に接続されている。第2トランジスタFET2のドレインはチョークコイルL1に接続され、ソースは平滑用コンデンサC1を介してグランドGNDに接続されている。第2トランジスタFET2とコンデンサC1の間のノードは第2電流測定抵抗RS2を介して二次電池BAT2に接続されている。

【0087】

このDC-DCコンバータ70は、第1トランジスタFET1及び第2トランジスタFET2をオンオフ制御して入力電圧 V_{in} を昇圧した出力電圧 V_{out1} により二次電池BAT2を充電する。また、DC-DCコンバータ70は、第1トランジスタFET1及び第2トランジスタFET2をオンオフ制御して二次電池BAT2の電圧 V_{out1} を降圧した電圧を負荷部41に供給する。

【0088】

10

20

30

40

50

このように構成されたDC-DCコンバータ70においても、上記実施形態と同様に、負荷部41にて必要とする電流量が入力電圧 V_{in} を供給する外部電力源の供給電流定格を越える場合に、二次電池BAT2から電流を供給することで、負荷部41を安定して動作させることができる。

【0089】

・上記実施形態では、USBインタフェースにより接続される電子機器に具体化したのが、IEEE1394やPCMCIA等の電力供給が可能なインタフェースにより接続される電子機器に具体化しても良い。また、外部電力源としてはパソコン33に限らず、ACアダプタとしてもよい。

【0090】

・上記各実施形態では、トランジスタFET1、FET2をNチャネルMOSトランジスタとしたが、PチャネルMOSトランジスタを用いて実施しても良い。また、一方のトランジスタをPチャネルMOSトランジスタとし、他方のトランジスタをNチャネルMOSトランジスタとしてもよい。

【0091】

・以上説明したDC-DCコンバータやDC-DCコンバータの制御回路は、1チップの半導体で構成することや、プリント基板等のモジュールで構成すること、また、電源装置として使用されるものであることは言うまでもない。

【0092】

上記各実施の形態から把握できる技術的思想を以下に記載する。

(付記1)

入力電力により負荷部を作動させる電子機器に備えられ、前記入力電力により二次電池を充電する充電電流を生成するDC-DCコンバータにおいて、

入力電流を検出する電流検出手段と、該検出結果と所定値とを比較し、該比較結果に基づいて、前記二次電池を充電するための正の充電電流（充電電流）、又は二次電池から前記負荷部に供給する負の充電電流（放電電流）を制御する、ことを特徴とするDC-DCコンバータ。

(付記2)

前記入力電流は前記負荷部の消費電流と前記二次電池に対する充電電流の合成電流であり、

前記入力電流が所定値を越えないように、前記消費電流の増減に応じて、前記二次電池に対する正の充電電流と負の充電電流を制御する、ことを特徴とする請求項1記載のDC-DCコンバータ。

(付記3)

前記DC-DCコンバータは、

直列接続された第1トランジスタ及び第2トランジスタと、両トランジスタ間に接続されたチョークコイルと、前記第1トランジスタ及び第2トランジスタをオンオフ制御する制御回路とを備え、

前記制御回路は、

前記第1トランジスタ及び第2トランジスタのオンオフ時間を制御し、前記正の充電電流を前記チョークコイルを介して前記二次電池に供給し、前記負の充電電流を前記二次電池から前記チョークコイルを介して前記負荷部に供給する、ことを特徴とする請求項1又は2記載のDC-DCコンバータ。

(付記4)

前記制御回路は、

入力電流が電流制限を越えていないか否かを検出する第1の検出手段と、

二次電池へ供給する充電電流と設定電流との差分値を検出する第2の検出手段と、

二次電池へ供給する充電電圧と設定電圧との差分値を検出する第3の検出手段と、

前記入力電流が前記電流制限を越えているか否かを検出する第4の検出手段と、

出力電圧と設定電圧との差分値を検出する第5の検出手段と、

10

20

30

40

50

を備えたことを特徴とする請求項 3 記載の DC-DC コンバータ。

(付記 5)

前記制御回路は、

前記第 1 の検出手段と前記第 2 の検出手段と前記第 3 の検出手段とのうちの何れか一つの検出結果に応じたパルス幅の第 1 の制御信号対を生成する第 1 の変換手段と、

前記第 4 の検出手段又は前記第 5 の検出手段の検出結果に応じたパルス幅の第 2 の制御信号対を生成する第 2 の変換手段と、

前記第 1 の制御信号対と前記第 2 の制御信号対とに基づいて、前記入力電流が前記電流制限を越えていない場合には前記第 1 の制御信号対を前記第 1 トランジスタ及び第 2 トランジスタに供給してスイッチングさせ、前記入力電流が前記電流制限を越える場合には前記第 2 の制御信号対を前記第 1 トランジスタ及び第 2 トランジスタに供給してスイッチングさせるスイッチング制御手段と、

を備えたことを特徴とする請求項 4 記載の DC-DC コンバータ。

(付記 6)

前記スイッチング制御手段は、

前記第 1 の制御信号対と前記第 2 の制御信号対とに基づいて動作状態を検出する状態検出手段と、

前記状態検出手段により検出した動作状態に応じて前記第 1 の制御信号対又は前記第 2 の制御信号対を前記第 1 トランジスタ及び第 2 トランジスタに供給する選択手段と、

を備えたことを特徴とする請求項 5 記載の DC-DC コンバータ。

(付記 7)

前記選択手段には充電許可信号が入力され、該充電許可信号に基づいて、前記第 1 トランジスタ及び第 2 トランジスタに対する信号供給を停止する、ことを特徴とする請求項 6 記載の DC-DC コンバータ。

(付記 8)

入力電力により負荷部を作動させる電子機器に備えられ、前記入力電力により二次電池を充電する充電電流を生成する DC-DC コンバータの制御回路において、

入力電流を検出する電流検出手段と、該検出結果と所定値とを比較し、該比較結果に基づいて、前記二次電池を充電するための正の充電電流、又は二次電池から前記負荷部に供給する負の充電電流を制御する、

ことを特徴とする DC-DC コンバータの制御回路。

(付記 9)

前記入力電流は前記負荷部の消費電流と前記二次電池に対する充電電流の合成電流であり、

前記入力電流が所定値を越えないように、前記消費電流の増減に応じて、前記二次電池に対する正の充電電流と負の充電電流を制御する、

ことを特徴とする請求項 8 記載の DC-DC コンバータの制御回路。

(付記 10)

直列接続された第 1 トランジスタ及び第 2 トランジスタと、両トランジスタ間に接続されたチョークコイルと、前記第 1 トランジスタ及び第 2 トランジスタをオンオフ制御し、

前記第 1 トランジスタ及び第 2 トランジスタのオンオフ時間を制御し、前記正の充電電流を前記チョークコイルを介して前記二次電池に供給し、前記負の充電電流を前記二次電池から前記チョークコイルを介して前記負荷部に供給する、

ことを特徴とする請求項 8 又は 9 記載の DC-DC コンバータの制御回路。

(付記 11)

入力電流が電流制限を越えていないか否かを検出する第 1 の検出手段と、

二次電池へ供給する充電電流と設定電流との差分値を検出する第 2 の検出手段と、

二次電池へ供給する充電電圧と設定電圧との差分値を検出する第 3 の検出手段と、

前記入力電流が前記電流制限を越えているか否かを検出する第 4 の検出手段と、

出力電圧と設定電圧との差分値を検出する第 5 の検出手段と、

を備えたことを特徴とする請求項 10 記載の DC-DC コンバータの制御回路。

(付記 12)

前記第 1 の検出手段と前記第 2 の検出手段と前記第 3 の検出手段とのうちの何れか一つの検出結果に応じたパルス幅の第 1 の制御信号対を生成する第 1 の変換手段と、

前記第 4 の検出手段又は前記第 5 の検出手段の検出結果に応じたパルス幅の第 2 の制御信号対を生成する第 2 の変換手段と、

前記第 1 の制御信号対と前記第 2 の制御信号対とに基づいて、前記入力電流が前記電流制限を越えていない場合には前記第 1 の制御信号対を前記第 1 トランジスタ及び第 2 トランジスタに供給してスイッチングさせ、前記入力電流が前記電流制限を越える場合には前記第 2 の制御信号対を前記第 1 トランジスタ及び第 2 トランジスタに供給してスイッチングさせるスイッチング制御手段と、

を備えたことを特徴とする請求項 11 記載の DC-DC コンバータの制御回路。

(付記 13)

前記スイッチング制御手段は、

前記第 1 の制御信号対と前記第 2 の制御信号対とに基づいて動作状態を検出する状態検出手段と、

前記状態検出手段により検出した動作状態に応じて前記第 1 の制御信号対又は前記第 2 の制御信号対を前記第 1 トランジスタ及び第 2 トランジスタに供給する選択手段と、

を備えたことを特徴とする請求項 12 記載の DC-DC コンバータの制御回路。

(付記 14)

前記選択手段には充電許可信号が入力され、該充電許可信号に基づいて、前記第 1 トランジスタ及び第 2 トランジスタに対する信号供給を停止する、ことを特徴とする請求項 13 記載の DC-DC コンバータの制御回路。

(付記 15)

入力電力により負荷部を作動させるとともに、該電力により二次電池を充電する充電電流を生成する DC-DC コンバータを備えた電子機器において、

前記 DC-DC コンバータは、

入力電流を検出する電流検出手段と、該検出結果と所定値とを比較し、該比較結果に基づいて、前記二次電池を充電するための正の充電電流、又は二次電池から前記負荷部に供給する負の充電電流を制御する、

ことを特徴とする電子機器。

(付記 16)

前記入力電流は前記負荷部の消費電流と前記二次電池に対する充電電流の合成電流であり、

前記入力電流が所定値を越えないように、前記消費電流の増減に応じて、前記二次電池に対する正の充電電流と負の充電電流を制御する、

ことを特徴とする請求項 15 記載の電子機器。

(付記 17)

前記 DC-DC コンバータは、

直列接続された第 1 トランジスタ及び第 2 トランジスタと、両トランジスタ間に接続されたチョークコイルと、前記第 1 トランジスタ及び第 2 トランジスタをオンオフ制御する制御回路とを備え、

前記制御回路は、

前記第 1 トランジスタ及び第 2 トランジスタのオンオフ時間を制御し、前記正の充電電流を前記チョークコイルを介して前記二次電池に供給し、前記負の充電電流を前記二次電池から前記チョークコイルを介して前記負荷部に供給する、

ことを特徴とする請求項 15 又は 16 記載の電子機器。

(付記 18)

前記制御回路は、

入力電流が電流制限を越えていないか否かを検出する第 1 の検出手段と、

二次電池へ供給する充電電流と設定電流との差分値を検出する第２の検出手段と、
二次電池へ供給する充電電圧と設定電圧との差分値を検出する第３の検出手段と、
前記入力電流が前記電流制限を越えているか否かを検出する第４の検出手段と、
出力電圧と設定電圧との差分値を検出する第５の検出手段と、
を備えたことを特徴とする請求項１７記載の電子機器。

(付記１９)

前記制御回路は、

前記第１の検出手段と前記第２の検出手段と前記第３の検出手段とのうちの何れか一つの検出結果に応じたパルス幅の第１の制御信号対を生成する第１の変換手段と、

前記第４の検出手段又は前記第５の検出手段の検出結果に応じたパルス幅の第２の制御信号対を生成する第２の変換手段と、

前記第１の制御信号対と前記第２の制御信号対とに基づいて、前記入力電流が前記電流制限を越えていない場合には前記第１の制御信号対を前記第１トランジスタ及び第２トランジスタに供給してスイッチングさせ、前記入力電流が前記電流制限を越える場合には前記第２の制御信号対を前記第１トランジスタ及び第２トランジスタに供給してスイッチングさせるスイッチング制御手段と、

を備えたことを特徴とする請求項１８記載の電子機器。

(付記２０)

前記スイッチング制御手段は、

前記第１の制御信号対と前記第２の制御信号対とに基づいて動作状態を検出する状態検出手段と、

前記状態検出手段により検出した動作状態に応じて前記第１の制御信号対又は前記第２の制御信号対を前記第１トランジスタ及び第２トランジスタに供給する選択手段と、

を備えたことを特徴とする請求項１９記載の電子機器。

(付記２１)

前記選択手段には充電許可信号が入力され、該充電許可信号に基づいて、前記第１トランジスタ及び第２トランジスタに対する信号供給を停止する、ことを特徴とする請求項２０記載の電子機器。

(付記２２)

入力電力により負荷部を作動させる電子機器に備えられ、前記入力電力により二次電池を充電する充電電流を生成するＤＣ－ＤＣコンバータの制御方法において、

入力電流を検出する電流検出手段と、該検出結果と所定値とを比較し、該比較結果に基づいて、前記二次電池を充電するための正の充電電流、又は二次電池から前記負荷部に供給する負の充電電流を制御する、

ことを特徴とするＤＣ－ＤＣコンバータの制御方法。

(付記２３)

前記入力電流は前記負荷部の消費電流と前記二次電池に対する充電電流の合成電流であり、

前記入力電流が所定値を越えないように、前記消費電流の増減に応じて、前記二次電池に対する正の充電電流と負の充電電流を制御する、

ことを特徴とする請求項２２記載のＤＣ－ＤＣコンバータの制御方法。

(付記２４)

直列接続された第１トランジスタ及び第２トランジスタと、両トランジスタ間に接続されたチョークコイルと、前記第１トランジスタ及び第２トランジスタをオンオフ制御し、

前記第１トランジスタ及び第２トランジスタのオンオフ時間を制御し、前記正の充電電流を前記チョークコイルを介して前記二次電池に供給し、前記負の充電電流を前記二次電池から前記チョークコイルを介して前記負荷部に供給する、

ことを特徴とする請求項２２又は２３記載のＤＣ－ＤＣコンバータの制御方法。

(付記２５)

入力電流が電流制限を越えていないか否かを検出する第１の検出手段と、

二次電池へ供給する充電電流と設定電流との差分値を検出する第２の検出手段と、
 二次電池へ供給する充電電圧と設定電圧との差分値を検出する第３の検出手段と、
 前記入力電流が前記電流制限を越えているか否かを検出する第４の検出手段と、
 出力電圧と設定電圧との差分値を検出する第５の検出手段と、
 を備えたことを特徴とする請求項２４記載のＤＣ－ＤＣコンバータの制御方法。

(付記２６)

前記第１の検出手段と前記第２の検出手段と前記第３の検出手段とのうちの何れか一つの検出結果に応じたパルス幅の第１の制御信号対を生成する第１の変換手段と、

前記第４の検出手段又は前記第５の検出手段の検出結果に応じたパルス幅の第２の制御信号対を生成する第２の変換手段と、

10

前記第１の制御信号対と前記第２の制御信号対とに基づいて、前記入力電流が前記電流制限を越えていない場合には前記第１の制御信号対を前記第１トランジスタ及び第２トランジスタに供給してスイッチングさせ、前記入力電流が前記電流制限を越える場合には前記第２の制御信号対を前記第１トランジスタ及び第２トランジスタに供給してスイッチングさせるスイッチング制御手段と、

を備えたことを特徴とする請求項２５記載のＤＣ－ＤＣコンバータの制御方法。

(付記２７)

前記スイッチング制御手段は、

前記第１の制御信号対と前記第２の制御信号対とに基づいて動作状態を検出する状態検出手段と、

20

前記状態検出手段により検出した動作状態に応じて前記第１の制御信号対又は前記第２の制御信号対を前記第１トランジスタ及び第２トランジスタに供給する選択手段と、
 を備えたことを特徴とする請求項２６記載のＤＣ－ＤＣコンバータの制御方法。

(付記２８)

前記選択手段には充電許可信号が入力され、該充電許可信号に基づいて、前記第１トランジスタ及び第２トランジスタに対する信号供給を停止する、ことを特徴とする請求項２７記載のＤＣ－ＤＣコンバータの制御方法。

【図面の簡単な説明】

【００９３】

【図１】電子機器のブロック回路図である。

30

【図２】一実施形態のＤＣ－ＤＣコンバータのブロック回路図である。

【図３】スイッチング制御回路の回路図である。

【図４】別のＤＣ－ＤＣコンバータのブロック回路図である。

【図５】従来の充電回路の回路図である。

【図６】従来の充電回路の回路図である。

【符号の説明】

【００９４】

３１ 電子機器

４１…負荷部

４２，７０ ＤＣ－ＤＣコンバータ

40

４３…制御回路

Ｉｎ 負の充電電流

Ｉｐ 正の充電電流

Ｌ１ チョークコイル

ＢＡＴ，ＢＡＴ２ 二次電池

ＣＥＮ 充電許可信号

Ｉｉｎ 入力電流

ＦＥＴ１ 第１トランジスタ

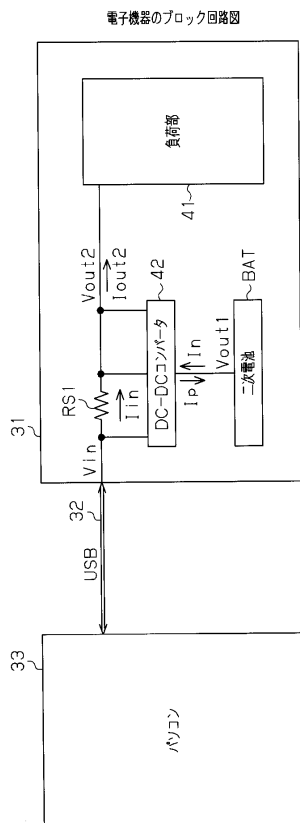
ＦＥＴ２ 第２トランジスタ

Ｖｏｕｔ１，Ｖｏｕｔ２ 出力電圧

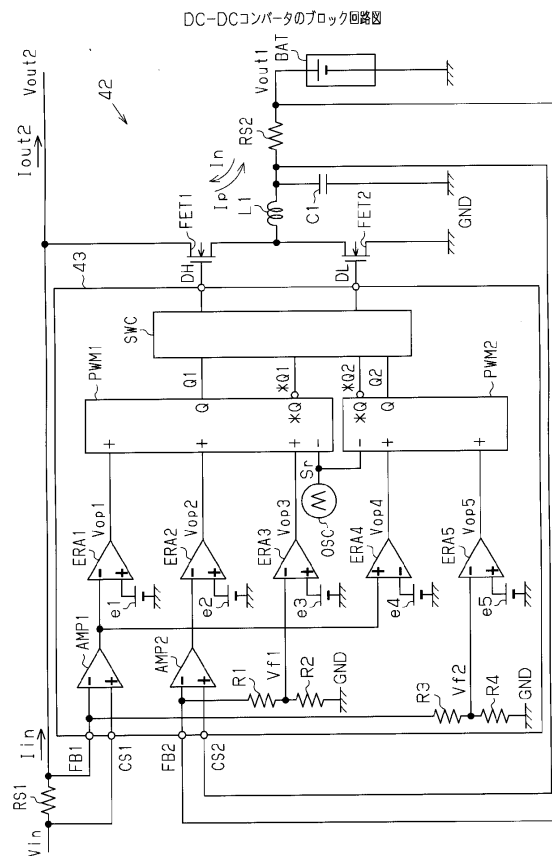
50

Iout2 消費電流

【図 1】

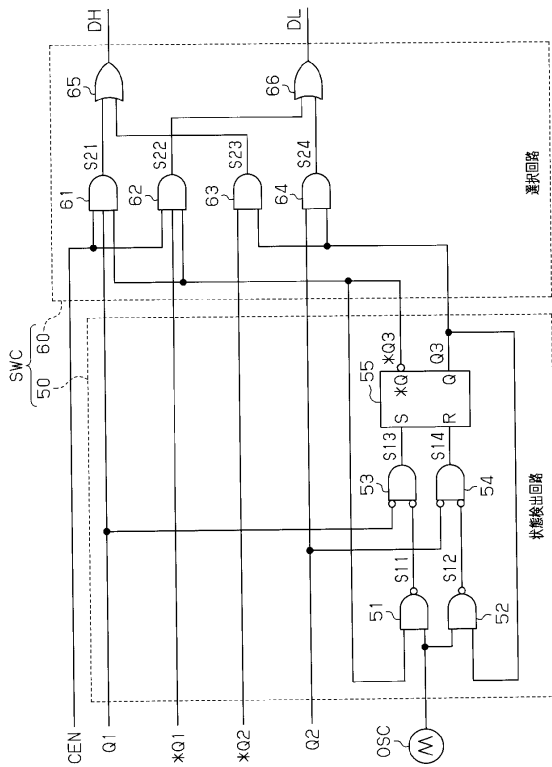


【図 2】



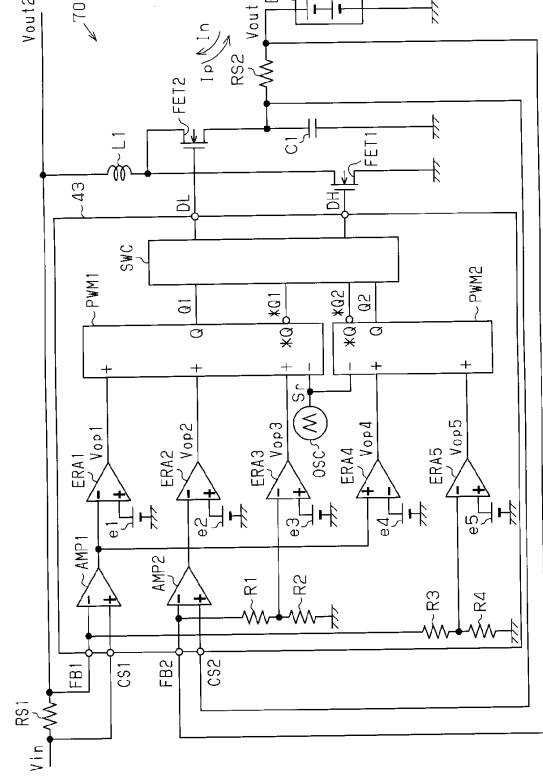
【図 3】

スイッチング制御回路の回路図



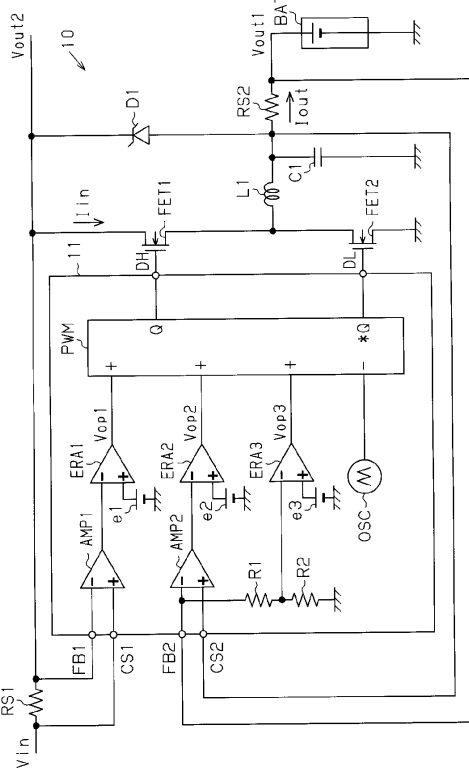
【図 4】

別のDC-DCコンバータのブロック回路図



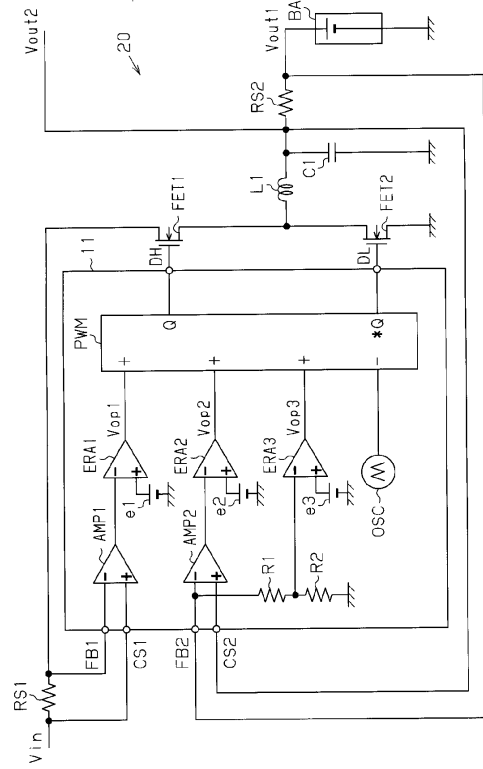
【図 5】

従来の充電回路の回路図



【図 6】

従来の充電回路の回路図



フロントページの続き

(72)発明者 吉野 孝博

愛知県春日井市高蔵寺町二丁目1844番2 富士通ヴィエルエスアイ株式会社内

審査官 安池 一貴

(56)参考文献 特開2002-049444 (JP, A)

特開2000-184612 (JP, A)

特開2002-010485 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/155

H02J 7/34

G06F 1/26

G06F 1/28