

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2015 年 6 月 18 日(18.06.2015)



(10) 国際公開番号
WO 2015/087488 A1

- (51) 国際特許分類:
H02J 7/10 (2006.01) *H02J 7/00* (2006.01)
B60L 11/18 (2006.01) *H03F 3/45* (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2014/005767
- (22) 国際出願日: 2014 年 11 月 18 日(18.11.2014)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2013-256241 2013 年 12 月 11 日(11.12.2013) JP
- (71) 出願人: 三洋電機株式会社(SANYO ELECTRIC CO., LTD.) [JP/JP]; 〒5748534 大阪府大東市三洋町 1 番 1 号 Osaka (JP).
- (72) 発明者: 古川 公彦(FURUKAWA, Kimihiko).
- (74) 代理人: 徳田 佳昭, 外(TOKUDA, Yoshiaki et al.); 〒5718501 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 パナソニック株式会社内 Osaka (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA,

BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

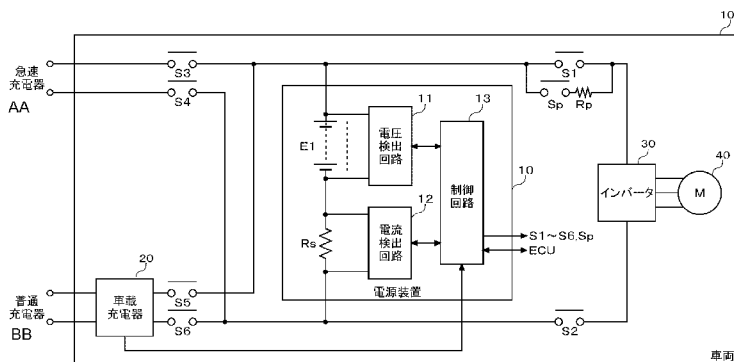
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

(54) Title: POWER SUPPLY

(54) 発明の名称: 電源装置



- 10 Power source
11 Voltage detection circuit
12 Current detection circuit
13 Control circuit
20 Vehicle-mounted charger
30 Inverter
100 Vehicle
AA Fast charger
BB Normal charger

(57) Abstract: This power supply economically suppresses the effects of ripple when charging a secondary battery in a vehicle from a commercial power supply. In this power supply (10) for mounting in a vehicle (100), a secondary battery (E1) supplies power to a traction motor (40). A current detection element detects the current in the secondary battery (E1). A current detection circuit (12) acquires the signal voltage of the current detection element via a low pass filter, and from the acquired voltage value, estimates the current value of the current in the secondary battery (E1). The low pass filter is configured to allow selection of at least a first blocking frequency and a second blocking frequency lower than the first blocking frequency, and when charging the secondary battery (E1) from a power supply outside of the vehicle, the second blocking frequency is selected.

(57) 要約: 商用電源から車両内の二次電池に充電する場合にて、低コストでリプルの影響を抑制する。車両(100)内に搭載されるべき電源装置(10)において、二次電池(E1)は、走行用モータ(40)に電力を供給する。電流検出素子

は、二次電池(E1)に流れる電流を検出する。電流検出回路(12)は、ローパスフィルタを介して、電流検出素子の信号電圧を取得し、取得した電圧値から二次電池(E1)に流れる電流の電流値を推定する。ローパスフィルタは、少なくとも第1の遮断周波数と、該第1の遮断周波数より低い第2の遮断周波数とを選択可能に構成されると共に、車両外の電源から二次電池(E1)が充電される際、第2の遮断周波数が選択される。

WO 2015/087488 A1

明 細 書

発明の名称：電源装置

技術分野

[0001] 本発明は、車両に搭載されるべき電源装置に関する。

背景技術

[0002] 近年、プラグインハイブリッド車（PHV）、電気自動車（EV）が普及してきている。PHV及びEVでは、車外から専用の充電ケーブルによって車内の電池に充電する必要がある。充電器には大別すると普通充電器と急速充電器がある。普通充電器は急速充電器より充電時間がかかるが、フル充電が可能であり設備導入コストを低く抑えられる。住宅、事務所、時間貸駐車場など長時間駐車する場所への設置が想定される。一方、急速充電器は短時間で80%充電が可能であるが、設備導入コストが高くなる。ショッピングセンター、ガソリンスタンド、高速道路SAなど滞在時間が短い場所への設置が想定される。

[0003] 日本では普通充電器の電源に、家庭で一般に使用される単相交流200Vまたは100Vが使用されている。急速充電器の電源には、三相交流200Vが使用されている。普通充電器は単相電源を使用するため低コストではあるが電力リプルが大きく発生する。一方、急速充電器は三相交流を使用するため電力の輸送効率が高く電力リプルも小さいが、一般家庭で使用する場合は専用線を敷く必要がある。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：特開2013-90473号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] 商用電源から充電する場合、充電電流にリプルが発生する。特に単相交流を使用した場合、三相交流を使用した場合より、リプルが大きくなる。リプ

ルの影響が大きくなると二次電池側で正確な電流を検出できなくなる。充電器の出力側に大規模な平滑フィルタを設ければ、リップルを低減できるがコスト増となる。

[0006] 本発明はこうした状況に鑑みなされたものであり、その目的は、商用電源から車両内の二次電池に充電する場合にて、低コストでリップルの影響を抑制する技術を提供することにある。

課題を解決するための手段

[0007] 上記課題を解決するために、本発明のある態様の電源装置は、車両内に搭載されるべき電源装置であって、走行用モータに電力を供給するための二次電池と、前記二次電池に流れる電流を検出するための電流検出素子と、所定の遮断周波数特性を有し、遮断周波数以下の信号を通過させるローパスフィルタと、前記ローパスフィルタを介して、前記電流検出素子の信号電圧を取得し、取得した電圧値から前記二次電池に流れる電流の電流値を推定する電流検出回路と、を備える。前記ローパスフィルタは、少なくとも第1の遮断周波数特性と、該第1の遮断周波数特性より低い第2の遮断周波数特性とを選択可能に構成されると共に、車両外の電源から前記二次電池が充電される際、第2の遮断周波数が選択される。

発明の効果

[0008] 本発明によれば、商用電源から車両内の二次電池に充電する場合にて、低コストでリップルの影響を抑制できる。

図面の簡単な説明

[0009] [図1]本発明の実施の形態に係る電源装置を搭載した車両の構成を示す図である。

[図2]車載充電器の構成例を示すブロック図である。

[図3]普通充電器から単相交流100Vで充電される場合の、電圧（AC）、電流（AC）、電力、充電電流の推移を示す図である。

[図4]二次電池に流れる電流と、サンプリング周期を示す図である。

[図5]実施の形態に係る電流検出回路の第1構成例を示す図である。

[図6]実施の形態に係る電流検出回路の第2構成例を示す図である。

発明を実施するための形態

[0010] 図1は、本発明の実施の形態に係る電源装置10を搭載した車両100の構成を示す図である。本実施の形態では車両100として、商用電源（系統電源）から充電可能なプラグインハイブリッド車（PHV）又は電気自動車（EV）を想定する。

[0011] 車両100は、電源装置10、車載充電器20、インバータ30及び走行用モータ40を備える。電源装置10は、二次電池E1、シャント抵抗Rs、電圧検出回路11、電流検出回路12、制御回路13を備える。二次電池E1は走行用モータ40に電力を供給するためのエネルギーを蓄えるための二次電池である。二次電池E1には例えば、ニッケル水素電池またはリチウムイオン電池を用いることができる。二次電池E1は、複数の電池セルが直列接続または直並列接続されて構成される。

[0012] 二次電池E1は、車両100の外に設置された電源から充電される。上述のように充電設備には大別すると普通充電器と急速充電器がある。車両100内には、普通充電器から二次電池E1に充電するための普通充電経路と、急速充電器から二次電池E1に充電するための急速充電経路が別に設けられる。

[0013] 普通充電経路上には車載充電器20、第1普通充電用スイッチS5、第2普通充電用スイッチS6が設けられる。車載充電器20は、充電ケーブルで接続された外部の普通充電器から入力される交流電力を直流電力に変換して二次電池E1に出力する。車載充電器20は、普通充電の開始および終了を制御回路13に通知する。

[0014] 第1普通充電用スイッチS5は車載充電器20のプラス端子と、二次電池E1のプラス端子間の配線に挿入され、第2普通充電用スイッチS6は車載充電器20のマイナス端子と、二次電池E1のマイナス端子間の配線に挿入される。第1普通充電用スイッチS5及び第2普通充電用スイッチS6には、リレーを用いることができる。制御回路13は、普通充電時に第1普通充

電用スイッチ S 5 及び第 2 普通充電用スイッチ S 6 をオン状態に制御し、それ以外るときオフ状態に制御する。

[0015] 急速充電経路上には第 1 急速充電用スイッチ S 3 及び第 2 急速充電用スイッチ S 4 が設けられる。第 1 急速充電用スイッチ S 3 は急速充電用差込口のプラス端子と、二次電池 E 1 のプラス端子間の配線に挿入され、第 2 急速充電用スイッチ S 4 は急速充電用差込口のマイナス端子と、二次電池 E 1 のマイナス端子間の配線に挿入される。第 1 急速充電用スイッチ S 3 及び第 2 急速充電用スイッチ S 4 にも、リレーを用いることができる。制御回路 1 3 は、急速充電時に第 1 急速充電用スイッチ S 3 及び第 2 急速充電用スイッチ S 4 をオン状態に制御し、それ以外るときオフ状態に制御する。

[0016] 図 2 は、車載充電器 2 0 の構成例を示すブロック図である。車載充電器 2 0 は、入力フィルタ 2 1、全波整流回路 2 2、P F C (Power Factor Correction) 回路 2 3、絶縁型 D C - D C コンバータ 2 4 を備える。

[0017] 入力フィルタ 2 1 は、普通充電器から供給される商用電源の交流電力から、商用電源周波数成分のみを帯域通過して全波整流回路 2 2 に出力する。全波整流回路 2 2 は、入力フィルタ 2 1 から入力される交流電力を全波整流して P F C 回路 2 3 に出力する。全波整流回路 2 2 は例えば、4 つの整流ダイオードがブリッジ構成で接続されたダイオードブリッジ回路で構成される。全波整流回路 2 2 により全波整流された直流電力には、リップルが含まれている。P F C 回路 2 3 は、全波整流回路 2 2 から入力される直流電力の力率を改善して絶縁型 D C - D C コンバータ 2 4 に出力する。

[0018] 絶縁型 D C - D C コンバータ 2 4 は、P F C 回路 2 3 から入力される直流電圧を、設定された直流電圧に変換して二次電池 E 1 に供給する。絶縁型 D C - D C コンバータ 2 4 は、二次電池 E 1 への出力電圧および出力電流を監視して、定電流充電 (C C 充電) または定電圧充電 (C V 充電) を実行する。絶縁型 D C - D C コンバータ 2 4 には、フライバック D C - D C コンバータ、フォワード D C - D C コンバータ (プッシュプル D C - D C コンバータ、ハーフブリッジ D C - D C コンバータ、フルブリッジ D C - D C コンバータ)

等を用いることができる。

[0019] 図 1 に戻る。インバータ 30 は力行時、二次電池 E 1 から供給される直流電力を交流電力に変換して走行用モータ 40 に供給する。回生時、走行用モータ 40 から供給される交流電力を直流電力に変換して二次電池 E 1 に供給する。

[0020] 走行用モータ 40 は自走可能な大型モータであってもよいし、エンジン走行（主に始動時および加速時の走行）をアシストする小型モータであってもよい。E V 及びストロングタイプの P H V では前者の大型モータが用いられ、小型の P H V では後者の小型モータが用いられる。走行用モータ 40 は力行時、インバータ 30 から供給される直流電力に応じて回転する。回生時、減速による回転エネルギーを直流電力に変換してインバータ 30 に供給する。

[0021] 二次電池 E 1 のプラス端子と、インバータ 30 のプラス端子を繋ぐ経路の間に第 1 メインスイッチ S 1 が挿入される。さらに第 1 メインスイッチ S 1 と並列に、プリチャージスイッチ S p とプリチャージ抵抗 R p の直列回路が接続される。二次電池 E 1 のマイナス端子と、インバータ 30 のマイナス端子を繋ぐ経路の間に第 2 メインスイッチ S 2 が挿入される。第 1 メインスイッチ S 1、第 2 メインスイッチ S 2、プリチャージスイッチ S p には、リレーを用いることができる。

[0022] 制御回路 13 は走行時、第 1 メインスイッチ S 1 及び第 2 メインスイッチ S 2 をオン状態に制御し、電源装置 10 と動力系を電氣的に接続する。制御回路 13 は非走行時、原則として第 1 メインスイッチ S 1 及び第 2 メインスイッチ S 2 をオフ状態に制御し、電源装置 10 と動力系を電氣的に遮断する。制御回路 13 は走行用モータ 40 の始動時、第 1 メインスイッチ S 1 及び第 2 メインスイッチ S 2 をターンオンする前に、プリチャージスイッチ S p をターンオンする。これにより、インバータ 30 に並列接続された図示しないコンデンサにプリチャージでき、第 1 メインスイッチ S 1 及び第 2 メインスイッチ S 2 のターンオン時の突入電流を抑制できる。

- [0023] 電圧検出回路 11 は、二次電池 E1 を構成する各電池セルの電圧を検出する。電圧検出回路 11 は検出した各電池セルの電圧値を制御回路 13 に出力する。電圧検出回路 11 は、専用のカスタム IC である ASIC (Application Specific Integrated Circuit) により構成される。
- [0024] 二次電池 E1 のマイナス端子にシャント抵抗 R_s が直列に接続される。シャント抵抗 R_s は、二次電池 E1 に流れる電流を検出するための電流検出素子である。なお電流検出素子として、シャント抵抗 R_s の代わりにホール素子を用いてもよい。なおシャント抵抗 R_s の挿入位置は、複数の電池セルが直列接続される経路上であれば、どの位置であってもよい。
- [0025] 電流検出回路 12 はシャント抵抗 R_s の両端電圧をもとに、二次電池 E1 に流れる電流の値を検出する。電流検出回路 12 は検出した電流値を制御回路 13 に出力する。制御回路 13 はマイクロコンピュータで構成され、電源装置 10 全体を制御する。電流検出回路 12 及び制御回路 13 の詳細は後述する。
- [0026] 商用電源から充電する場合にて、充電器に十分なリプル除去能力がない場合、電力のリプルに合わせてリプル電流が発生する可能性がある。急速充電の場合、高仕様な急速充電器が用いられるため、十分なリプル除去能力を確保できる。具体的には絶縁型 DC-DC コンバータの二次側に大きな平滑コンデンサを設置して、リプル除去能力を高めることができる。また日本では急速充電器の電源に三相交流が使用されているため、発生するリプルが小さくなる。
- [0027] 一方、普通充電器の電源には単相交流が使用されているため、リプルが大きくなる。また車載充電器 20 の絶縁型 DC-DC コンバータ 24 の二次側に、大きな平滑コンデンサを設置することも考えられるが、コストアップになるとともに、回路規模も大きくなる。車載用途の充電器では、できるだけ低コストで小型の充電器が求められる。充電器のコストダウンを考慮すると、リプルをある程度、残したままで充電できることが望まれる。
- [0028] 図 3 は、普通充電器から単相交流 100V で充電される場合の、電圧 (A

C)、電流(AC)、電力、充電電流の推移を示す図である。充電電流(負荷電流)は固定値としている。商用電源の周波数は50/60Hzであり、以下の説明では50Hzを想定する。電圧(AC)と電流(AC)が同じ周波数であるため、発生する電力のリプルの周波数は商用周波数の2倍となる。電力を電池電圧で除した充電電流にも、商用周波数の2倍の周波数のリプル電流が発生する。

[0029] 充電時に発生するリプル電流は、商用電源の周波数により決定されるため規則的に変化する。これに対して走行時に発生するリプル電流は、走行時の負荷に依存するため不規則に変化する傾向がある。従って商用電源から充電しないタイプのハイブリッド車(HV)ではリプル電流が、電圧検出や電流検出などに悪影響を与えることが少なかった。

[0030] 電圧検出回路11及び電流検出回路12のサンプリング周期を含む電源装置10内の制御周期は、比較的低速に設定される。例えば10ms(=100Hz)に設定される。車載用途の二次電池の制御周期としては10msで十分であり、これより高い制御周期に設定してもオーバースペックになる。

[0031] 50Hzの商用電源から二次電池E1に充電し、二次電池E1の電圧値および電流値を10ms(=100Hz)でサンプリングする場合、リプル周波数とサンプリング周波数が一致することになる。周波数が一致すると、リプル電流が電流検出に悪影響を与えることになる。

[0032] 図4は、二次電池E1に流れる電流と、サンプリング周期を示す図である。図4では10ms周期で電流をサンプリングする例を描いており、平均値をサンプリングするケース(中段の矢印参照)、ワースト最大のみサンプルするケース(上段の矢印参照)、ワースト最小のみサンプルするケース(下段の矢印参照)を描いている。充電電流の平均値をサンプリングできれば、実際の電流値と検出した電流値に誤差が発生しないが、平均値以外でサンプリングするケースでは誤差が発生する。サンプリングポイントが平均値が離れるほど誤差が大きくなる。検出した電流値は積算しても使用される。例えば、二次電池E1のSOC(State of Charge)は電流積算値にもとづき算出

される。実際の電流値と検出した電流値の誤差が小さい場合でも積算値では大きな誤差となる場合がある。サンプリング周波数が100Hzの場合、ナイキスト周波数の50Hz以上の成分が偽信号となるため、大きな誤差になりやすい。

[0033] ナイキスト周波数以上の成分は、コンデンサ、コイル、抵抗などの受動素子のみで構成されたパッシブ型のアンチエイリアシングフィルタで除去することが一般的である。しかしながら、高域成分を十分に減衰させるアンチエイリアシングフィルタは、部品バラツキに起因する固体差が大きい。

[0034] バッテリ走行時は商用電源から充電する時のように、特定の周波数においての大きなリプル電流が発生することは少なく、これによる電流検出誤差は小さい。そのため、商用電源から充電しないタイプのHVでは、アンチエイリアシングフィルタの遮断周波数をナイキスト周波数より若干低域に設定することが一般的である。電流検出の必要帯域は制御周波数に依存し、例えば100Hz周期でサンプリングする場合、50Hz付近以上から減衰するようにフィルタを設計する。電圧検出と電流検出の同期をそろえるためである。

[0035] これに対して、商用電源から充電するタイプのPHV及びEVでは、商用電源からの充電時に大きなリプル電流が発生する。この場合にて、ナイキスト周波数より若干低い程度の遮断周波数のフィルタを使用すると、正確な電流値および電流積算値が得られなくなる可能性が高い。

[0036] この問題はサンプリング周波数をリプル周波数より十分に高く（例えば、4倍以上）設定すれば解決できるが、より高速なマイクロコンピュータが必要となる。高速なマイクロコンピュータはコストアップにつながり、消費電力も大きくなる。

[0037] ここまでリプル電流による電流検出誤差について説明した。電圧検出誤差については、電池の内部抵抗が小さいため、大きなリプル電流が発生してもリプル電圧の上昇は限定的である。そのため電圧検出誤差は、電流検出誤差ほど大きな問題にならない。以下、大きなパッシブ型のフィルタを用いずに

電流検出誤差を低減する手法を説明する。

- [0038] 図5は、実施の形態に係る電流検出回路12の第1構成例を示す図である。第1構成例では電流検出回路12は、増幅回路121a及びA/D変換器123を備える。増幅回路121aは、シャント抵抗 R_s の両端電圧を所定のゲインで増幅してA/D変換器123に出力する。A/D変換器123は、増幅回路121aから入力されるアナログ信号をデジタル信号に変換して制御回路13に出力する。
- [0039] 増幅回路121aは、第1オペアンプOP1、第1入力抵抗 R_1 、第1帰還抵抗 R_2 、第1帰還容量 C_1 、追加容量 C_a 、モード切替スイッチM1を含む。これらの素子でローパスフィルタを構成している。図5に示す当該ローパスフィルタは1次ローパスフィルタである。
- [0040] 第1オペアンプOP1の非反転入力端子および反転入力端子は、シャント抵抗 R_s の両端にそれぞれ接続される。具体的には第1オペアンプOP1の非反転入力端子にシャント抵抗 R_s の高電位側端子が接続され、第1オペアンプOP1の反転入力端子にシャント抵抗 R_s の低電位側端子が接続される。
- [0041] 第1オペアンプOP1の反転入力端子とシャント抵抗 R_s の低電位側端子の間に第1入力抵抗 R_1 が接続される。第1オペアンプOP1の反転入力端子と第1オペアンプOP1の出力端子間に第1帰還抵抗 R_2 が接続される。第1オペアンプOP1の反転入力端子と第1オペアンプOP1の出力端子間に、第1帰還抵抗 R_2 と並列に第1帰還容量 C_1 が接続される。さらに第1オペアンプOP1の反転入力端子と第1オペアンプOP1の出力端子間に、第1帰還抵抗 R_2 及び第1帰還容量 C_1 と並列に追加容量 C_a が接続される。第1オペアンプOP1の反転入力端子と追加容量 C_a 間にモード切替スイッチM1が挿入される。
- [0042] モード切替スイッチM1にはMOSFET、フォトリレー、フォトカプラ等を用いることができる。モード切替スイッチM1は、制御回路13からの制御信号に応じてオン／オフする。なお増幅回路121aと制御回路13を

絶縁するために、モード切替スイッチM1にはフォトリレー又はフォトカプラを使用することが望ましい。

[0043] 第1オペアンプOP1の反転入力端子が仮想接地しているとみなせるため、増幅回路121aのゲイン A_v は下記式(1)に示すように、第1入力抵抗 R_1 の抵抗値と第1帰還抵抗 R_2 の抵抗値の比にもとづき設定される。また図5に示す増幅回路121aの構成は、非反転増幅器の構成であるため、ゲイン A の符号は正である。なお反転増幅器の構成を採用した場合、ゲイン A の符号は負になる。

[0044] $A_v = (R_2 / R_1) + 1 \quad \dots \text{式}(1)$

制御回路13は、モード切替スイッチM1のオン／オフを切り替えることにより、増幅回路121aの伝達特性を変えることができる。車両外の交流電源から二次電池E1への充電中、制御回路13はモード切替スイッチM1をオン状態に制御することにより、増幅回路121aの高域遮断周波数を下げる。より具体的には、商用電源の交流電力が全波整流されて生成された直流電力が二次電池E1に充電されている間、制御回路13は増幅回路121aの高域遮断周波数を下げる。即ち制御回路13は、充電モード時にモード切替スイッチM1をオン状態に制御し、それ以外のモード時にモード切替スイッチM1をオフ状態に制御する。

[0045] 充電モードに、急速充電モードを含めてもよいし除外してもよい。上述のように三相交流を使用した急速充電時のリプル電流は比較的小さいため、増幅回路121aの高域遮断周波数を下げなくても、電流検出誤差を小さく抑えることができる。また充電モードに、回生充電モードを含めてもよいし除外してもよい。減速エネルギーをもとに走行用モータ40により発電された電力のリプルは不規則に変化し、高域成分も比較的小さいため、増幅回路121aの高域遮断周波数を下げなくても、電流検出誤差を小さく抑えることができる。これに対して普通充電時のリプル電流が大きいため、増幅回路121aの高域遮断周波数を下げて、より多くの高域成分を減衰させる必要がある。

[0046] 1次ローパスフィルタとして機能する増幅回路121aの第1の高域遮断周波数 f_{c1} 、第2の高域遮断周波数 f_{c2} は、下記式(2)、式(3)により表される。式(2)がモード切替スイッチM1がオフ状態の高域遮断周波数 f_{c1} を示し、式(3)がモード切替スイッチM1がオン状態の高域遮断周波数 f_{c2} を示す。このように当該ローパスフィルタは、第1の遮断周波数 f_c と、当該第1の遮断周波数より低い第2の遮断周波数 f_2 を選択可能な構成である。

[0047] $f_{c1} = 1 / (2\pi \cdot R2 / C1) \quad \dots \text{式(2)}$

$$f_{c1} = 1 / (2\pi \cdot R2 / (C1 + Ca)) \quad \dots \text{式(3)}$$

仮にゲイン $A_v = 50$ 、走行時の高域遮断周波数 $f_{c1} = 48 \text{ Hz}$ 、充電時の高域遮断周波数 $f_{c2} = 10 \text{ Hz}$ と設定する場合、例えば回路定数を $R1 = 1 \text{ k}\Omega$ 、 $R2 = 49 \text{ k}\Omega$ 、 $C1 = 67 \text{ nF}$ 、 $Ca = 257 \text{ nF}$ に設定すればよい。

[0048] 図6は、実施の形態に係る電流検出回路12の第2構成例を示す図である。第2構成例では電流検出回路12は、第1増幅回路121b、第2増幅回路121c、マルチプレクサ122及びA/D変換器123を備える。構成例2では、伝達特性の異なる2つの増幅回路を設ける。

[0049] 第1増幅回路121bは、シャント抵抗 R_s の両端電圧を所定のゲインで増幅してマルチプレクサ122に出力する。第2増幅回路121cは第1増幅回路121bと並列接続され、シャント抵抗 R_s の両端電圧を所定のゲインで増幅してマルチプレクサ122に出力する。マルチプレクサ122は、第1増幅回路121bの出力と第2増幅回路121cの出力を選択してA/D変換器123に出力する。A/D変換器123は、マルチプレクサ122から入力されるアナログ信号をデジタル信号に変換して制御回路13に出力する。

[0050] 第1増幅回路121bは、第1オペアンプOP1、第1入力抵抗 $R1$ 、第1帰還抵抗 $R2$ 、第1帰還容量 $C1$ を含み、これらの素子でローパスフィルタを構成している。第1オペアンプOP1の非反転入力端子および反転入力

端子は、シャント抵抗 R_s の両端にそれぞれ接続される。具体的には第 1 オペアンプ OP 1 の非反転入力端子にシャント抵抗 R_s の高電位側端子が接続され、第 1 オペアンプ OP 1 の反転入力端子にシャント抵抗 R_s の低電位側端子が接続される。

[0051] 第 1 オペアンプ OP 1 の反転入力端子とシャント抵抗 R_s の低電位側端子の間に第 1 入力抵抗 R_1 が接続される。第 1 オペアンプ OP 1 の反転入力端子と第 1 オペアンプ OP 1 の出力端子間に第 1 帰還抵抗 R_2 が接続される。さらに第 1 オペアンプ OP 1 の反転入力端子と第 1 オペアンプ OP 1 の出力端子間に、第 1 帰還抵抗 R_2 と並列に第 1 帰還容量 C_1 が接続される。

[0052] 第 2 増幅回路 121c は、第 2 オペアンプ OP 2、第 2 入力抵抗 R_3 、第 2 帰還抵抗 R_4 、第 2 帰還容量 C_2 を含み、これらの素子でローパスフィルタを構成している。第 2 オペアンプ OP 2 の非反転入力端子および反転入力端子は、シャント抵抗 R_s の両端にそれぞれ接続される。具体的には第 2 オペアンプ OP 2 の非反転入力端子にシャント抵抗 R_s の高電位側端子が接続され、第 2 オペアンプ OP 2 の反転入力端子にシャント抵抗 R_s の低電位側端子が接続される。

[0053] 第 2 オペアンプ OP 2 の反転入力端子とシャント抵抗 R_s の低電位側端子の間に第 2 入力抵抗 R_3 が接続される。第 2 オペアンプ OP 2 の反転入力端子と第 2 オペアンプ OP 2 の出力端子間に第 2 帰還抵抗 R_4 が接続される。さらに第 2 オペアンプ OP 2 の反転入力端子と第 2 オペアンプ OP 2 の出力端子間に、第 2 帰還抵抗 R_4 と並列に第 2 帰還容量 C_2 が接続される。

[0054] 第 1 増幅回路 121b は、図 5 に示した増幅回路 121a のモード切替スイッチ M1 がオフ状態の回路と等価に設計する。第 2 増幅回路 121c は、図 5 に示した増幅回路 121a のモード切替スイッチ M1 がオフ状態の回路と等価に設計する。そのために、第 2 帰還容量 C_2 の容量値を、第 1 帰還容量 C_1 の容量値より大きく設定する。それ以外の回路定数およびオペアンプの仕様は、第 1 増幅回路 121b と第 2 増幅回路 121c で同じに設定する。

[0055] 制御回路 13 は、マルチプレクサ 122 に切替信号を入力して、増幅回路の伝達特性を変えることができる。具体的には車両外の交流電源から二次電池 E1 への充電中、制御回路 13 は、第 2 増幅回路 121c の出力を選択するための切替信号をマルチプレクサ 122 に入力することにより、増幅回路の高域遮断周波数を下げる。即ち制御回路 13 は、充電モード時に第 2 増幅回路 121c の出力を選択するための切替信号をマルチプレクサ 122 に入力し、それ以外のモード時に第 1 増幅回路 121b の出力を選択するための切替信号をマルチプレクサ 122 に入力する。充電モードに、急速充電モード及び／又は回生充電モードを含めるか否かは上述の通りである。

[0056] 以上説明したように本実施の形態によれば、電流検出回路 12 内の増幅回路の伝達特性を、モードに応じて切り替えることにより、商用電源から車両内の二次電池 E1 に充電する場合にて、低コストでリップルの影響を抑制する。即ち、電流検出のサンプリング周波数と商用電源のリップル周波数が近いいため、電流検出誤差が累積してしまう可能性がある。これに対して本実施の形態では商用電源からの充電時に、増幅回路の高域遮断周波数を下げて、より多くの高域成分をカットすることにより、電流検出誤差を低減できる。また商用電源から充電していないときは、増幅回路の高域遮断周波数を、サンプリング周波数のナイキスト周波数近辺に設定することにより、高精度な電流検出を実現できる。

[0057] また充電時に電流検出回路 12 内の増幅回路で、大きなローパスフィルタをかけることにより、充電器の平滑フィルタを大規模化する必要がなくなる。従って充電器のコストアップを抑えることができる。

[0058] 電流検出回路 12 内の増幅回路を、図 5 のように構成すると部品点数の増加を最小限に抑えることができ回路面積の増加も最小限に抑えることができる。なお、モード切替スイッチ M1 に使用するフォトリレー等の価格によっては、図 6 に示したように同じ回路構成でフィルタ特性が異なる増幅回路を 2 つ設けたほうが安価に構成できる場合もある。

[0059] 以上、本発明を実施の形態をもとに説明した。これら実施の形態は例示で

あり、それらの各構成要素や各処理プロセスの組合せにいろいろな変形例が可能なこと、またそうした変形例も本発明の範囲にあることは当業者に理解されるところである。

[0060] 例えば図6に示した構成例2ではマルチプレクサ122を設けて、モードに応じて第1増幅回路121bの出力と第2増幅回路121cの出力を選択した。構成例2の変形例では、マルチプレクサ122を設けずに、第1増幅回路121b用と第2増幅回路121c用の2つのA/D変換器をそれぞれ設ける。制御回路13は、2つのA/D変換器からそれぞれ入力される第1増幅回路121bの出力デジタル値と、第2増幅回路121cの出力デジタル値を、モードに応じて選択する。

[0061] 上記の実施の形態では電流検出素子としてシャント抵抗 R_s を用いる例を示したが、シャント抵抗 R_s の代わりにホール素子を用いてもよい。その場合、ホール素子から直接、電流値に相当する電圧値が得られるため、上述のオペアンプを用いた増幅機能を有するアクティブフィルタでなく、パッシブ素子だけで構成されたパッシブフィルタを用いることができる。その場合も同様に、コンデンサの容量値を可変させることにより、第1の遮断周波数特性と、第2の遮断周波数特性を選択できる。

符号の説明

[0062] 100 車両、 E1 二次電池、 R_s シャント抵抗、 S1 第1メインスイッチ、 S2 第2メインスイッチ、 S_p プリチャージスイッチ、 R_p プリチャージ抵抗、 S3 第1急速充電用スイッチ、 S4 第2急速充電用スイッチ、 S5 第1普通充電用スイッチ、 S6 第2普通充電用スイッチ、 10 電源装置、 11 電圧検出回路、 12 電流検出回路、 121a 増幅回路、 OP1 第1オペアンプ、 R1 第1入力抵抗、 R2 第1帰還抵抗、 C1 第1帰還容量、 C_a 追加容量、 M1 モード切替スイッチ、 OP2 第2オペアンプ、 R3 第2入力抵抗、 R4 第2帰還抵抗、 C2 第2帰還容量、 121b 第1増幅回路、 121c 第2増幅回路、 122 マルチプ

レクサ、 123 A/D変換器、 13 制御回路、 20 車載充電器、
21 入力フィルタ、 22 全波整流回路、 23 PFC回路、
24 絶縁型DC-DCコンバータ、 30 インバータ、 40 走行用
モータ。

請求の範囲

[請求項1]

車両内に搭載されるべき電源装置であって、
走行用モータに電力を供給するための二次電池と、
前記二次電池に流れる電流を検出するための電流検出素子と、
所定の遮断周波数特性を有し、遮断周波数以下の信号を通過させるローパスフィルタと、
前記ローパスフィルタを介して、前記電流検出素子の信号電圧を取得し、取得した電圧値から前記二次電池に流れる電流の電流値を推定する電流検出回路と、を備え、
前記ローパスフィルタは、少なくとも第1の遮断周波数特性と、該第1の遮断周波数特性より低い第2の遮断周波数特性とを選択可能に構成されると共に、車両外の電源から前記二次電池が充電される際、第2の遮断周波数が選択されることを特徴とする電源装置。

[請求項2]

前記ローパスフィルタは、
前記電流検出素子の両端に接続されるオペアンプと、
前記電流検出素子の一端と前記オペアンプの一方の入力端子間に接続される入力抵抗と、
前記オペアンプの一方の入力端子と前記オペアンプの出力端子間に接続される帰還抵抗と、
前記オペアンプの一方の入力端子と前記オペアンプの出力端子間に前記帰還抵抗と並列に接続される第1帰還容量と、
前記オペアンプの一方の入力端子と前記オペアンプの出力端子間に前記帰還抵抗および前記第1帰還容量と並列接続される追加容量と、
前記オペアンプの一方の入力端子と前記追加容量の間に挿入されるスイッチと、を含み、
前記スイッチは、充電モード時にオンし、非充電モード時にオフすることを特徴とする請求項1に記載の電源装置。

[請求項3]

前記ローパスフィルタは第1増幅回路および第2増幅回路を含み、

前記第 1 増幅回路は、

前記電流検出素子の両端に接続される第 1 オペアンプと、

前記電流検出素子の一端と前記第 1 オペアンプの一方の入力端子間に接続される第 1 入力抵抗と、

前記第 1 オペアンプの一方の入力端子と前記第 1 オペアンプの出力端子間に接続される第 1 帰還抵抗と、

前記第 1 オペアンプの一方の入力端子と前記第 1 オペアンプの出力端子間に前記第 1 帰還抵抗と並列接続される第 1 帰還容量と、を含み、

前記第 2 増幅回路は、

前記電流検出素子の両端に接続される第 2 オペアンプと、

前記電流検出素子の一端と前記第 2 オペアンプの一方の入力端子間に接続される第 2 入力抵抗と、

前記第 2 オペアンプの一方の入力端子と前記第 2 オペアンプの出力端子間に接続される第 2 帰還抵抗と、

前記第 2 オペアンプの一方の入力端子と前記第 2 オペアンプの出力端子間に前記第 2 帰還抵抗と並列接続される第 2 帰還容量と、を含み、

前記第 2 帰還容量の容量値が、前記第 1 帰還容量の容量値より大きく設定され、

前記電流検出回路は、

前記第 1 増幅回路の出力と前記第 2 増幅回路の出力を選択する選択回路をさらに備え、

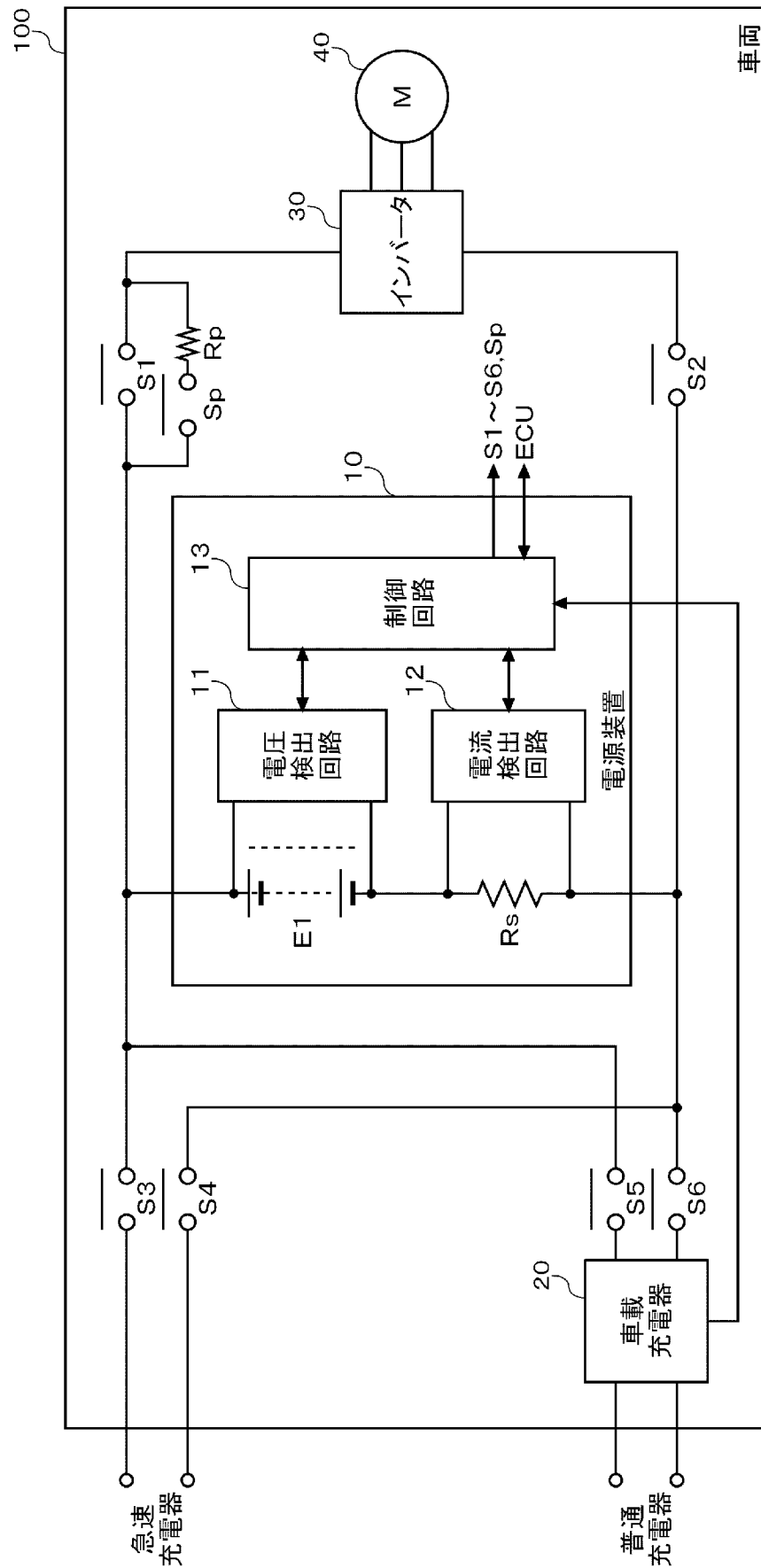
前記選択回路は、充電モード時に前記第 2 増幅回路の出力を選択し、非充電モード時に前記第 1 増幅回路の出力を選択することを特徴とする請求項 1 に記載の電源装置。

[請求項 4]

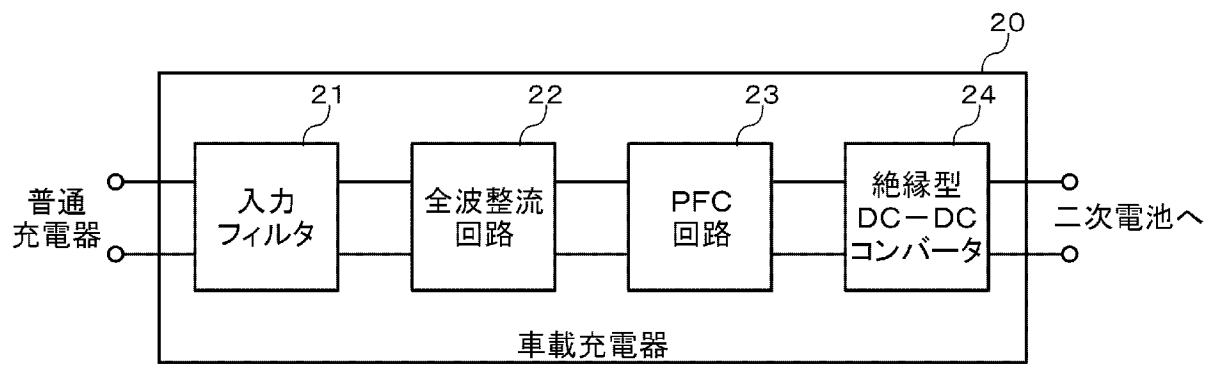
前記ローパスフィルタは、商用電源の交流電力が全波整流されて生成された直流電力が、前記二次電池に充電されている間、前記第 2 の

遮断周波数以下の信号を通過させることを特徴とする請求項 1 から 3
のいずれかに記載の電源装置。

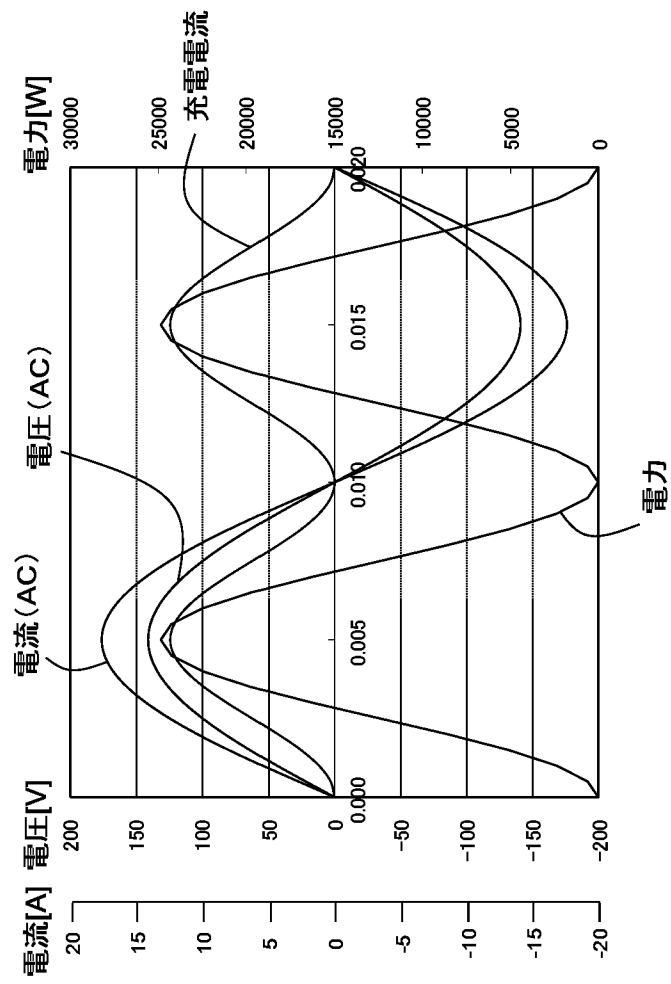
[図1]



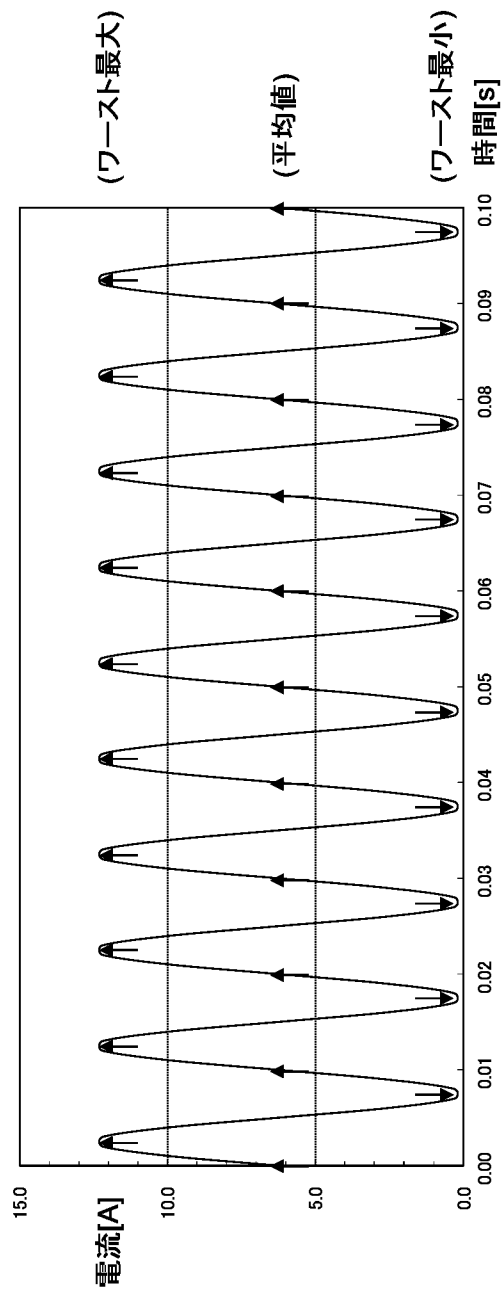
[図2]



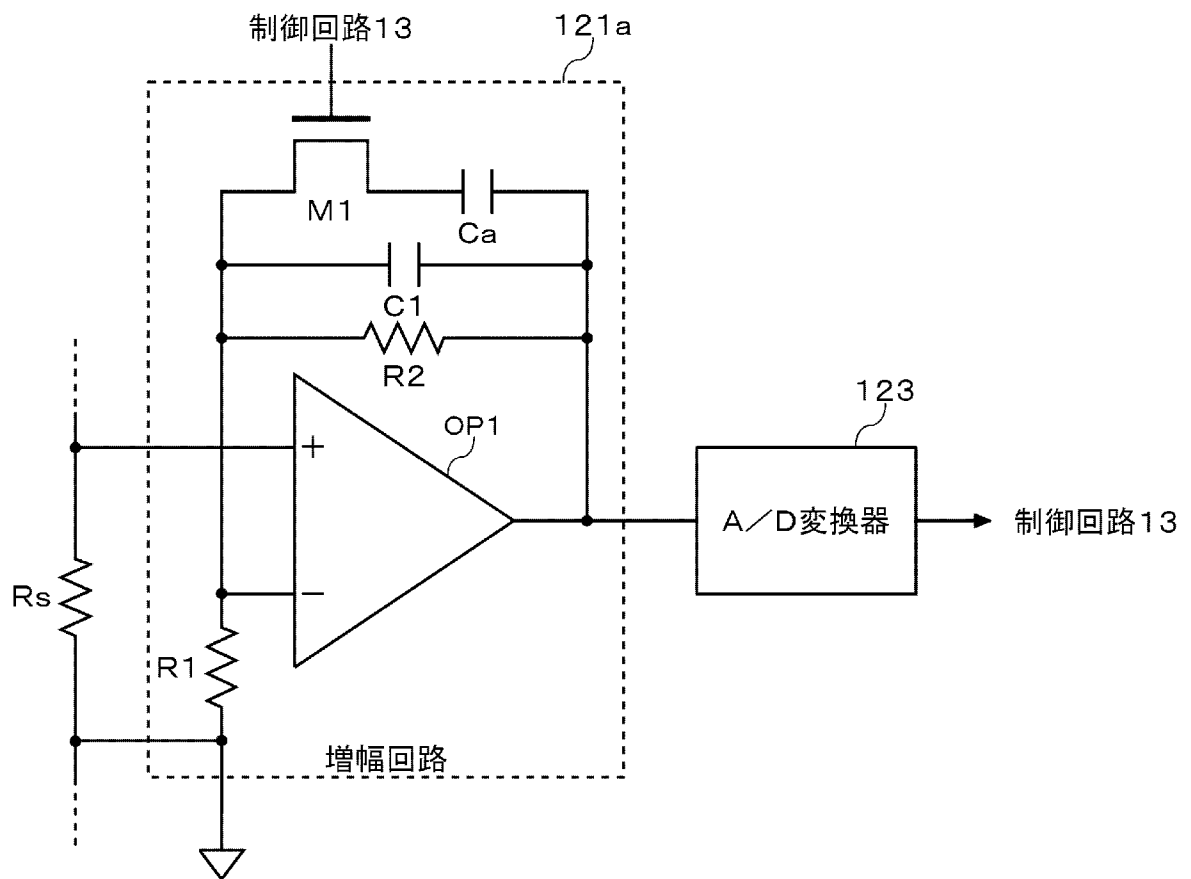
[図3]



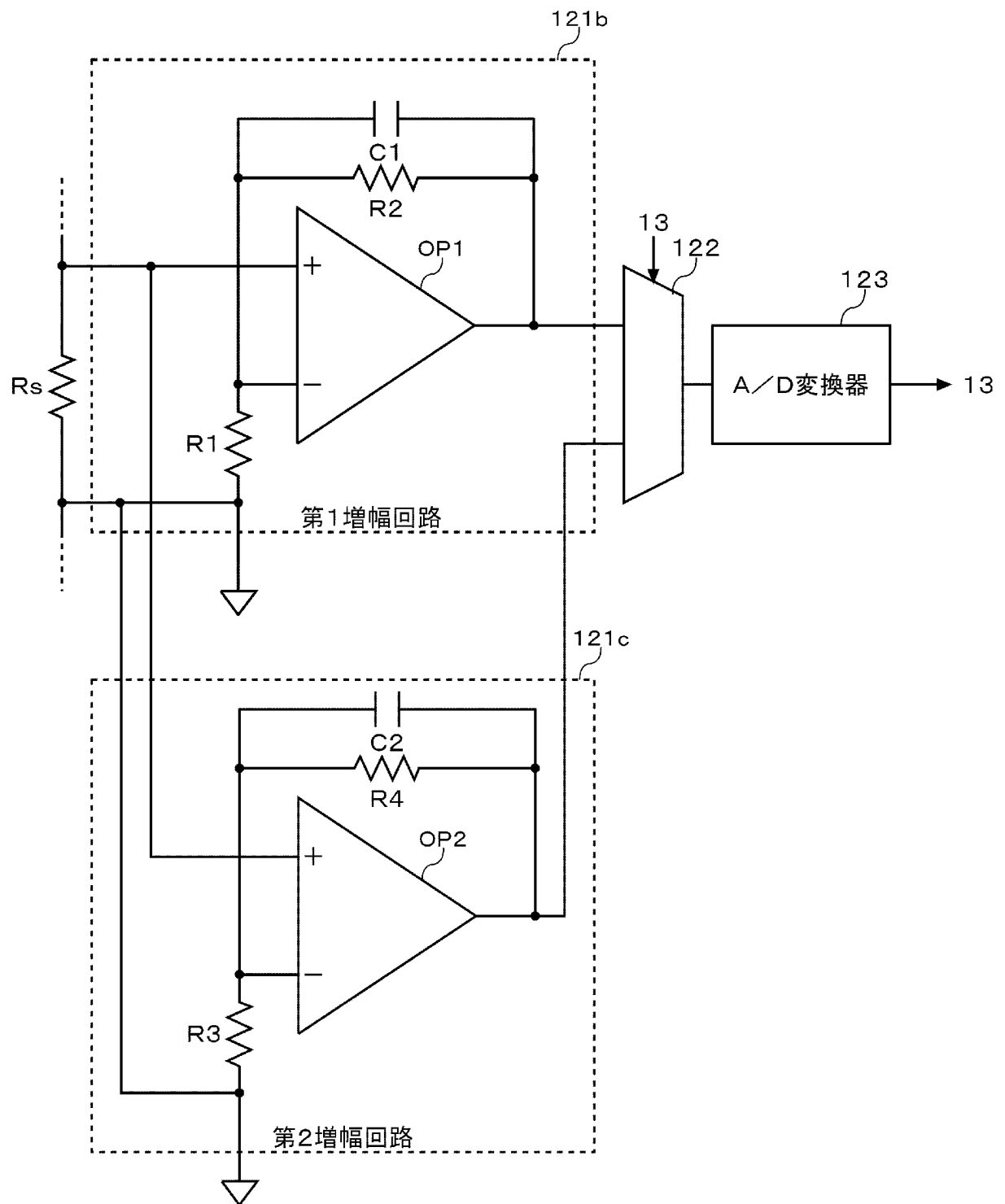
[図4]



[図5]



[図6]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/005767

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02J7/10(2006.01)i, B60L11/18(2006.01)i, H02J7/00(2006.01)i, H03F3/45(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02J7/10, B60L11/18, H02J7/00, H03F3/45

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2014
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2014	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2014

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2013-090473 A (Toyota Motor Corp.), 13 May 2013 (13.05.2013), paragraphs [0024] to [0025]; fig. 1 (Family: none)	1-4
A	JP 11-332111 A (Seiko Instruments Inc.), 30 November 1999 (30.11.1999), paragraphs [0010] to [0022]; fig. 1, 3, 4 (Family: none)	1-4
A	JP 2010-223781 A (Toshiba Corp.), 07 October 2010 (07.10.2010), paragraph [0034]; fig. 1, 4 & US 2010/0244845 A1 & EP 2233934 A1	1-4

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
26 December 2014 (26.12.14)

Date of mailing of the international search report
13 January 2015 (13.01.15)

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02J7/10(2006.01)i, B60L11/18(2006.01)i, H02J7/00(2006.01)i, H03F3/45(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02J7/10, B60L11/18, H02J7/00, H03F3/45

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 4 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 4 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 4 年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2013-090473 A（トヨタ自動車株式会社）2013.05.13, 段落【0024】－【0025】, 図1（ファミリーなし）	1-4
A	JP 11-332111 A（セイコーインスツルメンツ株式会社）1999.11.30, 段落【0010】－【0022】, 図1, 3, 4（ファミリーなし）	1-4
A	JP 2010-223781 A（株式会社東芝）2010.10.07, 段落【0034】, 図1, 4 & US 2010/0244845 A1 & EP 2233934 A1	1-4

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

2 6 . 1 2 . 2 0 1 4

国際調査報告の発送日

1 3 . 0 1 . 2 0 1 5

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

宮本 秀一

5 T

3 3 5 7

電話番号 03-3581-1101 内線 3568