

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6091088号
(P6091088)

(45) 発行日 平成29年3月8日(2017.3.8)

(24) 登録日 平成29年2月17日(2017.2.17)

(51) Int. Cl.	F 1		
HO2M 3/155 (2006.01)	HO2M	3/155	F
HO2M 3/28 (2006.01)	HO2M	3/155	H
HO2J 9/06 (2006.01)	HO2M	3/155	U
	HO2M	3/28	U
	HO2J	9/06	120

請求項の数 3 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2012-123875 (P2012-123875)	(73) 特許権者	000004330
(22) 出願日	平成24年5月31日 (2012.5.31)		日本無線株式会社
(65) 公開番号	特開2013-251963 (P2013-251963A)		東京都三鷹市牟礼六丁目2番11号
(43) 公開日	平成25年12月12日 (2013.12.12)	(74) 代理人	100126561
審査請求日	平成27年5月25日 (2015.5.25)		弁理士 原嶋 成時郎
		(72) 発明者	笠井 浩二
			東京都三鷹市下連雀五丁目1番1号 日本無線株式会社内
		(72) 発明者	竹厚 善生
			東京都三鷹市下連雀五丁目1番1号 日本無線株式会社内
		(72) 発明者	樋口 雄一
			東京都三鷹市下連雀五丁目1番1号 日本無線株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直流安定化電源

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流電源からの交流電圧を整流する整流器と、
蓄電池からの直流電圧を昇圧して非安定化電圧として出力すると共に、当該非安定化絶縁型DC/DCコンバータの入力側と出力側とを絶縁する非安定化絶縁型DC/DCコンバータと、

前記整流器の出力側および前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータの出力側に接続され、前記整流器からの整流された電圧または前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータからの非安定化電圧を入力電圧とし、この入力電圧と入力電流との力率改善をすると共にこの入力電圧を安定化して所定の一定電圧を出力する力率改善回路と、

前記力率改善回路の出力側に接続され、前記力率改善回路からの所定の一定電圧の大きさを変換して、所望の安定化直流電圧を出力電圧とすると共に、前記力率改善回路と当該絶縁型DC/DCコンバータの出力側とを絶縁する絶縁型DC/DCコンバータと、を備えて、安定化された所望の安定化直流電圧を出力する直流安定化電源であって、

前記交流電源の電圧が所定のレベルより下がると、前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータを起動し、

前記力率改善回路は、

昇圧用のコイルと、前記コイルの電流を断続するスイッチ素子と、を備え、

前記入力電圧を分圧した入力分圧電圧と、当該力率改善回路が出力する所定の一定電圧を分圧した出力分圧電圧と、前記コイルの電流、またはそれに相当する電流とを基に前記

スイッチ素子の断続を制御して力率改善と安定化とを行い、前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータが起動したときに、前記入力電圧を分圧するための分圧比を切り替えて、入力分圧電圧を上げる、

ことを特徴とする直流安定化電源。

【請求項2】

交流電源からの交流電圧を整流する整流器と、

蓄電池からの直流電圧を昇圧して非安定化電圧として出力すると共に、当該非安定化絶縁型DC/DCコンバータの入力側と出力側とを絶縁する非安定化絶縁型DC/DCコンバータと、

前記整流器の出力側および前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータの出力側に接続され、前記整流器からの整流された電圧または前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータからの非安定化電圧を入力電圧とし、この入力電圧と入力電流との力率改善をすると共にこの入力電圧を安定化して所定の一定電圧を出力する力率改善回路と、

前記力率改善回路の出力側に接続され、前記力率改善回路からの所定の一定電圧の大きさを変換して、所望の安定化直流電圧を出力電圧とすると共に、前記力率改善回路と当該絶縁型DC/DCコンバータの出力側とを絶縁する絶縁型DC/DCコンバータと、を備えて、安定化された所望の安定化直流電圧を出力する直流安定化電源であって、

前記交流電源の電圧が所定のレベルより下がると、前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータを起動し、

前記力率改善回路は、

昇圧用のコイルと、前記コイルの電流を断続するスイッチ素子と、

前記入力電圧を分圧した入力分圧電圧と、当該力率改善回路が出力する所定の一定電圧を分圧した出力分圧電圧の所定の基準電圧に対する誤差電圧と、前記入力電圧の実効値の二乗に比例するよう制御されると共に力率改善に係る係数の逆数と、を乗算し、乗算結果を電流出力とする乗算器と、を備え、

前記乗算器からの前記電流出力を変換した電圧と、前記コイルの電流、またはそれに相当する電流とを基に前記スイッチ素子の断続を制御して力率改善と安定化とを行い、前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータが起動したときに、前記乗算器からの前記電流出力を電圧に変換する比率を切り替えて、この電圧を上げる、

ことを特徴とする直流安定化電源。

【請求項3】

交流電源からの交流電圧を整流する整流器と、

蓄電池からの直流電圧を昇圧して非安定化電圧として出力すると共に、当該非安定化絶縁型DC/DCコンバータの入力側と出力側とを絶縁する非安定化絶縁型DC/DCコンバータと、

前記整流器の出力側および前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータの出力側に接続され、前記整流器からの整流された電圧または前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータからの非安定化電圧を入力電圧とし、この入力電圧と入力電流との力率改善をすると共にこの入力電圧を安定化して所定の一定電圧を出力する力率改善回路と、

前記力率改善回路の出力側に接続され、前記力率改善回路からの所定の一定電圧の大きさを変換して、所望の安定化直流電圧を出力電圧とすると共に、前記力率改善回路と当該絶縁型DC/DCコンバータの出力側とを絶縁する絶縁型DC/DCコンバータと、を備えて、安定化された所望の安定化直流電圧を出力する直流安定化電源であって、

前記交流電源の電圧が所定のレベルより下がると、前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータを起動し、

前記力率改善回路は、

昇圧用のコイルと、前記コイルの電流を断続するスイッチ素子と、

前記入力電圧を分圧した第1の入力分圧電圧の2乗に逆比例する演算を行う演算部と、

前記演算部の演算結果と、前記入力電圧を分圧した第2の入力分圧電圧と、当該力率改善回路が出力する所定の一定電圧を分圧した出力分圧電圧の所定の基準電圧に対する誤差

10

20

30

40

50

電圧と、を乗算し、乗算結果を電流出力とする乗算器と、を備え、

前記乗算器からの前記電流出力を変換した電圧と、前記コイルの電流、またはそれに相当する電流とを基に前記スイッチ素子の断続を制御して力率改善と安定化とを行い、前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータが起動したときに、前記第1の入力電圧を分圧するための分圧比を切り替えて、前記第1の入力分圧電圧を下げる、ことを特徴とする直流安定化電源。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、安定化した直流電圧を出力する直流安定化電源に関し、詳しくは、バックアップ機能を持つ直流安定化電源に関する。 10

【背景技術】

【0002】

バックアップ機能により停電対策が施されている無停電直流安定化電源（例えば、特許文献1参照。）は、情報機器用など各種の機器に用いられている。無停電直流安定化電源の一例を図7に示す。この無停電直流安定化電源100は、交流電源201および蓄電池202の電圧から、安定化した直流電圧を直流電源として出力する。交流電源201の交流電圧は、全波整流器101で全波整流され、昇圧型力率改善回路102で直流の電圧に変換される。この後、昇圧型力率改善回路102からの電圧は、絶縁型DC/DCコンバータ103に入力される。また、蓄電池202からの直流電圧も絶縁型DC/DCコンバータ103に入力される。 20

【0003】

絶縁型DC/DCコンバータ103では、インバータ103Aが昇圧型力率改善回路102からの直流電圧を交流電圧に変換して、高周波トランス103Cに出力する。同じように、絶縁型DC/DCコンバータ103のインバータ103Bが蓄電池202からの直流電圧を交流電圧に変換して、高周波トランス103Cに出力する。高周波トランス103Cは、インバータ103Aやインバータ103Bからの交流電圧のレベルを変換し、変換した交流電圧をコンバータ103Dに出力する。また、高周波トランス103Cは、絶縁トランスであり、無停電直流安定化電源100の入力側と出力側との間、および交流電源201と蓄電池202との間を絶縁する。コンバータ103Dは、高周波トランス103Cからの交流電圧を所定の直流電圧に変換し、この直流電圧を電源として出力する。 30

【0004】

こうした無停電直流安定化電源100では、絶縁型DC/DCコンバータ103の高周波トランス103Cに対して、インバータ103Bを介して蓄電池202を接続する。このために、高周波トランス103Cには3次巻線が設けられている。そして、停電時に、蓄電池202からの電源供給により、出力できるようにしたものが実用に供されている。

【0005】

ところで、一般的な情報機器用電源として要求される出力電力は、典型的には400W以下である。このために、無停電直流安定化電源100の高周波トランス103Cに3次巻線を設けても、高周波トランス103Cの巻線断面積を圧迫せず、実用上は十分である。 40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特開2005-295645号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

しかし、先に述べた無停電直流安定化電源100には次の課題がある。無停電直流安定化電源100には、出力電力が400Wを超える場合がある。例えば、1kWの出力が必 50

要で、かつ入力電圧が蓄電池 202 の典型的な定格電圧 24 V しか得られない場合、停電時の直流入力電流は極めて大きくなり、典型的には 50 A を超える。その電流を流すため、絶縁型 DC / DC コンバータ 103 の高周波トランス 103C の 3 次巻線であって、インバータ 103B が接続されている 3 次巻線の巻線断面積が大きくなる。このため、高周波トランス 103C が大型化し、通常運転時に重要な、1 次 - 2 次巻線間の磁気結合を低下させる弊害を引き起こす。この結果、高性能なバックアップ機能付き直流安定化電源を実現できないという欠点があった。

【0008】

この改善策として、大出力の一般的な無停電電源装置では、商用交流入力を直流に変換するコンバータの出力に、充電器を介して専用の高電圧の蓄電池を接続する。そして、停電時には、その蓄電池からエネルギーを供給する構成をとる。こうした方式によれば、蓄電池の充電電圧が高電圧なため、大出力でも蓄電池の充放電電流は小さくなり、効果的である。

10

【0009】

しかし、この方式は、充電電圧が高電圧な蓄電池を、その無停電電源装置で占有できる場合に限られている。蓄電池の出力を他の機器と共有しなければならないような場合、例えば船舶用の無停電電源装置である場合、汎用的な 24 V といった低電圧しか得られないのが一般であり、かつ、安全のために蓄電池の出力は商用交流入力から絶縁されている必要がある。このため、この方式を採用するのは一般的に困難である。

【0010】

この発明の目的は、前記の課題を解決し、蓄電池を商用交流入力から絶縁し、かつ大電力を出力する高効率なバックアップ機能付きの直流安定化電源を提供することにある。

20

【課題を解決するための手段】

【0011】

前記の課題を解決するために、請求項 1 の発明は、交流電源からの交流電圧を整流する整流器と、蓄電池からの直流電圧を昇圧して非安定化電圧として出力すると共に、当該非安定化絶縁型 DC / DC コンバータの入力側と出力側とを絶縁する非安定化絶縁型 DC / DC コンバータと、前記整流器の出力側および前記非安定化絶縁型 DC / DC コンバータの出力側に接続され、前記整流器からの整流された電圧または前記非安定化絶縁型 DC / DC コンバータからの非安定化電圧を入力電圧とし、この入力電圧と入力電流との力率改善をすると共にこの入力電圧を安定化して所定の一定電圧を出力する力率改善回路と、前記力率改善回路の出力側に接続され、前記力率改善回路からの所定の一定電圧の大きさを
変換して、所望の安定化直流電圧を出力電圧とすると共に、前記力率改善回路と当該絶縁型 DC / DC コンバータの出力側とを絶縁する絶縁型 DC / DC コンバータと、を備えて、安定化された所望の安定化直流電圧を出力する直流安定化電源であって、前記交流電源の電圧が所定のレベルより下がると、前記非安定化絶縁型 DC / DC コンバータを起動し、前記力率改善回路は、昇圧用のコイルと、前記コイルの電流を断続するスイッチ素子と、を備え、前記入力電圧を分圧した入力分圧電圧と、当該力率改善回路が出力する所定の一定電圧を分圧した出力分圧電圧と、前記コイルの電流、またはそれに相当する電流とを
基に前記スイッチ素子の断続を制御して力率改善と安定化とを行い、前記非安定化絶縁型 DC / DC コンバータが起動したときに、前記入力電圧を分圧するための分圧比を切り替えて、入力分圧電圧を上げる、ことを特徴とする直流安定化電源である。

30

40

【0012】

請求項 1 の発明では、整流器と非安定化絶縁型 DC / DC コンバータと力率改善回路と絶縁型 DC / DC コンバータとを、直流安定化電源が備えている。そして、交流電源の電圧が所定のレベルより下がると、直流安定化電源は、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータを起動して、蓄電池から安定化された所望の安定化直流電圧を出力する。こうした直流安定化電源では、整流器が交流電源からの交流電圧を整流し、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータが蓄電池からの直流電圧を昇圧して非安定化電圧として出力する。同時に、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータが蓄電池側と整流器側とを絶縁する。力率改善回路は

50

、整流器からの整流された電圧、または非安定化絶縁型DC/DCコンバータからの非安定化電圧を入力電圧とし、この入力電圧と入力電流との力率改善をすると共にこの入力電圧を安定化して所定の一定電圧を出力する。絶縁型DC/DCコンバータは、力率改善回路からの所定の一定電圧の大きさを変換して、所望の安定化直流電圧を出力電圧とする。同時に、絶縁型DC/DCコンバータは、力率改善回路と出力側とを絶縁する。

【0015】

請求項2の発明は、交流電源からの交流電圧を整流する整流器と、蓄電池からの直流電圧を昇圧して非安定化電圧として出力すると共に、当該非安定化絶縁型DC/DCコンバータの入力側と出力側とを絶縁する非安定化絶縁型DC/DCコンバータと、前記整流器の出力側および前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータの出力側に接続され、前記整流器からの整流された電圧または前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータからの非安定化電圧を入力電圧とし、この入力電圧と入力電流との力率改善をすると共にこの入力電圧を安定化して所定の一定電圧を出力する力率改善回路と、前記力率改善回路の出力側に接続され、前記力率改善回路からの所定の一定電圧の大きさを変換して、所望の安定化直流電圧を出力電圧とすると共に、前記力率改善回路と当該絶縁型DC/DCコンバータの出力側とを絶縁する絶縁型DC/DCコンバータと、を備えて、安定化された所望の安定化直流電圧を出力する直流安定化電源であって、前記交流電源の電圧が所定のレベルより下がると、前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータを起動し、前記力率改善回路は、昇圧用のコイルと、前記コイルの電流を断続するスイッチ素子と、前記入力電圧を分圧した入力分圧電圧と、当該力率改善回路が出力する所定の一定電圧を分圧した出力分圧電圧の所定の基準電圧に対する誤差電圧と、前記入力電圧の実効値の二乗に比例するよう制御されると共に力率改善に係る係数の逆数と、を乗算し、乗算結果を電流出力とする乗算器と、を備え、前記乗算器からの前記電流出力を変換した電圧と、前記コイルの電流、またはそれに相当する電流とを基に前記スイッチ素子の断続を制御して力率改善と安定化とを行い、前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータが起動したときに、前記乗算器からの前記電流出力を電圧に変換する比率を切り替えて、この電圧を上げる、ことを特徴とする直流安定化電源である。

【0016】

請求項3の発明は、交流電源からの交流電圧を整流する整流器と、蓄電池からの直流電圧を昇圧して非安定化電圧として出力すると共に、当該非安定化絶縁型DC/DCコンバータの入力側と出力側とを絶縁する非安定化絶縁型DC/DCコンバータと、前記整流器の出力側および前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータの出力側に接続され、前記整流器からの整流された電圧または前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータからの非安定化電圧を入力電圧とし、この入力電圧と入力電流との力率改善をすると共にこの入力電圧を安定化して所定の一定電圧を出力する力率改善回路と、前記力率改善回路の出力側に接続され、前記力率改善回路からの所定の一定電圧の大きさを変換して、所望の安定化直流電圧を出力電圧とすると共に、前記力率改善回路と当該絶縁型DC/DCコンバータの出力側とを絶縁する絶縁型DC/DCコンバータと、を備えて、安定化された所望の安定化直流電圧を出力する直流安定化電源であって、前記交流電源の電圧が所定のレベルより下がると、前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータを起動し、前記力率改善回路は、昇圧用のコイルと、前記コイルの電流を断続するスイッチ素子と、前記入力電圧を分圧した第1の入力分圧電圧の2乗に逆比例する演算を行う演算部と、前記演算部の演算結果と、前記入力電圧を分圧した第2の入力分圧電圧と、当該力率改善回路が出力する所定の一定電圧を分圧した出力分圧電圧の所定の基準電圧に対する誤差電圧と、を乗算し、乗算結果を電流出力とする乗算器と、を備え、前記乗算器からの前記電流出力を変換した電圧と、前記コイルの電流、またはそれに相当する電流とを基に前記スイッチ素子の断続を制御して力率改善と安定化とを行い、前記非安定化絶縁型DC/DCコンバータが起動したときに、前記第1の入力電圧を分圧するための分圧比を切り替えて、前記第1の入力分圧電圧を下げる、ことを特徴とする直流安定化電源である。

【発明の効果】

10

20

30

40

50

【 0 0 1 7 】

請求項 1 の発明によれば、蓄電池用に非安定化絶縁型 DC / DC コンバータを設けたので、低圧で高電流である蓄電池の出力を高圧の出力に変換し、かつ、蓄電池を交流電源から絶縁することができる。また、請求項 1 の発明によれば、昇圧型力率改善回路と絶縁型 DC / DC コンバータとを設けたので、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータまたは整流器が出力する非安定化電圧から、高い出力電力で効率的な安定化直流電圧を得ることができる。

【 0 0 1 8 】

また、請求項 1 の発明によれば、入力分圧電圧と出力分圧電圧と電流とを基に力率改善と安定化とを行うので、所望の安定化直流電圧を得ることができる。

10

【 0 0 1 9 】

さらに、請求項 1 の発明によれば、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータが起動して力率改善回路に対する入力電圧が低下したときに、入力電圧を分圧するための分圧比を切り替えて、入力分圧電圧を上げる。これにより、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータの出力電圧が低下しても、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータの後段である力率改善回路では、入力分圧電圧が上昇するので、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータの動作以前と同様の高い出力電力で効率的な安定化直流電圧を得ることを可能にする。

【 0 0 2 0 】

また、請求項 2 の発明によれば、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータが起動して力率改善回路に対する入力電圧が低下したときに、乗算器からの電流出力を電圧に変換する比率を切り替える。これにより、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータの出力電圧が低下しても、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータの後段である力率改善回路では、乗算器からの電流出力が変換された電圧が上がるので、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータの動作以前と同様の高い出力電力で効率的な安定化直流電圧を得ることを可能にする。

20

【 0 0 2 1 】

さらに、請求項 3 の発明によれば、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータが起動して力率改善回路に対する入力電圧が低下したときに、第 1 の入力電圧を分圧するための分圧比を切り替える。これにより、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータの出力電圧が低下しても、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータの後段である力率改善回路では、第 1 の入力分圧電圧が下がり、乗算器からの電流出力が変換された電圧が上がるので、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータの動作以前と同様の高い出力電力で効率的な安定化直流電圧を得ることを可能にする。

30

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 2 2 】

【 図 1 】 この発明の実施の形態 1 による直流安定化電源を示す構成図である。

【 図 2 】 非安定化絶縁型 DC / DC コンバータの具体例を示す構成図である。

【 図 3 】 昇圧型力率改善回路の基本的構成を示す構成図である。

【 図 4 】 昇圧型力率改善回路の具体例を示す構成図である。

【 図 5 】 実施の形態 2 で用いられる昇圧型力率改善回路の具体例を示す構成図である。

40

【 図 6 】 実施の形態 3 で用いられる昇圧型力率改善回路の具体例を示す構成図である。

【 図 7 】 従来の無停電直流安定化電源を示す構成図である。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 2 3 】

次に、この発明の各実施の形態について、図面を用いて詳しく説明する。

(実施の形態 1)

この実施の形態による直流安定化電源を図 1 に示す。なお、この実施の形態では、先に説明した図 7 と同一もしくは同一と見なされる構成要素には、それと同じ参照符号を付けて、その説明を省略する。この実施の形態による直流安定化電源 1 は、交流電源 201 および蓄電池 202 から、安定化した所望の安定化直流電圧を直流電源として出力する。こ

50

のために、直流安定化電源 1 は、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 と、全波整流器 20 と、昇圧型力率改善回路 30 と、絶縁型 DC / DC コンバータ 40 とを備えている。直流安定化電源 1 は、交流電源 201 の入力電圧が所定のレベルより下がれば、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 を起動する。

【 0024 】

非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 は、交流電源 201 が所定の電圧を下回った場合に起動される。つまり、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 は、交流電源 201 が異常になった場合に動作する。そして、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 は、蓄電池 202 の直流電圧を昇圧し、この昇圧した直流電圧を出力する。このために、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 は、インバータ 11 と、高周波トランス 12 と、コンバータ 13 とを備えている。インバータ 11 は、DC / AC インバータであり、蓄電池 202 の直流電圧を交流電圧に変換する。高周波トランス 12 は、昇圧型の絶縁トランスであり、高周波トランス 12 の 2 次側が 1 次側から絶縁されている。そして、高周波トランス 12 は、インバータ 11 からの 1 次側の交流電圧を昇圧して、2 次側から出力する。コンバータ 13 は、AC / DC コンバータであり、高周波トランス 12 の 2 次側からの交流電圧を直流電圧に変換する。

10

【 0025 】

こうした非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 の具体例を図 2 に示す。非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 の入力端子 10a、10b には蓄電池 202 の直流電圧が加えられている。また、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 は、電圧レベルを変換した直流電圧を出力端子 10c、10d から出力する。

20

【 0026 】

非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 のインバータ 11 は、スイッチング素子 11a ~ 11d と、増幅器 11e ~ 11h と、パルス発生器 11i と、コンデンサ 11j とを備えている。

【 0027 】

パルス発生器 11i は、一定の時比率のパルス信号、典型的には時比率 50% のパルス信号 11ia、11ib を、スイッチング素子 11a ~ 11d に出力している。パルス発生器 11i が出力するパルス信号 11ia、11ib の位相は 180° ずれている。

【 0028 】

増幅器 11e、11h は、パルス発生器 11i からのパルス信号 11ib を増幅して、スイッチング素子 11a、11d に出力する。同じように、増幅器 11f、11g は、パルス発生器 11i からのパルス信号 11ia を増幅して、スイッチング素子 11b、11c に出力する。

30

【 0029 】

スイッチング素子 11a、11d は、増幅器 11e、11h を経た、パルス発生器 11i からのパルス信号 11ib でオン・オフする。同じように、スイッチング素子 11b、11c は、増幅器 11f、11g を経た、パルス発生器 11i からのパルス信号 11ia でオン・オフする。スイッチング素子 11a、11c が直列に接続された直列回路が入力端子 10a、10b 間に接続されている。同じように、スイッチング素子 11b、11d が直列に接続された直列回路が入力端子 10a、10b 間に接続されている。さらに、スイッチング素子 11a、11c の接続点が高周波トランス 12 の 1 次側巻線 12a の一端に接続され、スイッチング素子 11b、11d の接続点が高周波トランス 12 の 1 次側巻線 12a の他端に接続されている。なお、入力端子 10a、10b 間には、雑音除去等のためにコンデンサ 11j が接続されている。

40

【 0030 】

こうした非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 では、パルス発生器 11i が一定の時比率のパルス信号、典型的には時比率 50% のパルス信号 11ia、11ib を出力しており、その位相は 180° ずれている。パルス発生器 11i は、パルス信号 11ia、11ib により、スイッチング素子 11a、11d とスイッチング素子 11b、11c と

50

を交互にスイッチングしている。蓄電池 202 からの直流電圧は、スイッチング素子 11a ~ 11d により、時比率 50% の方形波に変換され、高周波トランス 12 の 1 次側巻線 12a に印加される。

【0031】

高周波トランス 12 は、先に述べたように、昇圧型の絶縁トランスである。高周波トランス 12 の 1 次側巻線 12a に、交流電圧が加えられると、高周波トランス 12 は、1 次側巻線 12a と 2 次側巻線 12b との巻線比、つまり、高周波トランス 5 の巻線比に応じた方形波を 2 次側巻線 12b に発生する。

【0032】

コンバータ 13 は、先に述べたように、AC/DC コンバータであり、高周波トランス 12 の 2 次側巻線 12b からの交流電圧を直流電圧に変換する。このために、コンバータ 13 は、整流ダイオード 13a、13b と、コイル 13c と、コンデンサ 13d とを備えている。整流ダイオード 13a、13b は、高周波トランス 12 の 2 次側巻線 12b からの交流電圧を全波整流する整流器を形成する。コイル 13c とコンデンサ 13d とは、平滑用のフィルタ回路を形成している。そして、コイル 13c に加えられた全波整流波形の電圧を直流電圧に変換し、変換した直流電圧を出力端子 10c、10d に送る。

【0033】

このように、非安定化絶縁型 DC/DC コンバータ 10 は、高周波トランス 12 の 1 次側巻線 12a に、パルス幅一定の高周波パルス電圧を発生させるインバータ 11 と、高周波トランス 12 の 2 次側巻線 12b の高周波パルス電圧を直流に変換するコンバータ 13 とを備えている構成である。こうした構成の非安定化絶縁型 DC/DC コンバータ 10 は、フィードバックを行わないので、入力端子 10a、10b に加えられた直流電圧を昇圧した直流電圧、つまり安定化されていない非安定化電圧を、出力端子 10c、10d から昇圧型力率改善回路 30 に出力する。

【0034】

全波整流器 20 は、交流電源 201 からの交流電圧を全波整流する。全波整流器 20 は、全波整流した電圧を昇圧型力率改善回路 30 に出力する。

【0035】

昇圧型力率改善回路 30 は、入力電流を入力電圧に比例させる制御つまり入力電力の力率改善を行い、かつ、出力電圧の安定化を行う。つまり、昇圧型力率改善回路 30 は、全波整流器 20 からの整流電圧または非安定化絶縁型 DC/DC コンバータ 10 からの非安定化電圧から、安定化した直流電圧つまり所定の一定電圧を、高い電力で常に出力する。こうした昇圧型力率改善回路 30 の基本的な構成を図 3 に示す。図 3 の昇圧型力率改善回路 30 は、分圧器 31、38 と、コンデンサ 32、37 と、コイル 33 と、電流検出器 34 と、スイッチ素子 35 と、ダイオード 36 と、制御部 39 とを備えている。

【0036】

昇圧型力率改善回路 30 のコンデンサ 32 は、スイッチ素子 35 のオン・オフによって発生した高周波電流を平滑する。コイル 33 は、スイッチ素子 35 と共に入力電圧を昇圧する昇圧用のコイルである。コイル 33 の一端には、入力電圧のプラス側が加えられている。スイッチ素子 35 は、コイル 33 に流れる電流（以下、「コイル電流」という）をスイッチング（断続）するためのスイッチング動作を行う電界効果トランジスタであり、ローレベルのゲート電圧つまり制御電圧でオフになり、ハイレベルの制御電圧でオンになる。スイッチ素子 35 は、オンになると、コイル 33 の他端を、入力電圧のマイナス側に接続する。これにより、スイッチ素子 35 は、入力電圧による電気的なエネルギーをコイル 33 に蓄積させる。つまり、スイッチ素子 35 は、オンである時間が長くなると、多くの電気的なエネルギーをコイル 33 に蓄積させる。この後、スイッチ素子 35 は、ローレベルの制御電圧でオフになると、コイル 33 に蓄積されている電気的なエネルギーを、ダイオード 36 を経てコンデンサ 37 に蓄える。このとき、コンデンサ 37 に蓄えられた電気的なエネルギーによる電圧は、入力電圧に対して、コイル 33 に蓄えられた電気的なエネルギーによる電圧を加えた値となる。なお、ダイオード 36 は、スイッチ素子 35 がオン

10

20

30

40

50

になったときに、コンデンサ 37 に蓄えられた電氣的なエネルギーがマイナス側に逆流することを防いでいる。コンデンサ 37 は、蓄えた電氣的なエネルギーによる電圧を、出力電圧として出力する。

【 0037 】

分圧器 31 は、全波整流器 20 または非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 からの入力電圧を分圧し、入力分圧電圧として制御部 39 に送る。このとき、分圧器 31 は、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 が起動されて、蓄電池 202 からの電圧が加えられているときには、交流電源 201 からの電圧が加えられているときの入力分圧電圧に比べて高い値の入力分圧電圧を生成し、この入力分圧電圧を制御部 39 に送る。電流検出器 34 は、コイル 33 のマイナス側の電流、つまりコイル電流に相当する電流を検出し、電流対応電圧として制御部 39 に送る。分圧器 38 は、コンデンサ 37 による出力電圧を分圧し、出力分圧電圧として制御部 39 に送る。

10

【 0038 】

制御部 39 は、スイッチ素子 35 のオン・オフのタイミングを制御するものである。つまり、制御部 39 は、分圧器 31 からの入力分圧電圧と、電流検出器 34 からの電流対応電圧と、分圧器 38 からの出力分圧電圧とにより、出力電圧を所定値に保ち、かつ入力電流が入力電圧に比例するための制御電圧を生成する。具体的には、制御部 39 は、制御電圧をパルス信号で生成し、出力電圧を一定に、かつ入力電流が入力電圧に比例するように、パルス信号の時比率を変えて、スイッチ素子 35 のオン時間を制御している。

【 0039 】

20

こうした構成の昇圧型力率改善回路 30 の具体例を図 4 に示す。図 4 の昇圧型力率改善回路 30 では、抵抗 31a、31b、31d とスイッチ 31c とで分圧器 31 を形成し、抵抗 34a で電流検出器 34 を形成し、抵抗 38a、38b で分圧器 38 を形成している。また、基準電圧発生器 39a と、誤差増幅器 39b、39f と、乗算器 39c と、抵抗 39d と、増幅器 39e、39i と、発振器 39g と、比較器 39h とで制御部 39 を形成している。

【 0040 】

分圧器 31 の抵抗 31a、31b は、入力電圧を分圧し、分圧した入力電圧を入力分圧電圧として制御部 39 に送る。分圧器 31 のスイッチ 31c は、抵抗 31b に対して抵抗 31d を並列に接続するかどうかを切り替える。つまり、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 が起動されていないときには、スイッチ 31c はオンになり、抵抗 31a、31b による分圧比を大きくする。これにより、交流電源 201 の使用時の入力分圧電圧を生成する。また、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 が起動されたときには、スイッチ 31c はオフになり、抵抗 31a、31b による分圧比を小さくする。これにより、交流電源 201 の使用時に比べて値の大きな入力分圧電圧を生成する。つまり、分圧器 31 は、直流安定化電源 1 に入力される交流電源 201 や蓄電池 202 に応じて、分圧比を切り替えて入力分圧電圧を生成する。

30

【 0041 】

電流検出器 34 の抵抗 34a は、コイル電流に相当する電流、つまりコイル電流に比例する電圧を発生し、発生した電圧を電流対応電圧として制御部 39 に送る。つまり、電流検出器 34 は、コイル電流のフィードフォワードを行う。なお、この実施の形態では、抵抗 34a でコイル電流を検出しているが、この他にも、コイル電流が戻るルートに電流検出抵抗を入れて測定する方法や、スイッチ素子 35 の電流を測定し、その信号を合成してコイル電流を得る方法など、各種の検出方法がある。

40

【 0042 】

分圧器 38 の抵抗 38a、38b は、出力電圧を分圧し、分圧した出力電圧を出力分圧電圧として制御部 39 に送る。つまり、分圧器 38 は、分圧した出力電圧のフィードバックを行う。

【 0043 】

制御部 39 の基準電圧発生器 39a は、出力電圧を決定するための基準となる基準電圧

50

V r e f を発生する。

【 0 0 4 4 】

誤差増幅器 3 9 b は、分圧器 3 8 の出力分圧電圧と、基準電圧発生器 3 9 a の基準電圧 V r e f とを比較し、比較結果に応じた誤差電圧を出力する。出力分圧電圧と基準電圧 V r e f との差が無い場合、つまり、出力電圧が所望の安定化直流電圧である場合には、誤差増幅器 3 9 b はゼロ電圧の誤差電圧を出力し、例えば所望の安定化直流電圧に比べて出力電圧が下がった場合には、プラスの誤差電圧を出力する。

【 0 0 4 5 】

乗算器 3 9 c は、X 端子と Y 端子を持ち、分圧器 3 1 からの入力分圧電圧を X 端子への入力とし、誤差増幅器 3 9 b からの誤差電圧を Y 端子への入力とする。乗算器 3 9 c は、X 端子の入力分圧電圧を値 X とし、Y 端子の出力分圧電圧を値 Y とする。また、乗算器 3 9 c は、力率改善に係る係数 k v f f を使用する。係数 k v f f は、一般的に、入力電圧の実効値の二乗に比例するよう制御されるが、その値は力率改善をするために最適化されている。そして、乗算器 3 9 c は、次の乗算を行う。

【 0 0 4 6 】

$$X Y (1 / k v f f)$$

この後、乗算器 3 9 c は、乗算結果に対応する大きさの電流を流す。出力電圧が所望の安定化直流電圧である場合には、乗算器 3 9 c は、所定の大きさの電流（所定電流）を流し、例えば所望の安定化直流電圧に比べて出力電圧が下がった場合には、所定電流に比べて大きな電流を流す。また、非安定化絶縁型 D C / D C コンバータ 1 0 が起動された場合には、入力分圧電圧による値 X が大きくなり、乗算器 3 9 c は所定電流に比べて大きな電流を流す。

【 0 0 4 7 】

抵抗 3 9 d は、乗算器 3 9 c からの電流に応じた電圧を発生する。出力電圧が所望の安定化直流電圧である場合には、抵抗 3 9 d は、所定電流による所定電圧を発生し、例えば所望の安定化直流電圧に比べて出力電圧が下がった場合には、所定電圧に比べて大きな電圧を発生する。また、非安定化絶縁型 D C / D C コンバータ 1 0 が起動された場合には、抵抗 3 9 d は、所定電圧に比べて大きな電圧を発生する。

【 0 0 4 8 】

増幅器 3 9 e は、抵抗 3 4 a が発生した電流対応電圧を増幅して増幅器 3 9 e に送る。

【 0 0 4 9 】

誤差増幅器 3 9 f は、抵抗 3 9 d に発生した電圧を基準として、増幅器 3 9 e の出力、つまり電流対応電圧に応じたレベル電圧を生成する。出力電圧が所望の安定化直流電圧である場合には、誤差増幅器 3 9 f は、所定レベルの電圧を発生し、例えば所望の安定化直流電圧に比べて出力電圧が下がった場合には、抵抗 3 9 d による基準電圧が上昇するので、所定レベルの電圧に比べて大きな電圧を発生する。また、非安定化絶縁型 D C / D C コンバータ 1 0 が起動された場合には、抵抗 3 9 d による電圧が上昇するので、誤差増幅器 3 9 f は、所定レベルの電圧に比べて大きな電圧を発生する。さらに、コイル電流が増加すると、増幅器 3 9 e からの電流対応電圧が増加するので、所定レベルの電圧に比べて小さな電圧を発生する。

【 0 0 5 0 】

発振器 3 9 g は鋸歯状の電圧を発振し、発振した鋸歯状波電圧を比較器 3 9 h に送る。

【 0 0 5 1 】

比較器 3 9 h は、X 端子と Y 端子とを持ち、誤差増幅器 3 9 f からの電圧を X 端子への入力とし、発振器 3 9 g からの鋸歯状波電圧を Y 端子への入力とする。比較器 3 9 h は、X 端子の入力分圧電圧を値 X とし、Y 端子の鋸歯状波電圧の大きさを値 Y とする。そして、比較器 3 9 h は、

【 0 0 5 2 】

$$X > Y$$

である場合に、ハイレベルの制御電圧を生成する。出力電圧が所望の安定化直流電圧であ

10

20

30

40

50

る場合には、比較器 39 h は、所定時間、ハイレベルである制御電圧を生成し、例えば所望の安定化直流電圧に比べて出力電圧が下がった場合には、誤差増幅器 39 f が所定レベルの電圧に比べて大きな電圧を発生するので、所定時間より長い間、ハイレベルが続く制御電圧を生成する。また、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 が起動された場合には、誤差増幅器 39 f が所定レベルの電圧に比べて大きな電圧を発生するので、所定時間より長い間、ハイレベルが続く制御電圧を生成する。さらに、コイル電流が増加すると、誤差増幅器 39 f が所定レベルの電圧に比べて小さな電圧を発生するので、所定時間より短い間、ハイレベルが続く制御電圧を生成する。

【 0 0 5 3 】

増幅器 39 i は、比較器 39 h が出力する制御電圧を増幅してスイッチ素子 35 のゲート 10

【 0 0 5 4 】

このように、昇圧型力率改善回路 30 は、入力電圧を分圧した信号と、出力電圧の誤差増幅器 39 b の出力と係数を乗算し、乗算結果を電流で出力する乗算器 39 c と、電流出力を電圧に変換する比率を切り替える機能を備えている構成である。こうした構成の昇圧型力率改善回路 30 は、全波整流器 20 または非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 からの直流電圧から、パルス幅制御によるスイッチ素子 35 のオン・オフを制御することにより、所定の一定電圧を出力する。

【 0 0 5 5 】

絶縁型 DC / DC コンバータ 40 は、昇圧型力率改善回路 30 から出力される所定の一定電圧のレベルを変換し、所望の安定化直流電圧を出力する。このために、絶縁型 DC / DC コンバータ 40 は、インバータ 41 と、高周波トランス 42 と、コンバータ 43 とを備えている。インバータ 41 は、DC / AC インバータであり、昇圧型力率改善回路 30 からの所定の一定電圧を交流電圧に変換する。高周波トランス 42 は絶縁トランスであり、高周波トランス 42 の 2 次側が 1 次側から絶縁されている。そして、高周波トランス 42 は、インバータ 41 からの 1 次側の交流電圧を変圧して、2 次側から出力する。コンバータ 43 は、AC / DC コンバータであり、高周波トランス 42 の 2 次側からの交流電圧を直流電圧に変換する。そして、コンバータ 43 は、変換した直流電圧を、所望の安定化直流電圧として出力する。 20

【 0 0 5 6 】

次に、この実施の形態による直流安定化電源の作用について説明する。直流安定化電源 1 の通常運転時は、交流電源 201 の正弦波入力電圧を、全波整流器 20 で全波整流し、昇圧型力率改善回路 30 で、入力電力の力率を改善しつつ、典型的には DC 380 V に昇圧安定化する。交流電源の入力電圧が AC 220 V であり、絶縁型 DC / DC コンバータ 40 の出力が 1 kW である場合、昇圧型力率改善回路 30 の入力電流は、典型的には 5 A r m s である。その昇圧型力率改善回路 30 の出力を入力として、絶縁型 DC / DC コンバータ 40 で、所望の安定化直流電圧を得る。 30

【 0 0 5 7 】

交流電源 201 が所定の電圧を下回った場合、直流安定化電源 1 は非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 を起動する。非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 は、蓄電池 202 の直流電圧、典型的には DC 24 V を DC 192 V に絶縁昇圧する。非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 の出力が 1 kW である場合、典型的には 52 A の入力電流が非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 に流れ込む。 40

【 0 0 5 8 】

非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 のパルス発生器 11 i は、一定の時比率のパルス信号、典型的には時比率 50 % のパルス信号 11 i a、11 i b を出力しており、その位相は 180 度ずれている。蓄電池 202 からの直流電圧は、パルス信号 11 i a、11 i b により交互にスイッチングしているスイッチング素子 11 a ~ 11 d により、時比率 50 % の方形波に変換され、高周波トランス 12 の 1 次側巻線 12 a に印加される。高周波トランス 12 の 2 次側巻線 12 b には、高周波トランス 12 の巻線比に応じた方形波 50

が出力され、整流ダイオード 13 a、13 b により直流に整流される。蓄電池 202 の入力電圧によらずパルス信号 11 i a、11 i b の時比率は一定のため、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 の出力は、蓄電池 202 の直流電圧が変化すると、その電圧にほぼ比例して変化する。入力電圧が低く、入力電流が大きいために、高周波トランス 12 で生じる損失は鉄損より銅損が支配的になるが、蓄電池 202 の専用としたために、導体断面積を十分に確保することが可能なこと、巻線間結合を良好に保つことができることから、高周波トランス 12、および非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 で生じる損失を最小にできる。なお、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 の具体的な例として、フルブリッジ方式で示したが、電圧を絶縁昇圧することができるのであれば、他の方式でもよく、例えばハーフブリッジ方式、フォワード方式、フライバック方式とすることができる。

10

【0059】

このような方式としたため、蓄電池 202 の電圧が 24 V と低く、5.2 A の大電流入力であっても、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 が蓄電池 202 の出力を交流電源系から絶縁しつつ、かつ大電力を供給することが可能となる。

【0060】

こうして、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 により絶縁昇圧され、出力 DC 192 V、電流 5.8 A が昇圧型力率改善回路 30 に入力される。昇圧型力率改善回路 30 は、その回路構成が DC 380 V を安定化出力する昇圧チョッパーなので、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 の出力を、DC 380 V、2.8 A に安定化することができる。

20

【0061】

つまり、昇圧型力率改善回路 30 では、入力電流を入力電圧に比例させると共に、その出力電圧を安定化するために、内部に乗算器 39 c を備えている。乗算器 39 c では、出力電圧の誤差増幅器 39 b の出力と、入力電圧の振幅信号を表す分圧器 31 の出力と、係数 $1/k_{vff}$ とを乗算する。係数 k_{vff} は、一般的に、入力電圧の実効値の二乗に比例するように制御され、その値は力率改善をするために最適化されている。しかし、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 の出力を昇圧する場合には、係数 k_{vff} が最適であるとは限らない。

【0062】

具体的には、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 の出力電圧が低い場合、乗算器 39 c の X 端子の入力電圧となる分圧器 31 の出力が小さくなるために、乗算器 39 c の出力が小さくなる。この結果、誤差増幅器 39 b の基準が小さいために、所望の出力（所望の安定化直流電圧）が得られない場合がある。これに対処するため、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 の出力電圧を昇圧する時は、スイッチ 31 c を開いて分圧器 31 の分圧比を切り替え、分圧器 31 の出力を大きくするのが好適である。本質的には、直流電圧昇圧時に分圧器 31 の出力を大きくするように分圧比を切り替える方法なので、その切り替え方法は本実施例で示した方法以外でも可能であることは言うまでもない。

30

【0063】

こうした昇圧型力率改善回路 30 の出力を入力として、絶縁型 DC / DC コンバータ 40 で、所望の安定化直流電圧を得る。この時、絶縁型 DC / DC コンバータ 40 の高周波トランス 42 には、蓄電池 202 による入力電流を流すための 3 次巻線を設ける必要がないため、本来の出力を得るのに必要なトランスの大きさとすることができ、小型化できる。

40

【0064】

こうして、この実施の形態によれば、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 の高周波トランス 12 に大電流を流す 3 次巻線を設ける必要がなくなり、その出力を得るのに好適な、より小型の高周波トランスを使用することができる。また蓄電池 202 の電源入力を絶縁昇圧するのに、固定時比率の非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 と昇圧型力率改善回路 30 を組み合わせため、蓄電池 202 の出力電圧が低く、他の機器が蓄電池

50

202の出力を使用している場合でも、安全でかつ高効率なバックアップ機能付き直流安定化電源を実現できる。

【0065】

また、この実施の形態によれば、昇圧型力率改善回路30と絶縁型DC/DCコンバータ40とを用い、かつ、蓄電池202を用いるときには、昇圧型力率改善回路30のスイッチ31cを開いて、分圧器31の分圧比を切り替えることにより、乗算器39cに入力される信号レベルを上げて、十分な電力を出すことができる。つまり、蓄電池202の使用により、非安定化絶縁型DC/DCコンバータ10の出力が低くても、乗算器39cの出力電流で抵抗39dに発生する電圧を上げて、大きな電力を出すことにより、昇圧型力率改善回路30が正常に動作する。この結果、蓄電池202を使用しても、非安定化絶縁型DC/DCコンバータ10からの出力を安定化し、所望の安定化直流電圧を得ることができる。

10

(実施の形態2)

この実施の形態による直流安定化電源では、昇圧型力率改善回路30の分圧器31と制御部39とを次のようにしている。なお、この実施の形態では、先に説明した実施の形態1の直流安定化電源1と同一もしくは同一と見なされる構成要素には、それと同じ参照符号を付けて、その説明を省略する。図5に示すように、この実施の形態による昇圧型力率改善回路30の分圧器31では、実施の形態1で設けられていたスイッチ31cと抵抗31dとが省略されている。

【0066】

また、この実施の形態による制御部39では、スイッチ39jと抵抗39kとが設けられている。スイッチ39jと抵抗39kとは直列に接続され、スイッチ39jと抵抗39kとの直列回路が抵抗39dに対して並列に接続されている。スイッチ39jは、抵抗31dに対して抵抗39kを並列に接続するかどうかを切り替える。つまり、交流電源201が正常であるときには、スイッチ31cはオンになり、抵抗31dと抵抗39kによる合成抵抗で、誤差増幅器39fが用いる基準電圧を生成する。また、非安定化絶縁型DC/DCコンバータ10が起動されたときには、スイッチ31cはオフになり、抵抗31dと抵抗39kによる合成抵抗に比べて高い値の抵抗39dにより、大きな値の基準電圧を生成する。つまり、直流安定化電源1で使用される交流電源201や蓄電池202に応じて、誤差増幅器39fに用いられる基準電圧を生成する。

20

30

【0067】

次に、この実施の形態による直流安定化電源の作用について説明する。先の実施の形態で述べたように、昇圧型力率改善回路30は、入力電流を入力電圧に比例させると共に、その出力電圧を安定化するために、内部に乗算器39cを備えている。乗算器39cでは、出力電圧の誤差増幅器39bの出力と、入力電圧の振幅信号を表す分圧器31の出力、および係数 $1/kvff$ を乗算する。また、乗算器39cは電流出力が一般であり、抵抗39dにより乗算器39cの出力の振幅を変えることが可能となっている。係数 $kvff$ は、一般的に入力電圧の実効値の二乗に比例するよう制御され、その値は力率改善をするために最適化されている。しかし、非安定化絶縁型DC/DCコンバータ10の出力を昇圧する場合、係数 $1/kvff$ が最適であるとは限らない。

40

【0068】

具体的には、昇圧型力率改善回路30への入力電圧が低い場合、乗算器39cのX端子の入力電圧となる分圧器31の出力が小さくなるために、誤差増幅器39fの基準となる乗算器39cの出力が小さくなって、所望の安定化直流電圧が得られない場合がある。これに対処するため、非安定化絶縁型DC/DCコンバータ10の出力電圧を昇圧する時は、スイッチ39jを開いて、抵抗39dの抵抗値を大きくする。これにより、乗算器39cの出力を大きくして、誤差増幅器39fの基準信号の振幅を大きくするのが好適である。本質的には、直流電圧昇圧時に誤差増幅器39fの基準値を大きくする方法なので、その方法は本実施例で示した方法以外でも可能であることは言うまでもない。

【0069】

50

この実施の形態によれば、入力電圧を分圧した信号と、出力電圧の誤差増幅器出力と係数を乗算し、乗算結果を電流で出力する乗算器 39c と、電流出力とを電圧に変換する比率を切り替える機能とを備えることにより、実施の形態 1 と同様の効果を得ることができる。

(実施の形態 3)

この実施の形態による直流安定化電源では、昇圧型力率改善回路 30 の分圧器 31 と制御部 39 とを次のようにし、昇圧型力率改善回路 30 に分圧器 31A を新たに設けている。なお、この実施の形態では、先に説明した実施の形態 1 の直流安定化電源 1 と同一もしくは同一と見なされる構成要素には、それと同じ参照符号を付けて、その説明を省略する。図 6 に示すように、この実施の形態による昇圧型力率改善回路 30 の分圧器 31 では、実施の形態 1 で設けられていたスイッチ 31c と抵抗 31d とが省略されている。また、この実施の形態による制御部 39 では、フィルタ 39m と演算器 39n とを新たに設け、乗算器 39c の代わりに乗算器 39p を用いている。

10

【0070】

分圧器 31A では、抵抗 31Aa と抵抗 31Ab とが直列に接続されて直列回路が形成され、この直列回路が電圧を分圧するために入力側に接続されている。抵抗 31Ab に対しては、抵抗 31Ac とスイッチ 31Ad とが直列に接続された直列回路が並列に接続されている。スイッチ 31Ad は、抵抗 31Ab に対して抵抗 31Ac を並列に接続するかどうかを切り替える。つまり、交流電源 201 が正常であるときには、スイッチ 31c はオフになり、分圧器 31A は、抵抗 31Aa と抵抗 31Ab とにより入力電圧が分圧された電圧を生成する。また、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 が起動されたときには、スイッチ 31c はオンになり、抵抗 31Ab と抵抗 31Ac との合成抵抗が形成される。これにより、抵抗 31Aa と抵抗 31Ab とで分圧された電圧に比べて、低い値の電圧を生成する。つまり、分圧器 31A は、直流安定化電源 1 で使用される交流電源 201 や蓄電池 202 に応じて入力電圧を分圧した入力分圧電圧（第 1 の入力分圧電圧）を生成する。

20

【0071】

フィルタ 39m は、分圧器 31A が生成した入力分圧電圧の低周波成分を通過させる。

【0072】

演算器 39n は、X 端子を持ち、フィルタ 39m からの入力分圧電圧を X 端子への入力とし、入力に逆比例するような、次の演算を行う。

30

【0073】

$$1 / X^2$$

この後、演算器 39n は、演算結果を表す電圧を出力する。非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 が起動された場合には、入力分圧電圧による値 X が小さくなり、交流電源 201 が正常である時に比べて、演算器 39n は大きな値（ $1 / X^2$ ）に対応する電圧を出力する。

【0074】

乗算器 39p は、X 端子、Y 端子、Z 端子を持つ。乗算器 39p の X 端子と Y 端子とが、先の実施の形態と同様に、分圧器 31 からの入力分圧電圧（第 2 の入力分圧電圧）と、誤差増幅器 39b からの誤差電圧とを入力とする。また、乗算器 39p の Z 端子には、演算器 39n からの電圧を入力とする。そして、乗算器 39p は、これらの入力された電圧により、次の乗算を行う。

40

【0075】

$$X Y Z$$

この後、乗算器 39p は、乗算結果に対応する電流を流す。このとき、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 が起動された場合には、演算器 39n が大きな電圧を出力するので、値 Z が大きくなり、乗算器 39p は所定電流に比べて大きな電流を流す。

【0076】

次に、この実施の形態による直流安定化電源の作用について説明する。先の実施の形態

50

で述べたように、入力電流を入力電圧に比例させると共に、その出力電圧を安定化するために、内部に乗算器 39 p を備えている。乗算器 39 p では、出力電圧の誤差増幅器 39 b の出力と、入力電圧の振幅信号、および演算器 39 n の出力を乗算する。演算器 39 n の値は、力率改善をするために最適化されているが、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 の出力を昇圧する場合、最適であるとは限らない。

【 0 0 7 7 】

具体的には、昇圧型力率改善回路 30 への入力電圧が低い場合、乗算器 39 p の X 端子の入力電圧となる分圧器 31 の出力が小さくなるために、誤差増幅器 39 f の基準となる乗算器 39 p の出力が小さくなって、所望の安定化直流電圧が得られない場合がある。これに対処するため、非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ 10 の出力電圧を昇圧する時は、分圧器 31 A のスイッチ 31 A d を閉じて、演算器 39 n の出力を大きくする。これにより、乗算器 39 p の出力を大きくして、誤差増幅器 39 f の基準信号の振幅を大きくするのが好適である。本質は、直流電圧昇圧時に演算器 39 n の出力信号を大きくする方法なので、その方法は本実施例で示した方法以外でも可能であることは言うまでもない。

【 0 0 7 8 】

この実施の形態によれば、入力電圧を分圧した信号と、出力電圧の誤差増幅器 39 b の出力と係数を乗算する乗算器 39 p について、この係数を切り替える機能を備えることにより、実施の形態 1 と同様の効果を得ることができる。

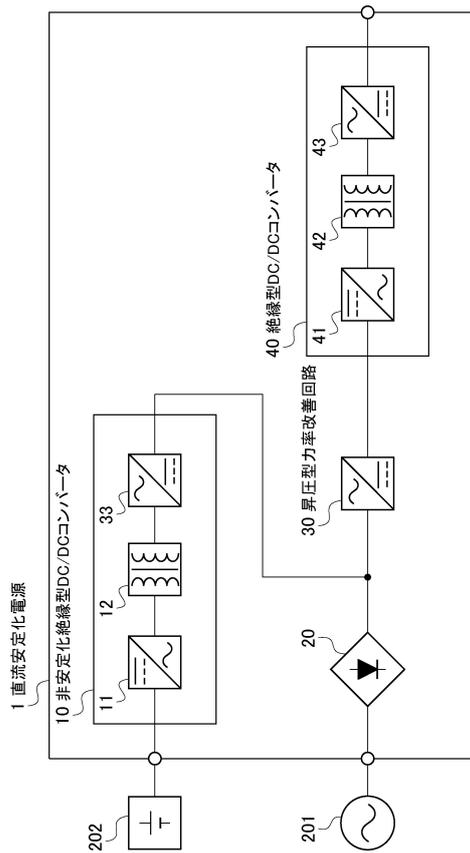
【符号の説明】

【 0 0 7 9 】

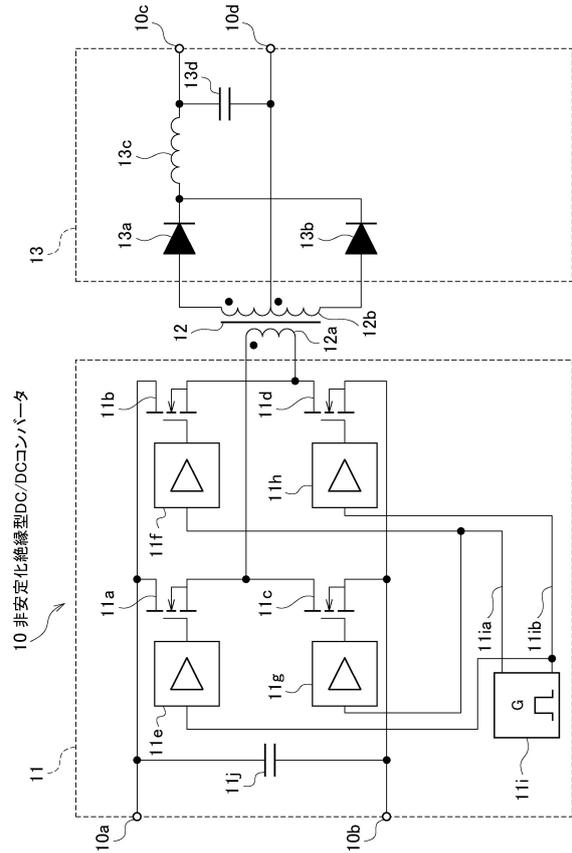
- | | | |
|-----------------|-----------------------|----|
| 1 | 直流安定化電源 | |
| 10 | 非安定化絶縁型 DC / DC コンバータ | |
| 11 | インバータ | |
| 12 | 高周波トランス | |
| 13 | コンバータ | |
| 20 | 全波整流器 | |
| 30 | 昇圧型力率改善回路 | |
| 31、38 | 分圧器 | |
| 31 a、31 b、31 d | 抵抗 | |
| 31 c | スイッチ | 30 |
| 32、37 | コンデンサ | |
| 33 | コイル | |
| 34 | 電流検出器 | |
| 35 | スイッチ素子 | |
| 36 | ダイオード | |
| 39 | 制御部 | |
| 39 a | 基準電圧発生器 | |
| 39 b、39 f | 誤差増幅器 | |
| 39 c | 乗算器 | |
| 39 d、39 k | 抵抗 | 40 |
| 39 e、39 i | 増幅器 | |
| 39 g | 発振器 | |
| 39 h | 比較器 | |
| 39 j | スイッチ | |
| 分圧器 31 A | | |
| 31 A a ~ 31 A c | 抵抗 | |
| 31 A d | スイッチ | |
| 39 m | フィルタ (演算部) | |
| 39 n | 演算器 (演算部) | |
| 39 p | 乗算器 | 50 |

4 0 絶縁型DC / DCコンバータ

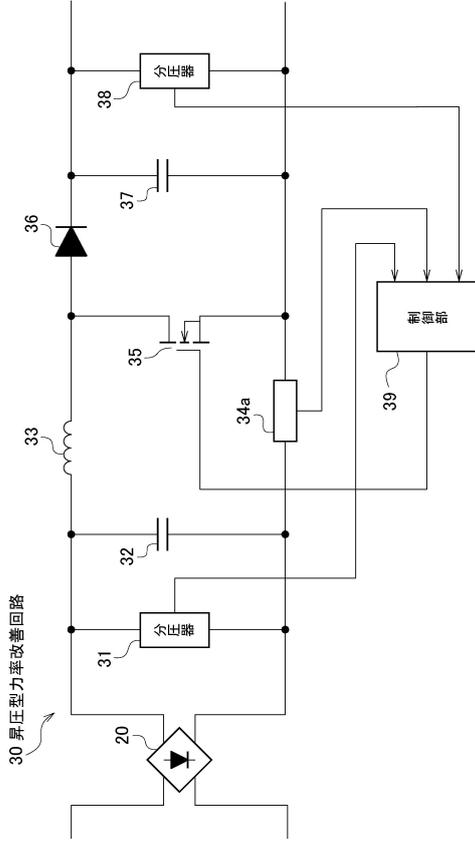
【 図 1 】



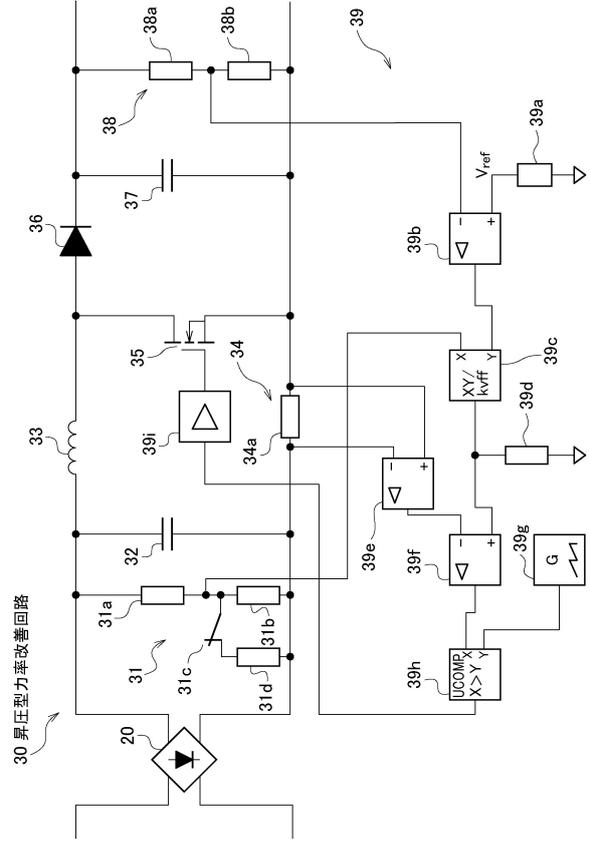
【 図 2 】



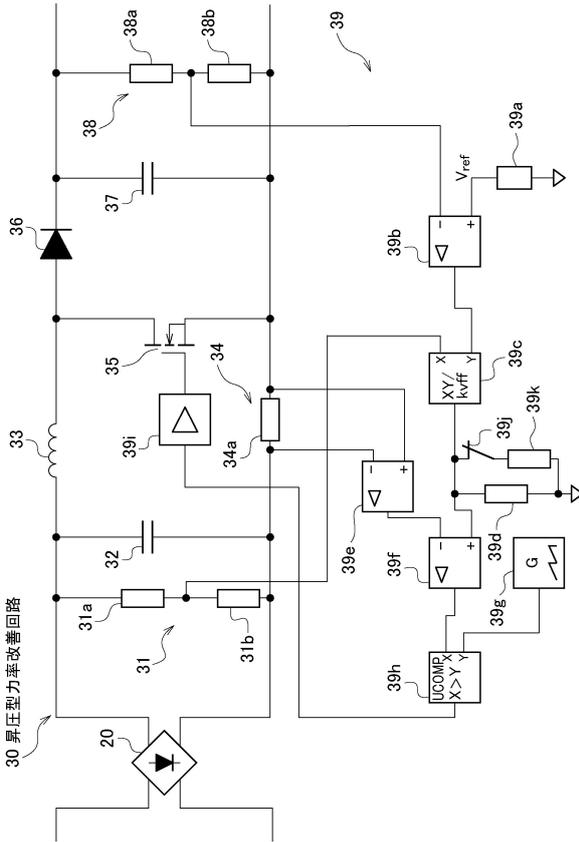
【 図 3 】



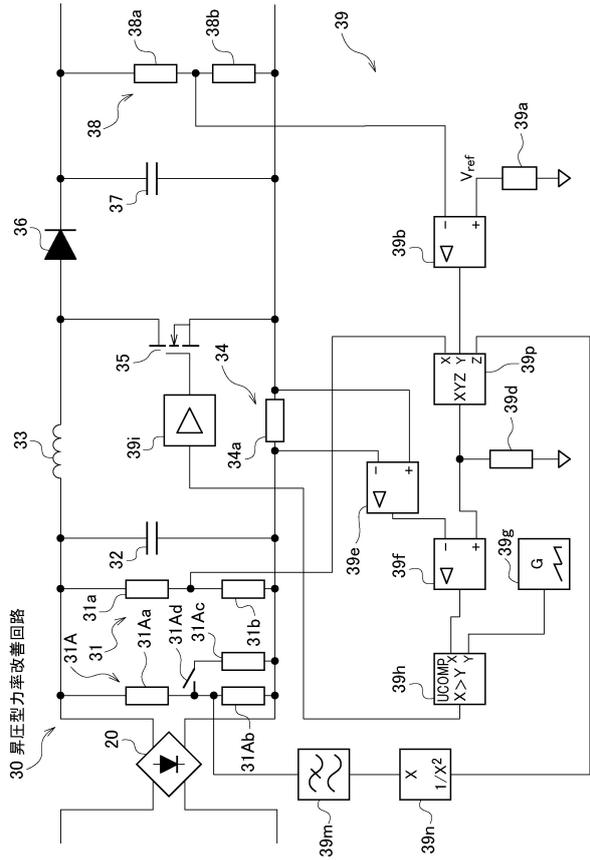
【 図 4 】



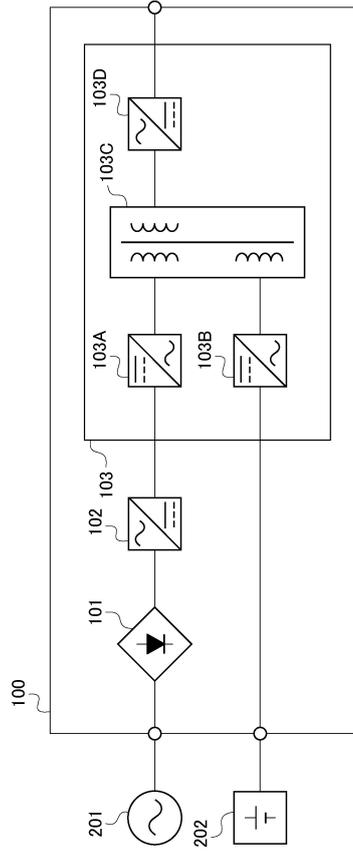
【 図 5 】



【 図 6 】



【 図 7 】



フロントページの続き

(72)発明者 三好 正洋
東京都三鷹市下連雀五丁目1番1号 日本無線株式会社内

審査官 白井 孝治

(56)参考文献 特開2004-194408(JP,A)
特開2006-101668(JP,A)
特開2008-099439(JP,A)
特開平11-275856(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 3/00~ 3/44
H02M 7/42~ 7/5395
H02J 9/00~ 9/08