

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5545075号
(P5545075)

(45) 発行日 平成26年7月9日(2014.7.9)

(24) 登録日 平成26年5月23日(2014.5.23)

(51) Int.Cl. F I
HO2M 7/12 (2006.01) HO2M 7/12 Q
HO2M 3/155 (2006.01) HO2M 3/155 H

請求項の数 8 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2010-148984 (P2010-148984)	(73) 特許権者	000106276
(22) 出願日	平成22年6月30日 (2010.6.30)		サンケン電気株式会社
(65) 公開番号	特開2012-16136 (P2012-16136A)		埼玉県新座市北野3丁目6番3号
(43) 公開日	平成24年1月19日 (2012.1.19)	(74) 代理人	100097113
審査請求日	平成25年5月28日 (2013.5.28)		弁理士 堀 城之
		(74) 代理人	100162363
			弁理士 前島 幸彦
		(72) 発明者	宇津野 瑞木
			埼玉県新座市北野3丁目6番3号 サンケン電気株式会社内
		(72) 発明者	荒井 幸世
			埼玉県新座市北野3丁目6番3号 サンケン電気株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直流電源装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流電源から得たエネルギーを直流のエネルギーに変換して出力する直流電源装置において、

前記交流電源の交流電圧を全波整流して直流電圧に変換する整流器と、

前記整流器の出力にスイッチング素子とリアクトルが直列接続され、前記スイッチング素子をON/OFF制御することにより降圧された直流電圧を負荷に供給する降圧型コンバータと、

前記リアクトルに流れる電流を検出する電流検出手段と、

前記リアクトルに流れる回生電流が0になったタイミングを検出する臨界電流検出手段と

10

、前記臨界電流検出手段が前記リアクトルに流れる回生電流が0になったことを検出したタイミングを起点として所定の傾斜で上昇する電圧信号を生成し、前記臨界電流検出手段が前記リアクトルに流れる回生電流が0になったタイミングで前記電圧信号を0にリセットする三角波発生手段と、

前記臨界電流検出手段が前記リアクトルに流れる回生電流が0になったタイミングを検出したとき前記スイッチング素子をONさせるゲート信号を出力し、前記三角波発生手段で生成された電圧信号が前記電流検出手段で検出された電流検出信号を超えたとき前記ゲート信号をOFFするゲート信号出力手段と、

を備えたことを特徴とする直流電源装置。

20

【請求項 2】

前記電流検出手段は、前記リアクトルに流れる電流検出信号を前記交流電源の交流電圧の半周期よりも長い時定数を有するフィルタを介して出力することを特徴とする請求項 1 に記載の直流電源装置。

【請求項 3】

前記電流検出手段の信号を一定の信号となる様に制御することで定電流制御することを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 のいずれか一項に記載の直流電源装置。

【請求項 4】

前記臨界電流検出手段は、前記リアクトルに流れる回生電流が 0 になり自由振動が開始されたときに発生する電圧が予め定めた第 1 の所定電圧を超えたことを検出することを特徴とする請求項 1 から請求項 3 のいずれか一項に記載の直流電源装置。

10

【請求項 5】

前記電流検出手段、三角波発生手段、及びゲート信号出力手段の第 2 基準電位は、前記整流器の整流出力正極端子側の第 1 基準電位に対しフローティングであることを特徴とする請求項 1 から請求項 4 のいずれか一項に記載の直流電源装置。

【請求項 6】

前記電流検出手段は、直列接続された前記スイッチング素子と前記リアクトルとの間に設けられた電流検出抵抗により前記リアクトルに流れる電流を検出することを特徴とする請求項 1 から請求項 5 のいずれか一項に記載の直流電源装置。

【請求項 7】

20

前記臨界電流検出手段は、前記リアクトルと出力端子との間の電圧をダイオードを介してコンパレータの反転入力端子に入力し、前記コンパレータの非反転入力端子に前記所定電圧を入力し、該コンパレータにより前記リアクトルと出力端子との間の電圧を前記第 1 の所定電圧と比較することで検出する手段としたことを特徴とする請求項 1 から請求項 6 のいずれか一項に記載の直流電源装置。

【請求項 8】

前記負荷は LED 負荷であることを特徴とする請求項 1 から請求項 7 のいずれか一項に記載の直流電源装置。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】**

30

【0001】

本発明は、直流電源装置に係り、特に力率改善回路（以下、PFC回路という）を降圧型とした直流電源装置に関する。

【背景技術】**【0002】**

商用交流電源の交流電圧を整流平滑回路により整流して直流電圧に変換し、更にこの直流電圧を DC / DC コンバータにより所望の直流電圧に変換して出力する直流電源装置が従来から用いられている。商用交流電源から整流平滑回路により整流された直流電源を得る際、正弦波交流電圧のピーク付近のみにおいて平滑用コンデンサに電流が流れるので、力率が悪化したり、高調波を発生して周辺に悪影響を与える。これを解決するため PFC (Power Factor Correction: 力率改善) 回路を設けることがある。

40

この PFC 回路は、一般に降圧型 PFC 回路よりも昇圧型 PFC 回路がよく用いられる。そして、昇圧型 PFC 回路の後段に降圧型の DC - DC コンバータを接続し所望の低圧の直流出力電圧を得ている。

【0003】

PFC 回路を用いた従来技術として、例えば、特開 2002 - 262563 号公報（特許文献 1）、特開 2010 - 40878 号公報（特許文献 2）などを挙げることができる。特許文献 1 に開示された力率改善コンバータには PFC 回路として昇圧型の力率改善コンバータが用いられている。また、特許文献 2 に開示された発光ダイオード点灯装置には昇圧動作と力率改善動作を行う昇圧チョッパ（BUC）が用いられている。

50

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開2002-262563号公報

【特許文献2】特開2010-40878号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

上記従来技術では、入力された交流電圧から所望の低圧の直流電圧を出力するために、前段に昇圧型のPFC回路を設け、後段に降圧型のDC-DCコンバータを設けていた。このように、上記従来技術の直流電源装置が、前段にPFC回路として昇圧型の力率改善コンバータや昇圧型のチョッパを用い、後段に降圧型のDC-DCコンバータを接続して用いてきたのは、次のような理由による。

10

(1) 前段のPFC回路を昇圧型PFC回路にすると効率を向上することができる。前段のPFC回路には交流電源の交流電圧を全波整流した直流電圧が入力されるので、PFC回路を昇圧型にしても降圧型にしてもスイッチング素子として同じ耐圧が要求され、換言すればスイッチング素子の仕様としてオン抵抗の小さなものに置き換えることができない。このため、スイッチング素子のオン抵抗の仕様は昇圧型でも降圧型でも同じになる。扱う電力が同じであれば、PFC回路を降圧型にして電圧を下げるとその代わりに電流が増える。したがって、降圧型PFC回路では昇圧型PFC回路に対し大きな電流が流れるので、スイッチング素子のオン抵抗による損失が増加し、効率が低下する。このため、昇圧型PFC回路のほうが一般に効率が良い。

20

(2) また、前段を降圧型PFC回路とすると、昇圧型PFC回路としたときよりも大きな電流が後段のDC-DCコンバータへ入力されることになり、これによりDC-DCコンバータのスイッチング電流も大きくなる。したがって、DC-DCコンバータの効率も低下し、電源システム全体の効率が低下する。このため、昇圧型PFC回路を用いたほうが電源システム全体の効率を向上させるために有利である。

(3) 昇圧型PFC回路で昇圧電圧を得ることで、瞬時停電などの障害があっても、1~2サイクル分の電力を保持することが容易になり、電源の負荷である装置が停止することを回避してシステムとしての信頼性を得ることができる。

30

【0006】

上記従来技術は、PFC回路を昇圧型とすることにより、効率を向上させ、瞬時停電に対するシステムの信頼性を向上させることができるなどの利点はあるが、発光ダイオード(以下、LEDという)を負荷とするような照明用の直流電源装置では、LED負荷を低圧で駆動するために、低圧の直流出力電圧を得る必要があり、昇圧型PFC回路の後段に降圧型DC-DCコンバータを設けなければならない。このため、直流電源装置を構成する部品点数が増え、装置の小型化を図る上で障害となり、また、信頼性(MTBF)も低下するなど問題がある。更にコストアップを招く原因となっていた。また、LEDを負荷とするような照明用の直流電源装置では、瞬時停電に対するシステムの信頼性は要求されていない。したがって、LEDを負荷とするような照明用の直流電源装置では、PFC回路を昇圧型とする必要性がない。

40

【0007】

本発明の目的は、上記問題点に鑑み、従来技術の上記問題を解決した直流電源装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0008】

本発明の直流電源装置は、交流電源から得たエネルギーを直流のエネルギーに変換して出力する直流電源装置において、前記交流電源の交流電圧を全波整流して直流電圧に変換する整流器と、前記整流器の出力にスイッチング素子とリアクトルが直列接続され、前記スイッチング素子をON/OFF制御することにより降圧された直流電圧を負荷に供給す

50

る降圧型コンバータと、前記リアクトルに流れる電流を検出する電流検出手段と、前記リアクトルに流れる回生電流が0になったタイミングを検出する臨界電流検出手段と、前記臨界電流検出手段が前記リアクトルに流れる回生電流が0になったことを検出したタイミングを起点として所定の傾斜で上昇する電圧信号を生成し、前記臨界電流検出手段が前記リアクトルに流れる回生電流が0になったタイミングで前記電圧信号を0にリセットする三角波発生手段と、前記臨界電流検出手段が前記リアクトルに流れる回生電流が0になったタイミングを検出したとき前記スイッチング素子をONさせるゲート信号を出力し、前記三角波発生手段で生成された電圧信号が前記電流検出手段で検出された電流検出信号を超えたとき前記ゲート信号をOFFするゲート信号出力手段と、を備えたことを特徴とする。

10

また、本発明の直流電源装置は、前記電流検出手段が、前記リアクトルに流れる電流検出信号を前記交流電源の交流電圧の半周期よりも長い時定数を有するフィルタを介して出力するようにしてもよい。

また、前記電流検出手段の信号を一定の信号となる様に制御することで定電流制御するようにしてもよい。

また、本発明の直流電源装置が、前記臨界電流検出手段が、前記リアクトルに流れる回生電流が0になり自由振動が開始されたときに発生する電圧が予め定めた第1の所定電圧を超えたことを検出するようにしてもよい。

また、本発明の直流電源装置は、前記電流検出手段、三角波発生手段、及びゲート信号出力手段の第2基準電位が、前記整流器の整流出力正極端子側の第1基準電位に対しフローティングであってもよい。

20

また、本発明の直流電源装置は、前記電流検出手段が、直列接続された前記スイッチング素子と前記リアクトルとの間に設けられた電流検出抵抗により前記リアクトルに流れる電流を検出するようにしてもよい。

また、本発明の直流電源装置は、前記臨界電流検出手段を、前記リアクトルと出力端子との間の電圧をダイオードを介してコンパレータの反転入力端子に入力し、前記コンパレータの非反転入力端子に前記所定電圧を入力し、該コンパレータにより前記リアクトルと出力端子との間の電圧を前記第1の所定電圧と比較することで検出する手段としてもよい。

。

また、本発明の直流電源装置は、前記負荷がLED負荷であってもよい。

30

【発明の効果】

【0009】

本発明によれば、LED照明装置などを負荷とする電源装置を、定電流制御方式のDC-DCコンバータ単体で、力率改善機能を備えた降圧型電源装置として提供することができる。したがって、従来技術のように力率改善回路とDC-DCコンバータとを組み合わせることなく、或いは力率改善回路の制御部に乗算器を用いることなくDC-DCコンバータ単体で力率改善が可能になるので、部品点数を大幅に減らし、小型・安価で総合効率を向上し、信頼性の高い電源装置を提供することが可能となる。また、降圧型DC-DCコンバータにて構成するため、平滑コンデンサへの突入電流防止回路などが不要になり、小型・安価な電源装置を提供できる。

40

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】本発明による実施形態の直流電源装置1の回路構成を示した図である。

【図2】本発明による実施形態の直流電源装置1の、交流入力電圧がピーク値の1/2の時点における回路動作波形を示した図である。

【図3】本発明による実施形態の直流電源装置1の、交流入力電圧がピーク値の時点における回路動作波形を示した図である。

【図4】本発明による実施形態の直流電源装置1の、力率改善動作を模式的に示した図である。

【図5】本発明による実施形態の直流電源装置1の、入力電圧波形と入力電流波形をシミ

50

ュレーションにより示した図である。

【図6】本発明による実施形態の直流電源装置1の、入力電圧と入力電流の実測波形図である。

【図7】本発明による実施形態の直流電源装置1の、入力電圧に対する力率を実測した特性図である。

【図8】従来技術による直流電源装置の、入力電圧と入力電流の実測波形図である。

【発明を実施するための形態】

【0011】

特許文献1に記載された従来技術では、力率改善するためにスロープ信号生成部（乗算回路）が必要になる。これに対し本発明では、リアクトルL1の電流の検出のみで力率改善を行うようにし、スロープ信号を用いないようにしている。これにより、スロープ信号生成部が必要なくなり、回路構成を簡単にすることができ、簡易に力率改善を行うことが可能となる。また、リアクトルL1の電流を平均化した信号をフィードバックしているの

10

ので、特許文献1に記載された従来技術のように交流入力電圧の低電圧からピーク電圧に至る変化に対応したドレイン電流の検出は必要としない。この特許文献1に記載された従来技術と同じ信号の検出幅でもスイッチングのONパルス変化幅を大きくとることが可能なので、乗算器を用いた力率改善回路と比較しても、同等な力率値を得ることが可能となる。

【0012】

（実施形態）

20

図1に、本発明による実施形態の直流電源装置1の回路構成を示す。

図1に示すように、直流電源装置1は、商用交流電源AC1の交流電圧を整流回路DBで全波整流した脈流電圧をスイッチング素子Q1でスイッチングし、降圧することで出力電圧を得ている。

【0013】

出力の制御は、リアクトルL1に流れる電流IL1の信号を検出して平均化し、この検出信号に基づき定電流制御となるように行う。リアクトルL1に流れる電流IL1は、リアクトルL1に直列接続された電流検出抵抗R1に生じる電圧降下で検出し、この信号をリアクトルL1に流れる電流IL1の信号として制御回路2のフィードバック端子に入力する。ここで、リアクトルL1に流れる電流IL1の信号は抵抗R2とコンデンサC2、及び抵抗R3とコンデンサC3の時定数で平均化されている。この平均化されたリアクトルL1に流れる電流IL1の信号は、定電流制御信号電圧となる。

30

【0014】

一方、ダイオードD2を介して入力した電圧からリアクトルL1に流れる電流IL1の臨界電流のタイミング（回生電流が0Aになるタイミング）を検出し、スイッチング素子Q1のゲート信号のON信号開始点を決めるパルスを生成する。このパルスを起点として定電流源CC1の一定電流でコンデンサCtを充電して三角波を生成し、この三角波の電圧が上記定電流制御信号電圧に達する期間までスイッチング素子Q1をONし、三角波の電圧が上記定電流制御信号電圧に達した時点でスイッチング素子Q1をOFFし、次の臨界電流のパルス発生タイミングで三角波をリセットする。

40

【0015】

このように、スイッチング素子Q1をON/OFFして出力電流を制御すると、スイッチング素子Q1をONするパルス幅は定電流制御信号電圧に応じた一定のパルス幅となり、しかも臨界動作でスイッチングさせることができる。これにより、入力電流波形が正弦波状に近似され、後述の図4のように力率改善を行うことが可能となる。

次に、直流電源装置1の回路構成、及びその回路動作について更に詳述する。

【0016】

図1を参照して、直流電源装置1の回路構成を説明する。

直流電源装置1の入力端子であるACin1とACin2には商用交流電源AC1が接続される。この入力端子ACin1とACin2は、ダイオードがブリッジ構成された整流回路DBの

50

交流入力端子に接続されており、商用交流電源 A C 1 から入力された交流電圧が全波整流されて出力される。整流回路 D B の整流出力正極端子（電圧 V in）にはスイッチング素子 Q 1 のドレイン端子が接続され、スイッチング素子 Q 1 のソース端子には電流検出抵抗 R 1 の一方の端子が接続されている。また、電流検出抵抗 R 1 の他方の端子は、リアクトル L 1 の一方の端子に接続され、リアクトル L 1 の他方の端子は直流電源装置 1 の正側出力端子 P out1 に接続されている。一方、整流回路 D B の整流出力負極端子は直流電源装置 1 の負側出力端子 P out2（G N D 1）に接続されている。スイッチング素子 Q 1 のソース端子と電流検出抵抗 R 1 の一方の端子が接続された接続点にはダイオード D 1 のカソード端子が接続され、ダイオード D 1 のアノード端子は整流回路 D B の整流出力負極端子と負側出力端子 P out2 とが接続された G N D 1 ラインに接続されている。また、正側出力端子 P out1 と負側出力端子 P out2 間には平滑コンデンサ C 1 が接続されている。

10

【 0 0 1 7 】

点線枠 2 で示した部分は、直流電源装置 1 を制御する制御回路を示している。制御回路 2 には、整流回路 D B の整流出力正極端子の電圧 V in が入力され、また、ダイオード D 2 を介して正側出力端子 P out1 の電圧が入力され、また、電流検出抵抗 R 1 の両端電圧が抵抗 R 2、R 3、コンデンサ C 2、C 3 で平滑されて入力されている。また、制御回路 2 からスイッチング素子 Q 1 のゲート端子に、O N / O F F 信号が出力されている。

【 0 0 1 8 】

制御回路 2 は、ワンショット（ONE SHOT）回路 3、起動回路 4、コンパレータ C P 1、C P 2、オペアンプ O P 1、トランスコンダクタンスアンプ（Operational Transconductance Amplifier）O T A 1、電流源回路 C C 1、バッファ回路 B F、コンデンサ C t、C f b、抵抗 R 4、R 5、基準電圧 V ref1、V ref2、V ref3 などからなっている。

20

【 0 0 1 9 】

整流回路 D B の整流出力正極端子（電圧 V in）は制御回路 2 の起動回路 4 に接続されており、起動回路 4 は直流電源装置 1 に商用交流電源 A C 1 が接続された初期に制御回路 2 を起動するようになっている。

【 0 0 2 0 】

コンパレータ C P 2 の反転入力端子はダイオード D 2 のカソード端子に接続され、ダイオード D 2 のアノード端子は正側出力端子 P out1 に接続されている。また、コンパレータ C P 2 の非反転入力端子は基準電圧 V ref3 の正極端子に接続されている。

30

また、コンパレータ C P 2 の出力端子はワンショット回路 3 の入力端子に接続されている。ワンショット回路 3 の出力端子は、コンパレータ C P 1 の反転入力端子、コンデンサ C t の一方の端子、及び電流源回路 C C 1 の一方の端子である電流出力端子が接続された接続点に接続されている。電流源回路 C C 1 の他方の端子は制御回路 2 の制御電源回路である内部レギュレータ R e g（不図示）の出力端子に接続されている。

【 0 0 2 1 】

電流検出抵抗 R 1 の他方の端子とリアクトル L 1 の一方の端子が接続された接続点には、抵抗 R 2 の一方の端子が接続され、抵抗 R 2 の他方の端子には抵抗 R 3 の一方の端子が接続されている。電流検出抵抗 R 1 の一方の端子とスイッチング素子 Q 1 のソース端子とダイオード D 1 のカソード端子とが接続された接続点には、コンデンサ C 2 の一方の端子とコンデンサ C 3 の一方の端子が接続され、コンデンサ C 2 の他方の端子は抵抗 R 2 の他方の端子と抵抗 R 3 の一方の端子が接続された接続点に接続され、コンデンサ C 3 の他方の端子は抵抗 R 3 の他方の端子に接続されている。抵抗 R 2、R 3、コンデンサ C 2、C 3 は、電流検出抵抗 R 1 の両端に発生した電圧を平滑して制御回路 2 に出力するフィルタ回路を構成している。

40

【 0 0 2 2 】

電流検出抵抗 R 1 の一方の端子、コンデンサ C 2 の一方の端子、及びコンデンサ C 3 の一方の端子が接続された接続点は、基準電圧 V ref1、V ref2、V ref3 の負極端子と接続されて制御回路 2 の基準電位 G N D 2 となっている。この基準電位 G N D 2 の電位はスイッチング素子 Q 1 のソース端子と電流検出抵抗 R 1 の一方の端子が接続された接続点の電位

50

であり、整流回路 D B の整流出力負極端子と負側出力端子 P out2 とが接続された G N D 1 ラインに対し電位がフローティングとなっている。基準電位 G N D 2 には抵抗 R 5 の他方の端子、コンデンサ C t の他方の端子、コンデンサ C f b の他方の端子も接続されている。

【 0 0 2 3 】

また、内部レギュレータ R e g の出力端子には抵抗 R 4 の一方の端子が接続され、抵抗 R 4 の他方の端子は抵抗 R 5 の一方の端子に接続され、抵抗 R 5 の他方の端子は基準電位 G N D 2 に接続されている。抵抗 R 4 の他方の端子と抵抗 R 5 の一方の端子が接続された接続点には、抵抗 R 3 の他方の端子とコンデンサ C 3 の他方の端子が接続された接続点及びオペアンプ O P 1 の反転入力端子が接続されている。

10

【 0 0 2 4 】

オペアンプ O P 1 の非反転入力端子は基準電圧電源 V ref2 の正極端子に接続され、基準電圧 V ref2 の負極端子は基準電位 G N D 2 に接続されている。オペアンプ O P 1 の出力端子はトランスコンダクタンスアンプ O T A 1 の反転入力端子に接続され、トランスコンダクタンスアンプ O T A 1 の非反転入力端子は基準電圧 V ref1 の正極端子に接続され、基準電圧 V ref1 の負極端子は基準電位 G N D 2 に接続されている。

【 0 0 2 5 】

トランスコンダクタンスアンプ O T A 1 の出力端子はコンデンサ C f b の一方の端子に接続され、コンデンサ C f b の他方の端子は基準電位 G N D 2 に接続されている。トランスコンダクタンスアンプ O T A 1 は非反転入力端子に入力された基準電圧 V ref1 と反転入力端子に入力されたオペアンプ O P 1 の出力端子からの電圧との差電圧を電流に変換して増幅し出力する。したがって、コンデンサ C f b はトランスコンダクタンスアンプ O T A 1 からの出力電流により充放電される。

20

【 0 0 2 6 】

トランスコンダクタンスアンプ O T A 1 の出力端子とコンデンサ C f b の一方の端子が接続された接続点は、コンパレータ C P 1 の非反転入力端子に接続されている。コンパレータ C P 1 の出力端子はバッファ回路 B F の入力端子に接続され、バッファ回路 B F の出力端子はスイッチング素子 Q 1 のゲート端子に接続されている。

【 0 0 2 7 】

次に、直流電源装置 1 の回路動作を、図 2、図 3 も参照して説明する。図 2 は、整流回路 D B の整流出力正極端子から出力される正弦波脈動電圧（電圧 V in）のピーク値の 1 / 2 の値の点における動作波形を示している。また、図 3 は、整流回路 D B の整流出力正極端子から出力される正弦波脈動電圧（電圧 V in）のピーク値の点における動作波形を示している。

30

【 0 0 2 8 】

図 2、図 3 における各波形は、上から、リアクトル L 1 に流れる電流波形 I L 1、電流検出抵抗 R 1 に発生する電圧波形 V R 1、コンデンサ C 2 の電圧波形 V c 2、コンデンサ C 3 の電圧波形 V c 3、コンデンサ C t の電圧波形 V c t、コンデンサ C f b の電圧波形 V c f b、ワンショット回路 3 の出力波形、バッファ回路 B F の出力波形を示している。

【 0 0 2 9 】

リアクトル L 1 に流れる電流 I L 1 は、スイッチング素子 Q 1 が O N（バッファ回路 B F の出力が H）のときリアクトル L 1 に整流回路 D B の正弦波脈動電圧の瞬時値と出力電圧との差電圧が印加されるので、その電圧に略比例した傾斜で増加する（O N 電流という）。また、スイッチング素子が O F F するとリアクトル L 1 に蓄積されたエネルギーは、リアクトル L 1 ~ 平滑コンデンサ C 1 ~ ダイオード D 1 ~ リアクトル L 1 の閉回路で放電されるので、平滑コンデンサ C 1 は充電され、リアクトル L 1 に流れる電流 I L 1 を減少させる（回生電流という）。したがって、リアクトル L 1 に流れる電流 I L 1 は、図 2、図 3 に示されるように、三角波状の電流が流れる。時刻 t 1、t 3、・・・、t 11、t 21、t 23、・・・、t 25 で示した各タイミングは、回生電流が 0 A になって、自由振動が開始するタイミングである（臨界電流という）。後述するように、時刻 t 1、t 3、・・・

40

50

t_{11} 、 t_{21} 、 t_{23} 、・・・、 t_{25} の各タイミングでは臨界電流で自由振動が開始し、このときの自由振動による基準電圧 V_{ref3} を超える電圧を検出して、内部で生成している三角波（コンデンサ C_t の電圧 V_{ct} ）をリセットする。このリセット周期がスイッチング素子 Q_1 のON/OFF周期となる。

【0030】

リアクトル L_1 に流れる電流 I_{L1} は、電流検出抵抗 R_1 により検出される。この検出電圧 V_{R1} は電流が抵抗 R_1 からリアクトル L_1 の方向に流れるとき、スイッチング素子 Q_1 のソース端子側よりリアクトル L_1 の一方の端子側の方が低電圧になるので図2、図3に示されるように負の電圧として検出される。

【0031】

電流検出抵抗 R_1 により検出された電圧 V_{R1} は、抵抗2とコンデンサ C_2 、及び抵抗 R_3 、コンデンサ C_3 により積分される。ここで、この積分乗数の時定数は、商用交流電源 AC_1 の周波数の半周期以上の時定数に設定される。抵抗 R_2 とコンデンサ C_2 で構成される第1段のフィルタ回路の出力電圧は、図2、図3の V_{c2} で示されるコンデンサ C_2 の電圧であり、やや脈動成分が含まれている。抵抗 R_3 とコンデンサ C_3 で構成される第2段のフィルタ回路の出力電圧は、図2、図3の V_{c3} で示されるコンデンサ C_3 の電圧 V_{C3} であり、 V_{c2} に比べると脈動成分が少なくなり、略一定の電圧となっている。

【0032】

抵抗 R_3 とコンデンサ C_3 の時定数回路で構成される第2段のフィルタ回路の出力電圧は、オペアンプ OP_1 の反転入力端子に接続される。ここで、電流検出抵抗 R_1 の他方の端子の電位が電流検出抵抗 R_1 の一方の端子の電位（基準電位 GND_2 ）に対して負電位になるため、フィルタ回路の抵抗 R_3 とコンデンサ C_3 との接続点から入力される電圧を、内部レギュレータ Reg の出力電圧を抵抗 R_4 と R_5 とで分圧した点に接続し、正電位にバイアスしてオペアンプ OP_1 の反転入力端子に入力している。図2、図3に示した V_{c3} は正電位にバイアスされている状態を示している。

【0033】

また、オペアンプ OP_1 の非反転入力端子には、基準電圧 V_{ref2} が接続されている。オペアンプ OP_1 の反転入力端子に入力された上記フィルタ回路のバイアスされた電圧と非反転入力端子に入力された基準電圧 V_{ref2} が比較され、オペアンプ OP_1 はこれらの差分を増幅してトランスコンダクタンスアンプ OTA_1 の反転入力端子に出力する。

【0034】

トランスコンダクタンスアンプ OTA_1 の非反転入力端子には、基準電圧 V_{ref1} が接続され、非反転入力端子の入力電圧と基準電圧 V_{ref1} とを比較して、その電圧の差分を増幅し、かつ、電圧信号から電流信号に変換して出力する。ここで、トランスコンダクタンスアンプ OTA_1 の出力端子にはコンデンサ C_{fb} とコンパレータ CP_1 の非反転入力端子が接続され、トランスコンダクタンスアンプ OTA_1 の出力電流はコンデンサ C_{fb} の電荷を充放電する。これにより、トランスコンダクタンスアンプ OTA_1 の出力からコンパレータ CP_1 の非反転入力端子に入力される信号は電圧信号に置き換えられる。

【0035】

コンパレータ CP_1 の反転入力端子は、定電流回路 CC_1 の出力端子とコンデンサ C_t の一方の端子とワンショット回路3の出力端子とが接続された接続点に接続されている。ここで、定電流回路 CC_1 とコンデンサ C_t とワンショット回路3は、三角波発振器を構成している。すなわち、定電流回路 CC_1 でコンデンサ C_t を一定電流で充電することで三角波波形の傾斜を決定し、ワンショット回路3は三角波発振のリセットタイミングを決定するパルス信号を出力する。定電流回路 CC_1 とコンデンサ C_t とワンショット回路3で構成される三角波発振の出力波形は、図2、図3にコンデンサ C_t の電圧 V_{ct} として示されている。

【0036】

リアクトル L_1 と平滑コンデンサ C_1 が接続された接続点の電圧がダイオード D_2 を介してコンパレータ CP_2 の反転入力端子に入力され、基準電位 V_{ref3} の電圧がコンパレー

10

20

30

40

50

タCP2の非反転入力端子に入力されている。スイッチング素子Q1がOFFした後のリアクトルL1の電流IL1の回生が終了した臨界電流時点で自由振動が開始され、この自由振動による制御回路2の基準電位GND2に対して基準電圧Vref3を超える正極性の電圧が生じる。この自由振動の電圧が基準電位Vref3を超えると、コンパレータCP2の出力は、Hレベル信号をワンショット回路3へ出力する。ワンショット回路3は、コンパレータCP2からこのHレベル信号が入力されたときパルス信号を出力する(図2、図3のワンショット回路3の出力信号参照)。このパルス信号によりコンデンサCtの電荷は急速放電される。すなわち、ワンショット回路3は、リアクトルL1に流れる電流IL1の臨界電流のタイミングt1、t3、・・・、t11、t21、t23、t25の各タイミングにてパルス信号を出力する。このパルス信号はスイッチング素子Q1のON/OFF周期における周期開始タイミングを決定する。

10

【0037】

バッファ回路BFの出力、言い換えるとスイッチング素子Q1のONパルス信号は、コンパレータCP1により決定される。図2、図3に示すように、コンパレータCP1は、反転入力端子の三角波信号Vctと、非反転入力端子のVcfb端子電圧を比較し、Vcfb端子電圧よりも三角波信号Vctが低い期間(例えば、図2、図3に示すt1~t2、t21~t22などのTon期間)にONパルス信号をバッファBFから出力する。また、OFF期間は、前述したようにリアクトルL1の電流IL1の回生が終了した時点までとなり、図2、図3に示すように、コンデンサCtの三角波信号のピーク電圧は固定されず、次のワンショット回路3からのパルス信号まで上昇することになる。図2、図3を比較すると、バッファ回路BFのToff期間が図2に対し図3で長くなっている。このように、三角波発振の周波数は固定されず、商用交流電源AC1から入力された交流電圧を全波整流した脈動電圧により変化する。

20

【0038】

但し、バッファ回路BFのTon期間は、前述の脈動電圧に左右されず略等しいパルス幅となっている。これは、リアクトルL1に流れる電流IL1の電流検出抵抗R1の信号(VR1)が抵抗R2とコンデンサC2及び抵抗R3とコンデンサC3により積分され、この積分乗数の時定数は商用交流電源AC1の半周期以上の時定数に設定されるため、オペアンプOP1の非反転入力端子の入力電圧の変化が少ないことによる。入力電圧の瞬時値が脈動電圧ピーク値の1/2の場合を示した図2のVc3と、入力電圧の瞬時値が脈動電圧ピーク値の場合を示した図3のVc3の電圧は、略等しい電圧である。これにより、図2、図3に示すように、商用交流電源AC1の周波数の半周期の期間におけるONパルス幅は位相の異なる点であっても略一定となり、入力電圧波形に近似した入力電流が流れることになる。

30

【0039】

図4の上側の図は、商用交流電源AC1の周波数の半周期の期間における動作を、実際のスイッチング回数(例えば20kHz)より極端に少なくして(図4ではVinの半周期で9回のスイッチング回数)、模式的に分かりやすく示したものである。商用交流電源AC1から入力された交流電圧を全波整流した脈動電圧がVinとして示されている。また、脈動電圧Vinの内側に三角波が示されているのはリアクトルL1の電流を示している。三角波のTonとして灰色に塗り潰した部分はON電流で、その後続くToffとして示した部分は回生電流を示している。図4の下側の図は、上側の図の一部を拡大して示した図である。回生電流で示したリアクトルL1の電流IL1が0Aに達した臨界電流直後は自由振動電流が発生する。

40

【0040】

臨界電流を起点としてスイッチング素子Q1がONして、リアクトルL1に脈動電圧Vinと平滑コンデンサC1の電圧(出力電圧Vo)との差電圧が印加されると、リアクトルL1の電流は(Vin - Vo) / Lの傾斜で(Vin - Vo) · Ton / Lの値まで増加する(LはリアクトルL1のインダクタンス値)。このとき、リアクトルL1のインダクタンス値Lは一定値で、また期間Tonが一定なので、ON電流における電流のピーク値はその時点の脈動電

50

圧 V_{in} の瞬時値と出力電圧 V_o との差電圧に比例することになる。また、回生電流では、スイッチング素子 Q_1 が OFF する代わりにダイオード D_1 が ON してリアクトル L_1 に誘導起電力による電流が流れる。このとき、リアクトル L_1 には平滑コンデンサ C_1 の電圧(出力電圧 V_o) が印加される。したがってリアクトル L_1 の電流は V_o/L の傾斜で $0A$ (臨界電流) まで減少する (T_{off} の期間)。このとき、臨界電流を検出し、この時点を経由して再びスイッチング素子 Q_1 を ON することを繰り返せば、リアクトル L_1 に流れる電流のピーク値が脈動電圧 V_{in} の瞬時値に追従して変化させることができるようになり、力率改善が行える。

【0041】

図5は、本実施形態の直流電源装置1の入力電圧と入力電流の波形をシミュレーションにより得た波形を示している。シミュレーション条件は、スイッチング素子 Q_1 のON時間 T_{on} を一定とし、臨界電流を起点にスイッチング素子 Q_1 のON/OFFを繰り返すものとしている。したがって、オン・オフ電流には次の関係式が成り立つ。

$$(V_{in} - V_o) \cdot T_{on} / L = V_o \cdot T_{off} / L$$

このシミュレーション結果をみると、直流電源装置の入力側の電圧と電流は正弦波形となっている。つまり、正側出力端子 P_{out1} と負側出力端子 P_{out2} 間に接続された平滑コンデンサ C_1 を充放電する電流は正弦波になる。そして、直流電源装置の出力電流は一定の定電流波形となる。すなわち、電流検出抵抗 R_1 で検出されたリアクトル L_1 の電流 I_{L1} の信号を抵抗 R_2 、 R_3 、コンデンサ C_2 、 C_3 のRC回路で時定数をもって定電流制御することは、一定の負荷抵抗における出力側の平滑コンデンサ C_1 の電圧を検出しているのと等価になっていることを意味している。

【0042】

図6は直流電源装置1に接続された交流電源 AC_1 の交流電圧と交流電流の実測波形である。また、図7は入力電圧を $80V$ から $240V$ まで変化させたときの力率の実測値を示している。実測された力率は 0.98 に達している。これは $JIS C 61000-3-2$ の照明器具に関する規格であるクラスCを満足している。

【0043】

図8は、コンデンサインプット型の従来技術による直流電源装置の入力電圧と入力電流の波形を参考に示したもので、力率は約 0.6 である。従来技術では正弦波交流電圧のピーク付近のみにおいて平滑用コンデンサに電流が流れるので、高調波が多く含まれ、力率が悪化したり、高調波により周辺に悪影響を与える。これに対し本発明による実施形態の直流電源装置1によれば、図6に示したように、入力電流が位相の広い範囲で流れ、力率が改善されていることが分かる。

【0044】

本発明の上記実施形態では、直流電源装置1を1つのコンバータのみで構成することにより、商用交流電源 AC_1 から整流回路 DB 、スイッチング素子 Q_1 、リアクトル L_1 を介して平滑用コンデンサ C_1 へ接続している。このため、スイッチング素子 Q_1 が平滑コンデンサ C_1 に直列接続されることで平滑コンデンサ C_1 への電源投入時のON/OFFスイッチとなり、平滑コンデンサ C_1 への突入電流が流れないという利点が生ずる。すなわち、スイッチング素子 Q_1 のスイッチングON/OFF動作により平滑コンデンサ C_1 の接続が開始されるので、突入電流防止回路が不要となり、従来方式に比べて部品を減らせる利点がある。

【0045】

また、本実施形態による直流電源装置1では、降圧チョッパの電流検出回路の時定数(抵抗 R_2 とコンデンサ C_2 及び抵抗 R_3 とコンデンサ C_3 で決まる時定数)が商用交流電源 AC_1 の半周期以上の大きな時定数に設定され、電流検出値そのものはその時定数程度の時間以上で略一定の電流値となるように制御される。したがって、商用交流電源 AC_1 の周期よりも短い時間で捉えると正弦波状の電流となり、一定の電流にはならないが、商用交流電源 AC_1 の周期よりも長い時間で捉えると、降圧チョッパ出力電流の平均値は、設定した定電流値を出力することになる。ここで、平滑コンデンサ C_1 の静電容量を

10

20

30

40

50

適切に選定することで、商用周波数のリップル成分の少ない定電流を得ることができる。

【 0 0 4 6 】

以上、従来のコンデンサインプット型の降圧チョッパが力率 0.5 ~ 0.6 であるのに対し、本実施形態の直流電源装置 1 によれば、乗算器無しの簡単な回路構成で、0.9 以上の力率を達成できる。

また、リアクトル L1 に流れる電流を検出し、この検出電流に基づき制御するため、直流電源装置 1 の出力は定電流制御となる。この定電流制御により負荷電流を一定に制御することができるので、LED 負荷にも対応することができる。

また、本実施形態の直流電源装置 1 では、制御回路 2 の基準電位 GND 2 はスイッチング素子 Q1 のソース端子側に設定されている。制御回路 2 の基準電位 GND 2 をフローティングとすることで、商用電源からの降圧型力率改善回路を構成するに際してスイッチング素子 Q1 を降圧側に接続しても、スイッチング素子 Q1 の制御端子を駆動するためのゲートドライブ回路をレベルシフトすることなく駆動することができ、一般的な制御回路を低圧側に接続した駆動回路に比べてレベルシフト回路を設けずに簡易に構成することができる。

また、商用電源からの降圧型力率改善回路を 1 コンバータで構成することで、部品点数を大幅に減らし、価格を抑えることができる。

また、商用電源からの降圧型力率改善回路を 1 コンバータで構成することで、突入電流を防止することができる。

【 0 0 4 7 】

以上、本発明を具体的な実施形態で説明したが、上記実施形態は一例であって、本発明の趣旨を逸脱しない範囲で変更して実施できることは言うまでも無い。

【 符号の説明 】

【 0 0 4 8 】

- 1 . . . 直流電源装置
- 2 . . . 制御回路
- 3 . . . ワンショット回路
- 4 . . . 起動回路
- Q 1 . . . スwitching素子
- R 1 . . . 電流検出抵抗
- R 2 ~ R 5 . . . 抵抗
- C 1 . . . 平滑コンデンサ
- C 2 ~ C 3、C t、C f b . . . コンデンサ
- D 1、D 2 . . . ダイオード
- L 1 . . . リアクトル
- D B . . . 整流回路
- V in . . . R C 1 の正極側出力電圧
- A C 1 . . . 商用交流電源
- V o . . . 直流電源装置 1 の出力電圧
- A C in1、A C in2 . . . 入力端子
- V in . . . 整流回路 D B の整流回路正極端子の電圧
- P out1 . . . 正側出力端子
- P out2 . . . 負側出力端子
- O P 1、O P 2 . . . オペアンプ
- C P 1、C P 2 . . . コンパレータ
- O T A 1 . . . トランスコンダクタンスアンプ
- C C 1 . . . 電流源回路

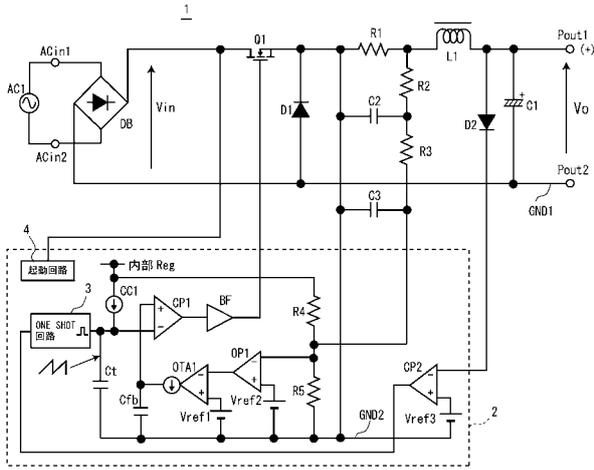
10

20

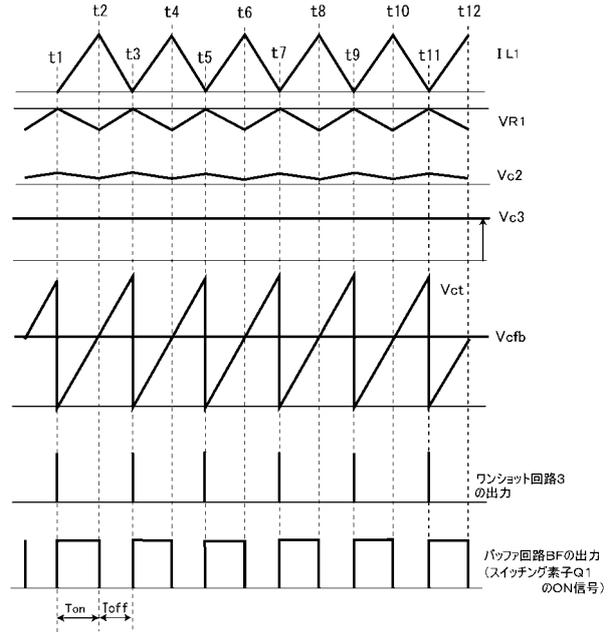
30

40

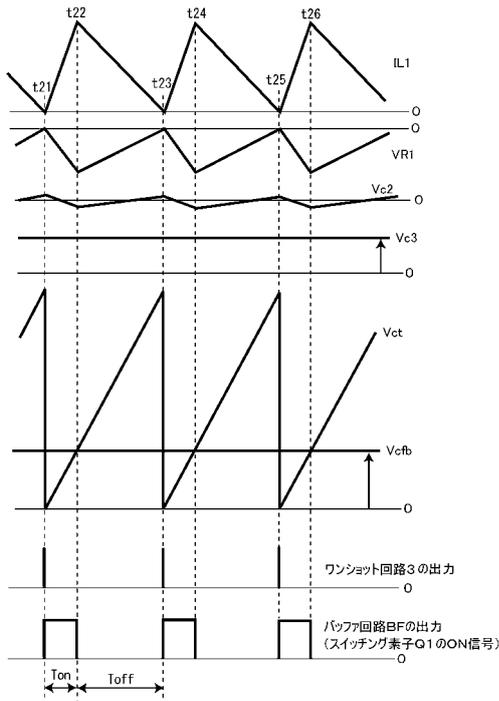
【図1】



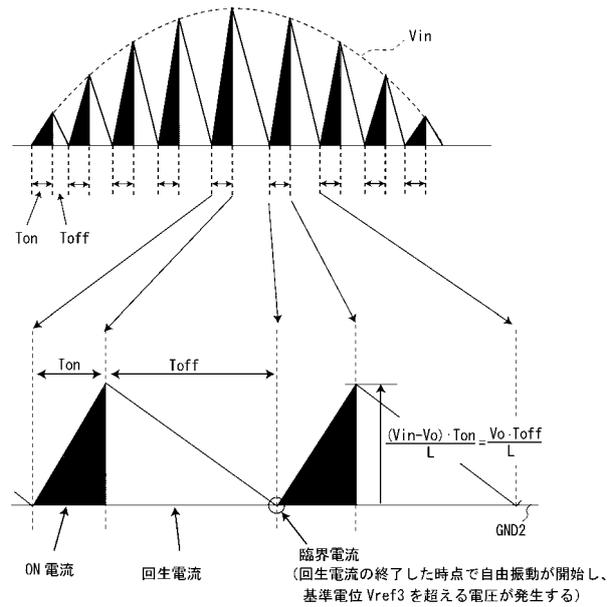
【図2】



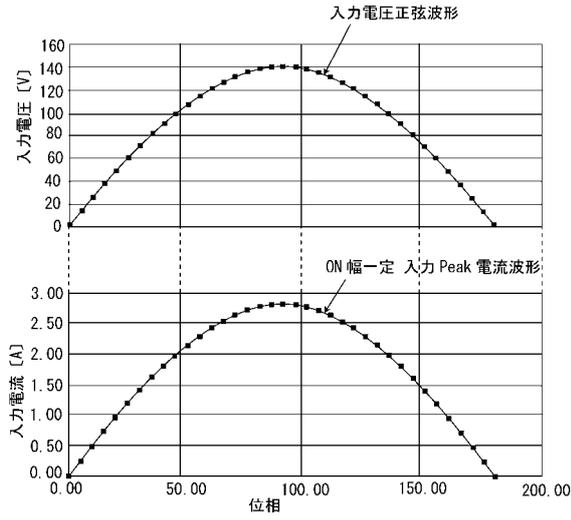
【図3】



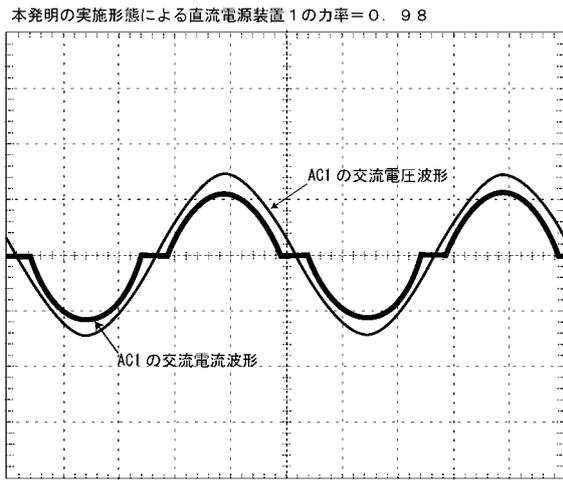
【図4】



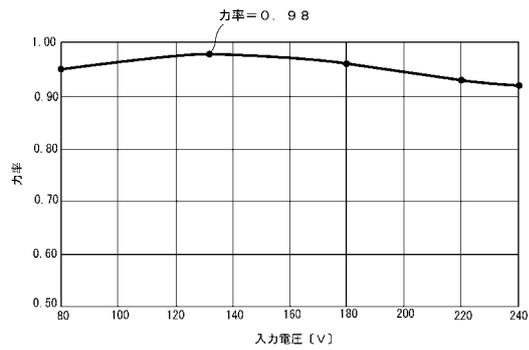
【 図 5 】



【 図 6 】

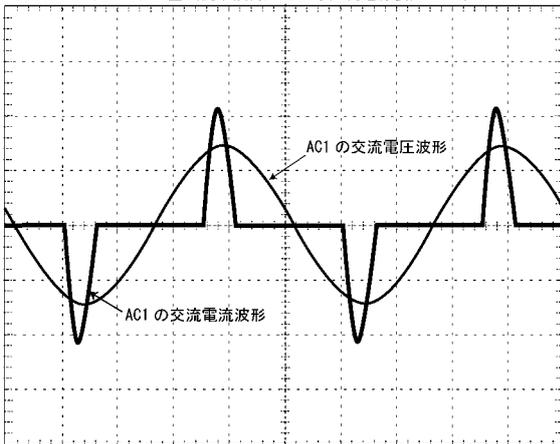


【 図 7 】



【 図 8 】

コンデンサインプット型 (従来技術) による直流電源装置の力率 = 0.6



フロントページの続き

- (72)発明者 佐山 勇二
埼玉県新座市北野三丁目6番3号 サンケン電気株式会社内
- (72)発明者 木内 博章
埼玉県新座市北野三丁目6番3号 サンケン電気株式会社内

審査官 今井 貞雄

- (56)参考文献 実開平6-74088(JP,U)
特表2010-527223(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- | | |
|------|-------|
| H02M | 7/12 |
| H02M | 3/155 |