

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6436458号
(P6436458)

(45) 発行日 平成30年12月12日(2018.12.12)

(24) 登録日 平成30年11月22日(2018.11.22)

| | | | | | |
|--------------|-------|-----------|------|-------|---|
| (51) Int.Cl. | | F I | | | |
| HO2J | 7/04 | (2006.01) | HO2J | 7/04 | A |
| HO2M | 3/155 | (2006.01) | HO2M | 3/155 | H |

請求項の数 6 (全 14 頁)

| | | | |
|-----------|-------------------------------|-----------|--|
| (21) 出願番号 | 特願2015-44764 (P2015-44764) | (73) 特許権者 | 000004606 ニチコン株式会社 京都府京都市中京区烏丸通御池上二条殿町551番地 |
| (22) 出願日 | 平成27年3月6日(2015.3.6) | (73) 特許権者 | 505374783 国立研究開発法人日本原子力研究開発機構 茨城県那珂郡東海村大字舟石川765番地1 |
| (65) 公開番号 | 特開2016-165190 (P2016-165190A) | (74) 代理人 | 110000475 特許業務法人みのり特許事務所 |
| (43) 公開日 | 平成28年9月8日(2016.9.8) | (72) 発明者 | 内藤 伸吾 京都府京都市中京区烏丸通御池上二条殿町551番地 ニチコン株式会社内 |
| 審査請求日 | 平成29年12月28日(2017.12.28) | | |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 充電制御装置および充電装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

蓄電手段に対して定電流モードによる充電および定電圧モードによる充電を行う充電装置を、パルス幅変調制御によって制御する充電制御装置であって、

前記充電装置の出力電流を測定した電流測定信号および予め設定された電流設定信号が入力される入力端子を備え、出力端子から前記電流測定信号および前記電流設定信号の差分に応じた第1差分信号を出力する電流誤差アンプと、

前記蓄電手段の充電電圧を測定した電圧測定信号および予め設定された電圧設定信号が入力される入力端子を備え、出力端子から前記電圧測定信号および前記電圧設定信号の差分に応じた第2差分信号を出力する電圧誤差アンプと、

前記第1差分信号と前記第2差分信号との大小関係に応じて、前記第1差分信号または前記第2差分信号のいずれか一方を出力する選択回路と、

前記選択回路の出力信号に基づいて生成したコントロール信号と所定のキャリア信号との大小比較を行い、前記コントロール信号と前記キャリア信号の波高値との大小関係が逆転した時点以降に、前記大小比較の結果に応じて生成したパルス信号を出力するパルス幅変調回路と、

前記選択回路の出力側と前記電流誤差アンプの入力端子との間に接続された帰還回路と、を備え、

前記帰還回路が、前記選択回路から出力された前記第2差分信号に対して微分動作を行うことにより、前記コントロール信号と前記キャリア信号の波高値との大小関係が逆転す

る前に、前記第 1 差分信号と前記第 2 差分信号との大小関係を逆転させ、前記充電装置に前記定電流モードによる充電を開始させることを特徴とする充電制御装置。

【請求項 2】

前記帰還回路は、コンデンサと抵抗とを直列接続した素子またはコンデンサ素子であることを特徴とする請求項 1 に記載の充電制御装置。

【請求項 3】

前記電圧誤差アンプの入力端子に接続されたストップ回路をさらに備え、前記ストップ回路は、前記蓄電手段の放電が行われている間、前記電圧誤差アンプの出力が振り切れるように前記電圧誤差アンプの入力端子に電圧信号を入力する一方、前記蓄電手段の放電が終了した後に、前記電圧信号の入力を解除することを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の充電制御装置。

10

【請求項 4】

前記ストップ回路は、直流電圧源と、前記直流電圧源に直列接続された、第 1 抵抗および第 1 スイッチの並列回路と、一端が前記並列回路に接続され、他端が前記電圧誤差アンプの入力端子に接続された第 2 抵抗と、を有し、前記第 1 スイッチは、前記蓄電手段の放電が行われている間に閉状態となる一方、前記蓄電手段の放電が終了した後に開状態となることを特徴とする請求項 3 に記載の充電制御装置。

20

【請求項 5】

前記電流設定信号の電流値は、前記電流測定信号の電流値がゼロの場合、前記出力電流の定格値よりも小さくなり、前記電流測定信号の電流値がゼロよりも大きく、かつ前記定格値よりも小さい第 1 電流値以下の場合、前記電流測定信号の電流値が前記第 1 電流値のときに前記定格値となるように、前記電流測定信号の電流値に比例して増加し、前記電流測定信号の電流値が前記第 1 電流値よりも大きい場合、前記定格値となることを特徴とする請求項 1 ~ 4 のいずれか一項に記載の充電制御装置。

30

【請求項 6】

請求項 1 ~ 5 のいずれか一項に記載の充電制御装置を備え、蓄電手段に対して定電流モードによる充電および定電圧モードによる充電を行う充電装置であって、前記充電制御装置の制御下でスイッチング動作を行うスイッチング回路と、一次側が前記スイッチング回路に接続されたトランスと、前記トランスの二次側に接続されたダイオードブリッジ回路と、を備えたことを特徴とする充電装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、充電制御装置および当該充電制御装置を備えた充電装置に関する。

40

【背景技術】

【0002】

従来から、定電流充電と定電圧充電とを切り替えて行う充電装置が知られている（例えば、特許文献 1 参照）。この充電装置は、定電流制御部と、定電圧制御部と、定電流制御部の出力または定電圧制御部の出力の小さい方を出力する最小値回路と、最小値回路の出力に基づいてパルス信号を出力する PWM 制御部とを備えている。

【0003】

また、別の充電装置としては、スイッチ手段（例えば、ブリッジ接続された IGBT）を有するスイッチング回路と、一次側がスイッチング回路に接続されたトランスと、トランスの二次側に接続されたダイオードブリッジ回路とを備え、断続的に放電されるコンデ

50

ンサに対して繰り返し充電を行うものがある。この充電装置は、コンデンサの充電電圧が予め設定された設定電圧であるときは、定電圧モードで動作する一方、コンデンサの充電電圧が低下した状態で充電を行っているときは、主に定電流モードで動作する。

【0004】

図6に、この充電装置のスイッチング回路をパルス幅変調制御によって制御する充電制御装置100Bを示す。充電制御装置100Bは、誤差アンプ回路101Bと、パルス幅変調回路102とを備えている。

【0005】

誤差アンプ回路101Bは、反転増幅回路を構成するオペアンプからなる電流誤差アンプ103と、同様に反転増幅回路を構成するオペアンプからなる電圧誤差アンプ104と、最大値回路を構成するダイオード105、106とを備えている。

10

【0006】

電流誤差アンプ103の反転入力端子には、充電装置の出力電流を測定した電流測定信号が、増幅率マイナス1倍の極性反転回路107および抵抗R1を介して入力されるとともに、直流電圧源からなる電流設定信号発生回路108で生成された電流設定信号（例えば、電流値4.5Aに対応する信号）が、抵抗R6を介して入力される。電流誤差アンプ103の出力端子には、ダイオード105のアノードが接続されている。ダイオード105のカソードは、抵抗R2を介して電流誤差アンプ103の反転入力端子に接続されるとともに、パルス幅変調回路102に接続されている。電流誤差アンプ103は、ダイオード105がオン状態の場合、電流測定信号および電流設定信号の差分に応じた第1差分信号

20

【0007】

電圧誤差アンプ104の反転入力端子には、コンデンサの充電電圧を測定した電圧測定信号が、増幅率マイナス1倍の極性反転回路109および抵抗R3を介して入力されるとともに、直流電圧源からなる電圧設定信号発生回路110で生成された電圧設定信号（例えば、電圧値1.29Vに対応する信号）が、抵抗R4を介して入力される。電圧誤差アンプ104の出力端子には、ダイオード106のアノードが接続されている。ダイオード106のカソードは、積分回路（直流ゲインおよび応答調整インピーダンス）111を介して電圧誤差アンプ104の反転入力端子に接続されるとともに、パルス幅変調回路102に接続されている。電圧誤差アンプ104は、ダイオード106がオン状態の場合、電圧測定信号および電圧設定信号の差分に応じた第2差分信号を出力する。

30

【0008】

最大値回路を構成するダイオード105、106は、電流誤差アンプ103の出力（第1差分信号）と電圧誤差アンプ104の出力（第2差分信号）の大きい方を出力する。すなわち、第1差分信号が第2差分信号よりも大きい場合、最大値回路ではダイオード105がオン状態、ダイオード106がオフ状態となり、パルス幅変調回路102に第1差分信号が入力される。一方、第2差分信号が第1差分信号よりも大きい場合、最大値回路ではダイオード106がオン状態、ダイオード105がオフ状態となり、パルス幅変調回路102に第2差分信号が入力される。

【0009】

40

パルス幅変調回路102は、キャリア信号としてのこぎり波を生成する発振回路と、最大値回路の出力信号（第1差分信号または第2差分信号の大きい方）を抵抗で分圧してコントロール信号を生成する分圧回路と、のこぎり波とコントロール信号との大小比較を行うコンパレータと、のこぎり波がコントロール信号よりも大きいときに出力パルスを出力するパルス生成回路と、トグルフリップフロップを有し、パルス生成回路の出力パルスを位相が180°異なるU相のパルス信号とV相のパルス信号とに振り分けて出力する出力回路とを備えている。

【0010】

コンデンサの充電電圧が設定電圧（例えば、1.29V）に達している場合、電流誤差アンプ103の反転入力端子に入力される電流測定信号はゼロになるため、電流誤差アンプ

50

103の出力(第1差分信号)は、電流誤差アンプ103の動作領域を超えてマイナス側に振り切れた状態となる(図7(C)参照)。一方、電圧誤差アンプ104の反転入力端子に入力される電圧測定信号は電圧設定信号と釣り合うため、電圧誤差アンプ104の出力(第2差分信号)は、電圧誤差アンプ104の動作領域内に収まり、電圧誤差アンプ104は負帰還動作を行う。その結果、第2差分信号が第1差分信号よりも大きくなり、第2差分信号がパルス幅変調回路102に入力され、パルス幅変調回路102は第2差分信号に基づき動作する。具体的には、コンデンサの充電電圧が設定電圧に達している場合、出力電流は不要となり、パルス幅変調回路102はパルス信号を出力しない。このとき、充電装置は、定電圧モードで動作する。

【0011】

10

また、コンデンサの充電電圧が低下した状態で充電装置が充電を行っている場合、電圧測定信号が小さくなり、電圧測定信号と電圧設定信号との差が大きくなるため、電圧誤差アンプ104の出力(第2差分信号)は、電圧誤差アンプ104の動作領域を超えてマイナス側に振り切れた状態となる。一方、電流測定信号は大きくなり、電流測定信号と電流設定信号が釣り合うため、電流誤差アンプ103の出力(第1差分信号)は、電流誤差アンプ103の動作領域内に収まり、電流誤差アンプ103は負帰還動作を行う。その結果、第1差分信号が第2差分信号よりも大きくなり、第1差分信号がパルス幅変調回路102に入力され、パルス幅変調回路102から第1差分信号に基づくパルス信号が出力される。このとき、充電装置は、定電流モードで動作する。

【先行技術文献】

20

【特許文献】

【0012】

【特許文献1】特開2003-189497号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0013】

図7(A)にコンデンサの充電電圧の時間変化を示し、図7(B)に出力電流の時間変化を示し、図7(C)に各信号の時間変化を示す。なお、図7(B)において、出力電流の太くなっているのは、出力電流が脈流になっているためであり、図7(C)において、第2差分信号が太くなっているのは、第2差分信号が脈流になっているためである(図4(B)および(C)も同様とする)。

30

【0014】

図7に示すように、時間 t_{11} においてコントロール信号とキャリア信号(のこぎり波)の波高値との大小関係が逆転すると、充電装置が定電圧モードによる充電を開始するので、電流誤差アンプ103の反転入力端子に電流測定信号が入力される。これにより電流誤差アンプ103の反転入力端子の電圧がゼロからマイナス側に移行して、マイナス側に振り切れていた電流誤差アンプ103の出力は、移行時点の電圧誤差アンプ104の出力値を目標値として上昇する。そして、時間 t_{12} において電流誤差アンプ103の出力が当該目標値に到達し、第1差分信号と第2差分信号の大小関係が逆転すると、充電装置の動作モードが定電圧モードから定電流モードに切り替わる。

40

【0015】

ところで、電流誤差アンプ103の出力上昇勾配はスルーレートで制限されるため、電流誤差アンプ103の動作に遅延時間が生まれる。すなわち、電流誤差アンプ103の出力が目標値に到達したときには、電圧誤差アンプ104の出力値は目標値よりも低下している。このため、電流誤差アンプ103の出力と電圧誤差アンプ104の出力との切り替わり点で段差が生じてしまい、その結果、パルス幅変調回路102で生成されるコントロール信号にも段差が生じてしまう。

【0016】

コントロール信号に段差が生じ、かつ段差の傾きがのこぎり波の傾きとほぼ同じである場合、図8に示すように、のこぎり波とコントロール信号の大小関係がのこぎり波1周期

50

内で複数回入れ替わってしまう。パルス幅変調回路102は、のこぎり波とコントロール信号の大小関係に応じてパルス信号を出力するので、のこぎり波とコントロール信号の大小関係がのこぎり波1周期内で複数回入れ替わると、のこぎり波1周期内で複数のパルス信号を出力してしまう。すなわち、連続ゲートが発生してしまう。

【0017】

その結果、充電装置では、スイッチング回路のスイッチ手段のオン/オフが短時間で入れ替わり、スイッチング回路の出力電圧極性が短時間で入れ替わる。スイッチング回路の出力電圧は、トランスを介してダイオードブリッジ回路に入力されるので、ダイオードブリッジ回路では、ダイオードのオン/オフが短時間で入れ替わり、ダイオードに逆回復によるスパイク電圧が発生する。逆回復によるスパイク電圧は、ダイオードの通常動作時に発生するスパイク電圧に重畳される。重畳されたスパイク電圧がダイオードの許容逆電圧を超えると、ダイオードは破損に至り故障してしまう。すなわち、従来の充電制御装置100Bでは、充電装置の動作モードが定電圧モードから定電流モードに切り替わる際に、充電装置を故障させるおそれがあった。

10

【0018】

本発明は上記事情に鑑みてなされたものであって、その課題とするところは、充電装置の動作モードが定電圧モードから定電流モードに切り替わる際に発生する故障を防止することが可能な充電制御装置、および当該充電制御装置を備えた充電装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

20

【0019】

上記課題を解決するために、本発明に係る充電制御装置は、

蓄電手段に対して定電流モードによる充電および定電圧モードによる充電を行う充電装置を、パルス幅変調制御によって制御する充電制御装置であって、

充電装置の出力電流を測定した電流測定信号および予め設定された電流設定信号が入力される入力端子を備え、出力端子から電流測定信号および電流設定信号の差分に応じた第1差分信号を出力する電流誤差アンプと、

蓄電手段の充電電圧を測定した電圧測定信号および予め設定された電圧設定信号が入力される入力端子を備え、出力端子から電圧測定信号および電圧設定信号の差分に応じた第2差分信号を出力する電圧誤差アンプと、

30

第1差分信号と第2差分信号との大小関係に応じて、第1差分信号または第2差分信号のいずれか一方を出力する選択回路と、

選択回路の出力信号に基づいて生成したコントロール信号と所定のキャリア信号との大小比較を行い、コントロール信号とキャリア信号の波高値との大小関係が逆転した時点以降に、大小比較の結果に応じて生成したパルス信号を出力するパルス幅変調回路と、

選択回路の出力側と電流誤差アンプの入力端子との間に接続された帰還回路と、を備え、

帰還回路が、選択回路から出力された第2差分信号に対して微分動作を行うことにより、コントロール信号とキャリア信号の波高値との大小関係が逆転する前に、第1差分信号と第2差分信号との大小関係を逆転させ、充電装置に定電流モードによる充電を開始させることを特徴とする。

40

【0020】

この構成によれば、コントロール信号とキャリア信号の波高値との大小関係が逆転する前に、コントロール電圧に段差が生じるので、キャリア信号とコントロール信号との大小関係がキャリア信号1周期内で複数回入れ替わることにより連続ゲートが発生してしまうのを回避することができる。したがって、この構成によれば、充電装置の動作モードが定電圧モードから定電流モードに切り替わる際に発生する故障を防止することができる。

【0021】

上記充電制御装置の帰還回路は、例えば、コンデンサと抵抗とを直列接続した素子またはコンデンサ素子であってもよい。

50

【 0 0 2 2 】

上記充電制御装置は、電圧誤差アンプの入力端子に接続されたストップ回路をさらに備え、

ストップ回路は、蓄電手段の放電が行われている間、電圧誤差アンプの出力が振り切れるように電圧誤差アンプの入力端子に電圧信号を入力する一方、蓄電手段の放電が終了した後に、電圧信号の入力を解除することが好ましい。

【 0 0 2 3 】

この構成によれば、電圧信号の入力を解除した後の電圧誤差アンプの出力勾配が急峻になるので、帰還回路の微分動作による効果を大きくすることができる。したがって、この構成によれば、より確実に、コントロール信号とキャリア信号の波高値との大小関係が逆転する前に第1差分信号と第2差分信号との大小関係を逆転させることができる。

10

【 0 0 2 4 】

上記充電制御装置のストップ回路は、例えば、

直流電圧源と、

直流電圧源に直列接続された、第1抵抗および第1スイッチの並列回路と、

一端が並列回路に接続され、他端が電圧誤差アンプの入力端子に接続された第2抵抗と、を有し、

第1スイッチは、蓄電手段の放電が行われている間に閉状態となる一方、蓄電手段の放電が終了した後に開状態となるよう構成できる。

【 0 0 2 5 】

20

上記充電制御装置では、電流設定信号の電流値は、

電流測定信号の電流値がゼロの場合、出力電流の定格値よりも小さくなり、

電流測定信号の電流値がゼロよりも大きく、かつ定格値よりも小さい第1電流値以下の場合、電流測定信号の電流値が第1電流値のときに定格値となるように、電流測定信号の電流値に比例して増加し、

電流測定信号の電流値が第1電流値よりも大きい場合、定格値となることが好ましい。

【 0 0 2 6 】

この構成によれば、定電圧モード時における電流誤差アンプの出力（第1差分信号）の振り切れ量を減らし、電流測定信号と電流設定信号とが釣り合う状態になるまでの時間を短縮させることができる。すなわち、この構成によれば、第1差分信号と第2差分信号との大小関係が逆転するまで時間を短縮させることができる。したがって、この構成によれば、より確実に、コントロール信号とキャリア信号の波高値との大小関係が逆転する前に第1差分信号と第2差分信号との大小関係を逆転させることができる。

30

【 0 0 2 7 】

上記課題を解決するために、本発明に係る充電装置は、

上記いずれかの充電制御装置を備え、蓄電手段に対して定電流モードによる充電および定電圧モードによる充電を行う充電装置であって、

充電制御装置の制御下でスイッチング動作を行うスイッチング回路と、

一次側がスイッチング回路に接続されたトランスと、

トランスの二次側に接続されたダイオードブリッジ回路と、を備えたことを特徴とする

40

【 0 0 2 8 】

この構成によれば、コントロール信号とキャリア信号の波高値との大小関係が逆転する前に、コントロール電圧に段差が生じるので、キャリア信号とコントロール信号との大小関係がキャリア信号1周期内で複数回入れ替わることにより連続ゲートが発生してしまうのを回避することができる。したがって、この構成によれば、動作モードが定電圧モードから定電流モードに切り替わる際に発生する故障、特にダイオードブリッジ回路の故障を防止することができる。

【 発明の効果 】

【 0 0 2 9 】

50

本発明によれば、充電装置の動作モードが定電圧モードから定電流モードに切り替わる際に発生する故障を防止することが可能な充電制御装置、および当該充電制御装置を備えた充電装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0030】

【図1】本発明に係る充電装置の回路図である。

【図2】本発明に係る充電制御装置の回路図である。

【図3】本発明における電流設定信号と電流測定信号との関係を示す図である。

【図4】(A)は、コンデンサの充電電圧の時間変化を示す図である。(B)は、本発明に係る充電装置の出力電流の時間変化を示す図である。(C)は、本発明における第1差分信号、第2差分信号、コントロール信号およびキャリア信号の波高値の時間変化を示す図である。

10

【図5】本発明におけるコントロール信号の段差、キャリア信号、およびパルス信号の関係を示す図である。

【図6】従来の充電制御装置の回路図である。

【図7】(A)は、コンデンサの充電電圧の時間変化を示す図である。(B)は、従来の充電装置の出力電流の時間変化を示す図である。(C)は、従来の充電制御装置における第1差分信号、第2差分信号、コントロール信号およびキャリア信号の波高値の時間変化を示す図である。

【図8】従来の充電制御装置におけるコントロール信号の段差、キャリア信号、およびパルス信号の関係を示す図である。

20

【発明を実施するための形態】

【0031】

以下、添付図面を参照して、本発明に係る充電制御装置、および当該充電制御装置を備えた充電装置の実施形態について説明する。

【0032】

[充電装置]

図1に、本発明の一実施形態に係る充電装置1を示す。充電装置1は、入力端T1、T1'に入力された直流の入力電圧に基づいて直流の出力電圧を生成し、当該出力電圧を出力端T2、T2'に接続されたコンデンサ(本発明の「蓄電手段」に相当)2に供給する。コンデンサ2には、コンデンサ2を断続的に放電させてパルス状の電流を取り出す負荷回路3が接続されている。充電装置1は、分圧回路R11、R12で分圧したコンデンサ2の充電電圧を監視しつつ、放電により低下したコンデンサ2の充電電圧が再び設定電圧(本実施形態では、129V)になるように、コンデンサ2を繰り返し充電する。

30

【0033】

充電装置1は、スイッチング回路10と、一次側がスイッチング回路10に接続されたトランス20と、ブリッジ接続されたダイオード31~34を有し、トランス20の二次側に接続されたダイオードブリッジ回路30と、出力電流を測定する電流測定手段40と、コンデンサ2の充電電圧を測定する電圧測定手段50と、本発明の一実施形態に係る充電制御装置100Aとを備えている。

40

【0034】

スイッチング回路10は、ブリッジ接続されたスイッチ手段(本実施形態では、IGBT)11~14を有する。スイッチ手段11~14の各制御端子、すなわち、IGBT11~14の各ゲートには、IGBT11~14をスイッチング動作させるための駆動回路が接続されている。IGBT11、14のゲート(ゲートU)に接続された駆動回路には、充電制御装置100AからU相のパルス信号が入力される。IGBT12、13のゲート(ゲートV)には、充電制御装置100AからV相のパルス信号が入力される。U相とV相は、位相が180°異なる。

【0035】

U相およびV相のパルス信号に応じたデューティ比でIGBT11~14がスイッチン

50

グ動作を行うことにより、充電装置 1 は、コンデンサ 2 に対して定電流モードによる充電および定電圧モードによる充電を行うことができる。

【0036】

[充電制御装置]

図 2 に、充電制御装置 100A の回路図を示す。なお、図 2 に示されている各構成要素のうち、図 6 と同一の符号を付した構成要素については従来技術で説明したものと同様なので、ここでは説明を一部省略する。

【0037】

充電制御装置 100A は、誤差アンプ回路 101A と、パルス幅変調回路 102 とを備えている。誤差アンプ回路 101A は、帰還回路 120、ストップ回路 130 および電流設定信号発生回路 140 を備えている点において、図 6 に示す従来の誤差アンプ回路 101B と大きく異なる。

【0038】

帰還回路 120 は、コンデンサ 121 と抵抗 122 とを直列接続した素子からなる。帰還回路 120 は、ダイオード 105 のカソードと電流誤差アンプ 103 の反転入力端子とを接続する配線に介装され、電流誤差アンプ 103 の負帰還を構成する。帰還回路 120 は、第 1 差分信号に対しては積分動作を行い、第 2 差分信号に対しては微分動作を行う。

【0039】

帰還回路 120 は、ダイオード 106 がオン状態で、かつダイオード 105 がオフ状態の場合、電圧誤差アンプ 104 の出力（第 2 差分信号）が低下している間、微分動作により電流誤差アンプ 103 の反転入力端子の電圧を押し下げる効果を有する。すなわち、帰還回路 120 は、微分動作により、電流誤差アンプ 103 の反転入力端子に電流測定信号を入力するのと等価の効果を有する。このため、電流誤差アンプ 103 の出力（第 1 差分信号）は、反転入力端子に電流測定信号が入力される前、換言すれば、充電装置 1 から出力電流が出力される前に上昇し始める。

【0040】

ストップ回路 130 は、電圧誤差アンプ 104 の反転入力端子に接続されている。ストップ回路 130 は、負電圧を出力する直流電圧源 131 と、直流電圧源 131 に直列接続された、第 1 抵抗 132 および第 1 スイッチ 133 の並列回路と、一端が並列回路に接続され、他端が電圧誤差アンプ 104 の反転入力端子に接続された第 2 抵抗 134 とを有する。

【0041】

第 1 スイッチ 133 は、ストップ信号が入力されている場合、閉状態（オン状態）になる一方、ストップ信号が入力されていない場合、開状態（オフ状態）になる。本実施形態では、コンデンサ 2 の放電が行われる直前にストップ信号が入力され、コンデンサ 2 の放電終了後にストップ信号が解除される（図 4（C）参照）。また、本実施形態では、充電制御装置 100A の外部からストップ信号を入力しているが、充電制御装置 100A 内にストップ信号生成回路を設け、当該ストップ信号生成回路からコンデンサ 2 の放電に同期させてストップ信号を入力してもよい。

【0042】

第 2 抵抗 134 は、ストップ信号が入力されている場合、すなわち第 1 抵抗 132 が第 1 スイッチ 133 により短絡されている場合に、電圧測定信号および電圧設定信号の電圧値にかかわらず電圧誤差アンプ 104 の出力（第 2 差分信号）がプラス側に振り切れるように、抵抗値が設定されている。

【0043】

第 1 抵抗 132 は、ストップ信号が入力されていない場合、すなわち第 1 抵抗 132 が第 1 スイッチ 133 により短絡されていない場合に、直流電圧源 131 が電圧誤差アンプ 104 へ及ぼす影響を無視できるように、高い抵抗値が設定されている。

【0044】

ストップ回路 130 は、ストップ信号が入力されている間に、電圧誤差アンプ 104 の

10

20

30

40

50

反転入力端子にマイナス電圧の電圧信号を供給し、電圧誤差アンプ104の出力(第2差分信号)をプラス側に振り切らせることで、ストップ信号の入力が解除された後の電圧誤差アンプ104の出力勾配を急峻にする効果を有する。電圧誤差アンプ104の出力勾配が急峻になると、帰還回路120による微分動作の効果が高まる。

【0045】

電流設定信号発生回路140は、直流電圧源141と、増幅率マイナス1倍の極性反転回路142とを有する。直流電圧源141から供給される電圧信号を電流測定信号に応じて変化させたものが、電流設定信号になる。具体的には図3に示すように、電流設定信号の電流値は、電流測定信号の電流値がゼロの場合、出力電流の定格値(本実施形態では、45A)よりも小さい15Aとなり、電流測定信号の電流値がゼロよりも大きく、かつ第1電流値(本実施形態では、22A)以下の場合、電流測定信号の電流値に比例して増加する値となり、電流測定信号の電流値が第1電流値よりも大きい場合、45Aとなる。なお、電流測定信号の電流値がゼロの場合における電流設定信号の電流値(15A)、および第1電流値(22A)は、適宜変更することができる。

10

【0046】

上述したように、電流設定信号発生回路140では、電流測定信号の電流値が第1電流値よりも小さいときに、電流設定信号の電流値が出力電流の定格値(45A)よりも小さくなる。このため、電流設定信号発生回路140は、定電圧モード時における電流誤差アンプ103の出力(第1差分信号)の振り切れ量を減らし、電流測定信号と電流設定信号とが釣り合う状態になるまでの時間を短縮させる効果を有する。

20

【0047】

次に、充電制御装置100Aの動作について説明する。

【0048】

図4に示すように、コンデンサ2の充電電圧が設定電圧(129V)に達している場合、負荷回路3に放電指令が入力されると、ストップ回路130にストップ信号が入力される。次いで、負荷回路3によりコンデンサ2の放電が約1ms間行われ、放電が終了した後にストップ信号の入力が解除される。

【0049】

電圧誤差アンプ104の出力(第2差分信号)は、ストップ回路130にストップ信号が入力されている間、プラス側に振り切れる。ストップ信号の入力が解除されると、電圧誤差アンプ104の出力は、電圧測定信号と電圧設定信号が釣り合う状態になるように、ストップ回路130のない従来の充電制御装置100Bよりも急峻な勾配で低下していく。

30

【0050】

このとき、電流誤差アンプ103の出力(第1差分信号)は、電流誤差アンプ103の動作領域を超えてマイナス側に振り切れた状態になっており、ダイオード105は、オフ状態になっている。このため、電圧誤差アンプ104の出力(第2差分信号)が、帰還回路120を通して、電流誤差アンプ103の反転入力端子に入力される。帰還回路120は、電圧誤差アンプ104の出力に対して微分動作を行うので、電圧誤差アンプ104の出力の低下量に応じて、電流誤差アンプ103の反転入力端子の電圧を押し下げる。

40

【0051】

電流誤差アンプ103の反転入力端子の電圧が、プラス側からゼロをクロスしてマイナス側に移行すると、電流誤差アンプ103の出力(第1差分信号)は、マイナス側の振り切れ電圧からプラス側の振り切れ電圧に向かって上昇する。その上昇過程で、電流誤差アンプ103の出力が電圧誤差アンプ104の出力値に到達すると、その後、ダイオード105がオン状態になり、電流誤差アンプ103が負帰還動作を行う一方、ダイオード106はオフ状態になり、電圧誤差アンプ104の出力(第2差分信号)はマイナス側に振り切れた状態となる。電流誤差アンプ103の出力値が電圧誤差アンプ104の出力値を超えたとき、換言すれば、第1差分信号が第2差分信号よりも大きくなったときに、充電装置1の動作モードが、定電圧モードから定電流モードに切り替わる。なお、実際に定電流

50

モードにより充電が開始されるのは、コントロール信号の電圧がキャリア信号の波高値電圧を下回ったとき（時間 t_2 ）である（図 4）。

【0052】

充電制御装置 100A では、帰還回路 120 により、電流誤差アンプ 103 の反転入力端子に電流測定信号が入力されているのと等価の状態をつくり出し、ストップ回路 130 により、電圧誤差アンプ 104 の出力勾配を急峻にして帰還回路 120 の微分動作による効果が高め、電流設定信号発生回路 140 により、電流誤差アンプ 103 の出力（第 1 差分信号）の振り切れ量を減らして電流測定信号と電流設定信号とが釣り合う状態になるまでの時間を短縮させている。

【0053】

したがって、充電制御装置 100A では、図 4（C）に示すように、コントロール信号とキャリア信号（のこぎり波）の波高値との大小関係が逆転する前に、第 1 差分信号と第 2 差分信号との大小関係を逆転させることができる。図 4（C）では、時間 t_1 において、第 1 差分信号と第 2 差分信号との大小関係が逆転し、時間 t_2 において、コントロール信号とキャリア信号（のこぎり波）の波高値との大小関係が逆転する。

【0054】

充電装置 1 の動作モードが定電圧モードから定電流モードに切り替わる際、コントロール電圧に段差が生じる場合があるが、充電制御装置 100A では、図 5 に示すように、パルス幅変調回路 102 が U 相および V 相のパルス信号を出力する前に、コントロール電圧に段差が生じる。このため、充電制御装置 100A では、連続ゲートが発生するのを回避することができ、ダイオードブリッジ回路 30 を構成するダイオード 31 ~ 34 に逆回復によるスパイク電圧が発生するのを抑制することができる。したがって、充電制御装置 100A によれば、充電装置 1 の動作モードが定電圧モードから定電流モードに切り替わる際に発生する故障、特にダイオードブリッジ回路 30 の故障を防止することができる。

【0055】

以上、本発明に係る充電制御装置および充電装置の実施形態について説明したが、本発明は上記実施形態に限定されるものではない。

【0056】

例えば、上記実施形態に係る充電制御装置 100A は、帰還回路 120 と、ストップ回路 130 と、電流設定信号発生回路 140 とを備えているが、本発明に係る充電制御装置は、少なくとも帰還回路 120 を備えていればよく、ストップ回路 130 を省略してもよいし、電流設定信号発生回路 140 の代わりに従来の電流設定信号発生回路 108 を備えていてもよい。しかしながら、ストップ回路 130 および電流設定信号発生回路 140 を備えることで、より確実に、コントロール信号とキャリア信号の波高値との大小関係が逆転する前に第 1 差分信号と第 2 差分信号との大小関係を逆転させることができる。

【0057】

上記実施形態では、帰還回路 120 をコンデンサ 121 と抵抗 122 とを直列接続した素子で構成しているが、第 2 差分信号に対して微分動作を行うのであれば、その構成を適宜変更することができる。例えば、帰還回路をコンデンサ素子のみで構成してもよい。

【0058】

上記実施形態では、選択回路として、ダイオード 105、106 で構成された最大値回路を採用しているが、最大値回路に代えて、特許文献 1 に記載の最小値回路を採用してもよい。なお、最小値回路を採用する場合、パルス幅変調回路 102 の構成等を適宜変更する必要がある。

【0059】

また、本発明のストップ回路は、コンデンサ 2 の放電が行われている間、電圧誤差アンプ 104 の出力がプラス側に振り切れるように電圧誤差アンプ 104 の反転入力端子に電圧信号を入力する一方、コンデンサ 2 の放電が終了した後に、電圧信号の入力を解除するのであれば、その構成を適宜変更することができる。

【符号の説明】

10

20

30

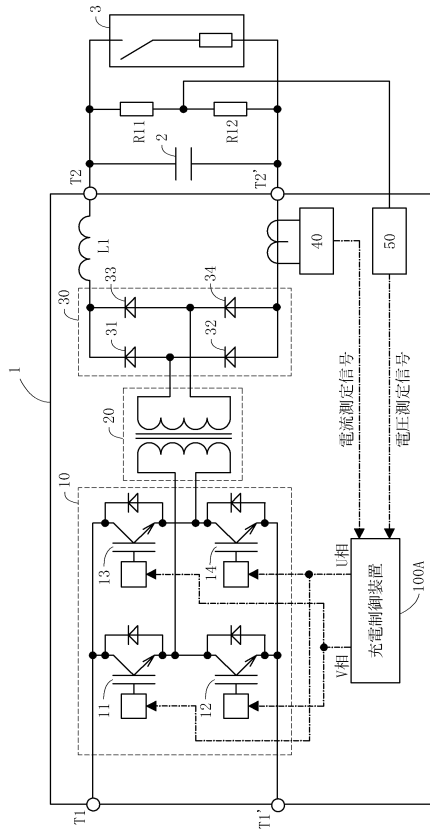
40

50

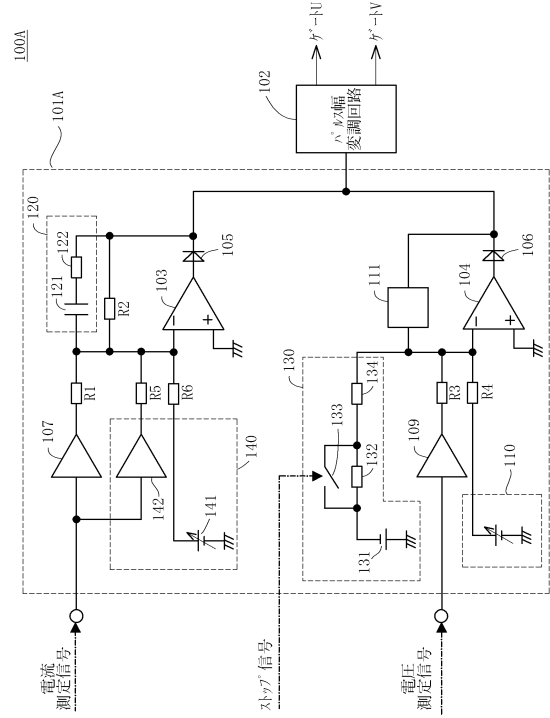
【 0 0 6 0 】

| | | |
|-------------|-------------|----|
| 1 | 充電装置 | |
| 2 | コンデンサ | |
| 3 | 負荷回路 | |
| 1 0 | スイッチング回路 | |
| 2 0 | トランス | |
| 3 0 | ダイオードブリッジ回路 | |
| 4 0 | 電流測定手段 | |
| 5 0 | 電圧測定手段 | |
| 1 0 0 A | 充電制御装置 | 10 |
| 1 0 1 A | 誤差アンプ回路 | |
| 1 0 2 | パルス幅変調回路 | |
| 1 0 3 | 電流誤差アンプ | |
| 1 0 4 | 電圧誤差アンプ | |
| 1 0 5、1 0 6 | ダイオード(選択回路) | |
| 1 0 7、1 0 9 | 極性反転回路 | |
| 1 1 0 | 電圧設定信号発生回路 | |
| 1 1 1 | 積分回路 | |
| 1 2 0 | 帰還回路 | |
| 1 2 1 | コンデンサ | 20 |
| 1 2 2 | 抵抗 | |
| 1 3 0 | ストップ回路 | |
| 1 3 1 | 直流電圧源 | |
| 1 3 2 | 第1抵抗 | |
| 1 3 3 | 第1スイッチ | |
| 1 3 4 | 第2抵抗 | |
| 1 4 0 | 電流設定信号発生回路 | |
| 1 4 1 | 直流電圧源 | |
| 1 4 2 | 極性反転回路 | |

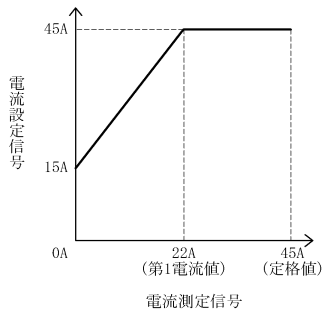
【図1】



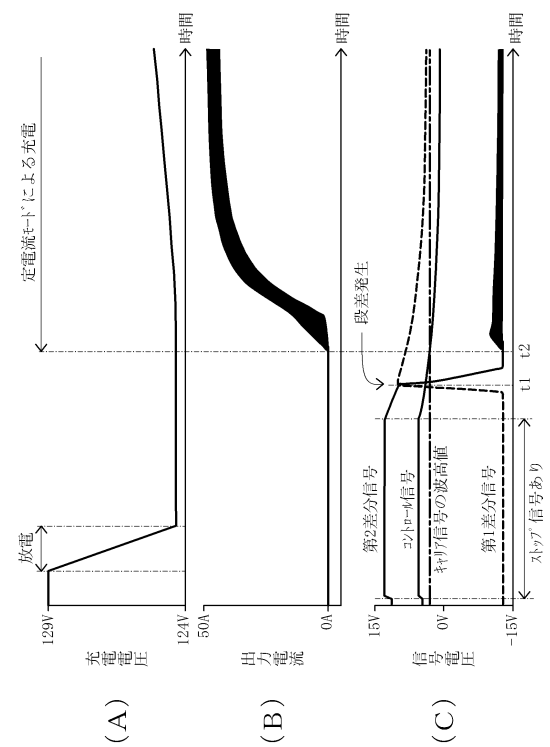
【図2】



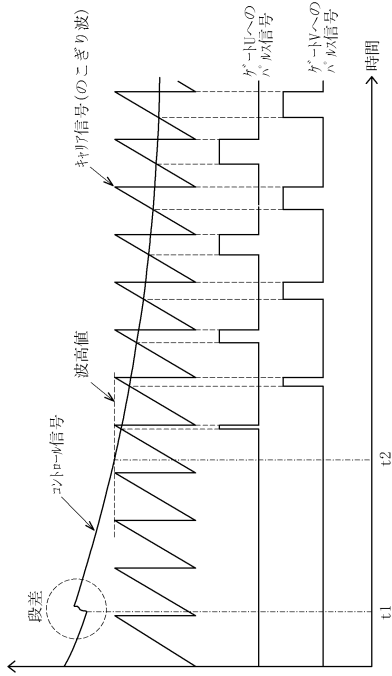
【図3】



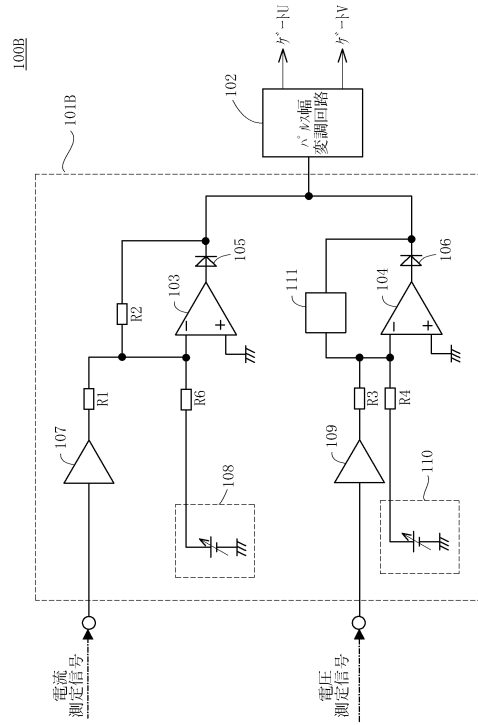
【図4】



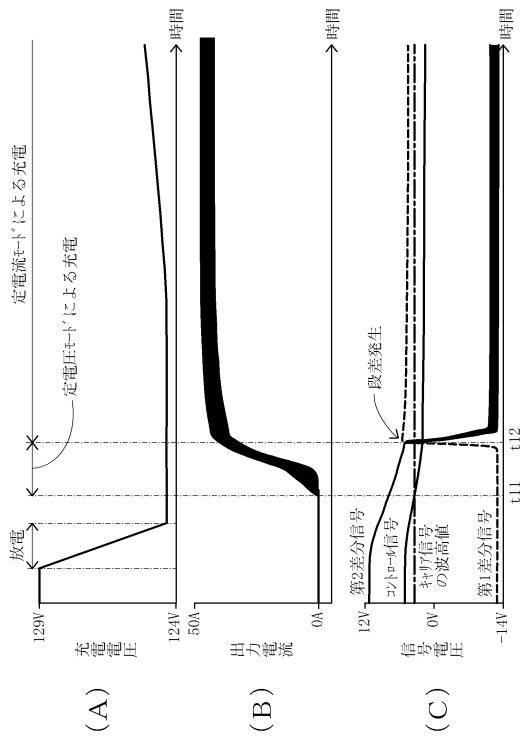
【図5】



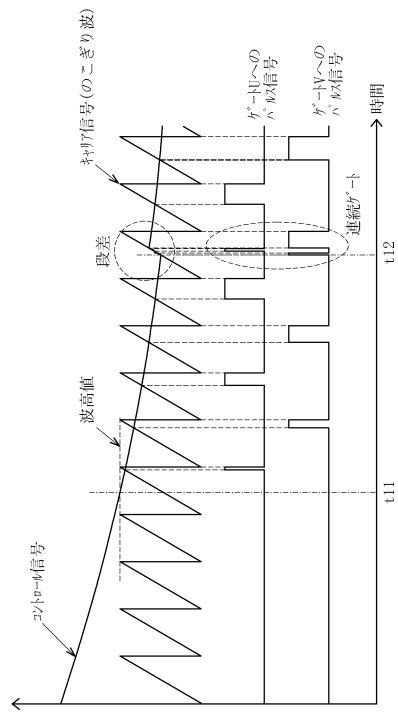
【図6】



【図7】



【図8】



フロントページの続き

(72)発明者 高柳 智弘

茨城県那珂郡東海村白方白根2番地4 独立行政法人日本原子力研究開発機構 東海研究開発センター 原子力科学研究所内

審査官 永井 啓司

(56)参考文献 特開2012-146122(JP,A)

特開2011-024308(JP,A)

特開2003-189497(JP,A)

特開2004-260880(JP,A)

特開2015-012698(JP,A)

特開2015-42030(JP,A)

特開2009-100532(JP,A)

特開2012-22480(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02J7/00-7/12

7/34-7/36

H02M3/00-3/44