

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5342021号  
(P5342021)

(45) 発行日 平成25年11月13日(2013.11.13)

(24) 登録日 平成25年8月16日(2013.8.16)

(51) Int.Cl. F I  
**HO2M 7/06 (2006.01)** HO2M 7/06 P

請求項の数 12 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2011-548853 (P2011-548853)	(73) 特許権者	000005108
(86) (22) 出願日	平成22年1月5日(2010.1.5)		株式会社日立製作所
(86) 国際出願番号	PCT/JP2010/000011		東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
(87) 国際公開番号	W02011/083503	(74) 代理人	110000350
(87) 国際公開日	平成23年7月14日(2011.7.14)		ポレール特許業務法人
審査請求日	平成23年12月9日(2011.12.9)	(72) 発明者	嶋田 尊衛
			日本国茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所 日立研究所内
		(72) 発明者	叶田 玲彦
			日本国茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所 日立研究所内
		(72) 発明者	大久保 敏一
			日本国茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所 日立研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 AC-DCコンバータおよびその制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流電源から主インダクタにエネルギーを蓄積するように前記主インダクタと直列接続された主スイッチング素子と、直流負荷に並列接続された平滑コンデンサと、前記主インダクタと前記主スイッチング素子の直列接続点から前記平滑コンデンサの正極に向けて接続された主ダイオードと、前記主スイッチング素子に並列接続された逆並列ダイオードおよびスナバコンデンサと、前記主スイッチング素子の両端間に接続された補助インダクタと補助スイッチング素子の直列回路と、前記補助インダクタと前記補助スイッチング素子の直列接続点から前記平滑コンデンサの正極に向けて接続された補助ダイオードと、前記主スイッチング素子および前記補助スイッチング素子を制御する制御手段とを備え、

10

前記制御手段は、前記交流電源から流入する入力電流を電源電圧とほぼ同一位相の正弦波状に制御する力率改善制御を備え、

前記交流電源から前記直流負荷に電力を供給するAC-DCコンバータにおいて、

前記入力電流を検出するための電流センサを備え、

前記制御手段は、所定負荷以上において前記電流センサで検出した前記入力電流が前記交流電源の毎半周期の中間に現れる所定値以上である期間において、前記主スイッチング素子をターンオフしてからターンオンするまでの期間に前記補助スイッチング素子をターンオンさせるソフトスイッチングモードで制御するとともに、

前記電流センサで検出した前記入力電流が所定値以下の期間において、前記主スイッチング素子のスイッチング動作を停止して、前記補助スイッチング素子をスイッチングさせ

20

るハードスイッチングモードで制御するように構成したことを特徴とするAC-DCコンバータ。

【請求項2】

請求項1において、第1～第4の整流ダイオードがブリッジ接続され、かつ交流端子に前記交流電源が接続されたダイオードブリッジ回路を備え、前記ダイオードブリッジ回路の直流端子間に前記主インダクタと前記主スイッチング素子の直列回路を接続し、前記主スイッチング素子の両端間に前記補助インダクタおよび前記補助スイッチング素子の直列回路を接続し、前記主スイッチング素子の両端間に前記主ダイオードおよび前記平滑コンデンサの直列回路を接続し、前記補助インダクタおよび前記補助スイッチング素子の直列接続点と前記主ダイオードおよび前記平滑コンデンサの接続点との間に前記補助ダイオード

10

【請求項3】

請求項2において、前記ダイオードブリッジ回路の直流端子のアノード側に前記主スイッチング素子と前記補助スイッチング素子と前記平滑コンデンサの一端を接続し、前記ダイオードブリッジ回路の直流端子のカソード側に前記主インダクタを接続し、前記主インダクタと前記主スイッチング素子との接続点に前記主ダイオードのアノードと前記補助インダクタとを接続し、前記補助インダクタと前記補助スイッチング素子との接続点に前記補助ダイオードのアノードを接続し、前記平滑コンデンサの他端に前記主ダイオードのカソードと前記補助ダイオードのカソードとを接続したことを特徴とするAC-DCコンバータ。

20

【請求項4】

請求項1において、前記主インダクタは、第1、第2の主インダクタを備え、前記補助インダクタは、第1、第2の補助インダクタを備え、前記主ダイオードは、前記平滑コンデンサの一端にカソードを接続された第1、第2の主ダイオードを備え、前記補助ダイオードは、前記平滑コンデンサの一端にカソードを接続された第1、第2の補助ダイオードを備え、前記主スイッチング素子は、前記平滑コンデンサの他端に一端を接続され、かつ前記第1、第2の主ダイオードのアノードにそれぞれ他端を接続された第1、第2の主スイッチング素子を備え、前記補助スイッチング素子は、前記平滑コンデンサの他端に一端を接続され、かつ前記第1、第2の補助ダイオードのアノードにそれぞれ他端を接続された第1、第2の補助スイッチング素子を備え、前記逆並列ダイオードおよび前記スナバコンデンサは、前記第1、第2の主スイッチング素子にそれぞれ並列接続された第1、第2の逆並列ダイオードおよび第1、第2のスナバコンデンサを備え、前記第1の主ダイオードのアノードと前記第1の補助ダイオードのアノードとの間に前記第1の補助インダクタを接続し、前記第2の主ダイオードのアノードと前記第2の補助ダイオードのアノードとの間に前記第2の補助インダクタを接続し、前記第1、第2の主ダイオードのアノード間に前記第1、第2の主インダクタを介して前記交流電源を接続したことを特徴とするAC-DCコンバータ。

30

【請求項5】

請求項1において、前記電流センサは、前記主インダクタと直列に挿入されていることを特徴とするAC-DCコンバータ。

40

【請求項6】

請求項1において、前記補助スイッチング素子または前記補助インダクタと直列に逆流防止ダイオードを挿入したことを特徴とするAC-DCコンバータ。

【請求項7】

請求項1において、前記補助ダイオードを、前記主ダイオードよりも、逆回復特性が速い素子で構成したことを特徴とするAC-DCコンバータ。

【請求項8】

請求項1において、前記補助スイッチング素子を、前記主スイッチング素子よりも、スイッチング特性が速い素子で構成したことを特徴とするAC-DCコンバータ。

【請求項9】

50

請求項 1 において、前記主ダイオードはシリコン P N 接合ダイオード、前記補助ダイオードは S i C ショットキーバリアダイオードで構成したことを特徴とする A C - D C コンバータ。

【請求項 1 0】

請求項 1 において、前記主スイッチング素子を I G B T、前記補助スイッチング素子を M O S F E T で構成したことを特徴とする A C - D C コンバータ。

【請求項 1 1】

請求項 1 において、前記制御手段を、前記入力電流が第 1 の所定値以下であるときに前記ハードスイッチングモードで P W M 制御し、前記入力電流が前記第 1 の所定値よりも大きな第 2 の所定値以上のときに前記ソフトスイッチングモードで P W M 制御するように構成したことを特徴とする A C - D C コンバータ。

10

【請求項 1 2】

交流電源から主インダクタにエネルギーを蓄積するように前記主インダクタと直列接続された主スイッチング素子と、直流負荷に並列接続された平滑コンデンサと、前記主インダクタと前記主スイッチング素子の直列接続点から前記平滑コンデンサの正極に向けて接続された主ダイオードと、前記主スイッチング素子に並列接続された逆並列ダイオードおよびスナバコンデンサと、前記主スイッチング素子の両端間に接続された補助インダクタと補助スイッチング素子の直列回路と、前記補助インダクタと前記補助スイッチング素子の直列接続点から前記平滑コンデンサの正極に向けて接続された補助ダイオードと、前記主スイッチング素子および前記補助スイッチング素子を制御する制御手段とを備え、

20

前記交流電源から流入する入力電流を電源電圧とほぼ同一位相の正弦波状に制御する力率改善制御ステップを備え、

前記交流電源から前記直流負荷に電力を供給する A C - D C コンバータの制御方法において、

前記 A C - D C コンバータは、前記入力電流を検出するための電流センサを備え、

所定負荷以上において前記電流センサで検出した前記入力電流が前記交流電源の毎半周期の中間に現れる所定値以上の期間において、前記主スイッチング素子をターンオフしてからターンオンするまでの期間に前記補助スイッチング素子をターンオンさせるソフトスイッチングモードで制御するステップと、

前記電流センサで検出した前記入力電流が所定値以下の期間において、前記主スイッチング素子のスイッチング動作を停止して、前記補助スイッチング素子をスイッチングさせるハードスイッチングモードで制御するステップを備えたことを特徴とする A C - D C コンバータの制御方法。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明は、交流電力を直流に変換する A C - D C コンバータに関する。

【背景技術】

【0 0 0 2】

従来の A C - D C コンバータは、ダイオードブリッジからなる整流回路と、スイッチング素子と平滑インダクタとダイオードと平滑コンデンサからなる力率改善回路で構成され、交流電力を直流に変換する。しかし、力率改善回路のスイッチング素子に電圧が印加されている状態でスイッチングすることによるスイッチング損失が大きく、効率が悪かった。

40

【0 0 0 3】

そこで、スイッチング損失を低減し効率の改善を図った A C - D C コンバータが非特許文献 1 に開示されている。この非特許文献 1 は、スイッチング損失を低減するため、スイッチング素子とリアクトルとダイオードから構成される補助回路を備えている。この補助回路により、力率改善回路のスイッチング素子に印加される電圧が概略ゼロの時にこのスイッチング素子をターンオン、ターンオフさせるゼロ電圧スイッチングを実現し、スイッ

50

チング損失を低減する。

【0004】

一方、特許文献1には、PWM制御範囲を大きくとり、PWM制御範囲の低い領域でも高効率な昇降圧チョッパ回路が開示されている。この特許文献1は、軽負荷電流領域では、補助トランジスタによるオン、オフによるハードスイッチングで動作させる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特開2006 34069号公報

【非特許文献】

10

【0006】

【非特許文献1】UC2855データシート/Texas Instruments

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

AC-DCコンバータの入力電力は交流であるから、負荷電力が一定の場合にも入力電力は絶えず脈動する。非特許文献1のAC-DCコンバータでは、交流の入力電力が小さい期間において、力率改善回路のスイッチング素子を動作させることによる損失があり、更なる高効率化の障害となっていた。

【0008】

20

また、特許文献1の昇降圧チョッパ回路の技術をAC-DCコンバータに拡張することにより、軽負荷電流領域では力率改善回路のスイッチング素子を停止して損失を抑制することができるようになる。しかしながら、AC-DCコンバータでは、入力電力が脈動することから、重負荷電流領域においても入力電力が小さい期間があり、この期間には、力率改善回路のスイッチング素子を動作させることによる損失があることから、やはり更なる高効率化の障害となっていた。

【0009】

本発明の目的は、軽負荷から重負荷までの広い負荷電流範囲において高効率なAC-DCコンバータを提供することである。

【課題を解決するための手段】

30

【0010】

本発明はその一面において、交流電源から主インダクタにエネルギーを蓄積するように前記主インダクタと直列接続された主スイッチング素子と、直流負荷に並列接続された平滑コンデンサと、前記主インダクタと前記主スイッチング素子の直列接続点から前記平滑コンデンサの正極に向けて接続された主ダイオードと、前記主スイッチング素子に並列接続された逆並列ダイオードおよびスナバコンデンサと、前記主スイッチング素子の両端間に接続された補助インダクタと補助スイッチング素子の直列回路と、前記補助インダクタと前記補助スイッチング素子の直列接続点から前記平滑コンデンサの正極に向けて接続された補助ダイオードと、前記主スイッチング素子および前記補助スイッチング素子を制御する制御手段とを備え、前記制御手段は、前記交流電源から流入する入力電流を電源電圧とほぼ同一位相の正弦波状に制御する力率改善制御を備え、前記交流電源から前記直流負荷に電力を供給するAC-DCコンバータにおいて、前記制御手段は、所定負荷以上において前記交流電源の毎半周期の中間に現れる前記入力電流が所定値以上の期間において、前記主スイッチング素子をターンオフしてからターンオンするまでの期間に前記補助スイッチング素子をターンオンさせるソフトスイッチングモードで制御するとともに、前記入力電流が所定値以下の期間において、前記主スイッチング素子のスイッチング動作を停止して、前記補助スイッチング素子をスイッチングさせるハードスイッチングモードで制御するように構成したことを特徴とする。

40

【発明の効果】

【0011】

50

本発明の望ましい実施態様によれば、軽負荷から重負荷までの広い負荷電流範囲において高効率な AC - DC コンバータを提供することができる。

【 0 0 1 2 】

本発明のその他の目的と特徴は、以下に述べる実施例の中で明らかにする。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 1 3 】

【 図 1 】 本発明の実施例 1 による AC - DC コンバータの主回路構成図。

【 図 2 】 実施例 1 の中負荷 ~ 重負荷における動作モードを説明する図。

【 図 3 】 実施例 1 の軽負荷における動作モードを説明する図。

【 図 4 】 実施例 1 のしきい値  $I_{th}$  の決め方を説明する図。

10

【 図 5 A 】 AC - DC コンバータ 1 のソフトスイッチングモード M 1 におけるモード A での動作を説明する回路図。

【 図 5 B 】 同じくモード M 1 におけるモード B での動作を説明する回路図。

【 図 5 C 】 同じくモード M 1 におけるモード C での動作を説明する回路図。

【 図 5 D 】 同じくモード M 1 におけるモード D での動作を説明する回路図。

【 図 5 E 】 同じくモード M 1 におけるモード E での動作を説明する回路図。

【 図 5 F 】 同じくモード M 1 におけるモード F での動作を説明する回路図。

【 図 5 G 】 同じくモード M 1 におけるモード G での動作を説明する回路図。

【 図 5 H 】 同じくモード M 1 におけるモード H での動作を説明する回路図。

【 図 6 A 】 AC - DC コンバータ 1 のハードスイッチングモード M 2 におけるモード A での動作を説明する回路図。

20

【 図 6 B 】 同じくモード M 2 におけるモード B での動作を説明する回路図。

【 図 6 C 】 同じくモード M 2 におけるモード C での動作を説明する回路図。

【 図 6 D 】 同じくモード M 2 におけるモード D での動作を説明する回路図。

【 図 6 E 】 同じくモード M 2 におけるモード E での動作を説明する回路図。

【 図 6 F 】 同じくモード M 2 におけるモード F での動作を説明する回路図。

【 図 7 】 本発明の実施例 2 による AC - DC コンバータの主回路構成図。

【 図 8 】 本発明の AC - DC コンバータを採用した電気自動車の電源システムの概要構成図。

【 発明を実施するための形態 】

30

【 0 0 1 4 】

本発明の実施形態について図面を参照しながら詳細に説明する。本明細書では、オン状態のスイッチング素子の電圧またはダイオードの順方向降下電圧と同等程度かそれ以下の電圧をゼロとして説明する。

【 実施例 1 】

【 0 0 1 5 】

図 1 は、本発明の実施例 1 による AC - DC コンバータ 1 の主回路構成図である。この AC - DC コンバータ 1 は、交流電源 1 1 の電力を直流負荷 1 2 に供給する。このとき、交流電源 1 1 からの入力電力の力率が 1 に近くなるようにする力率改善制御を備えている。

40

【 0 0 1 6 】

図 1 において、交流電源 1 1 は、整流ダイオード D 3 1 ~ D 3 4 をブリッジ接続したダイオードブリッジ回路 3 の交流端子間に接続されている。また、直流負荷 1 2 は、平滑コンデンサ C 1 に並列接続されている。

【 0 0 1 7 】

ダイオードブリッジ回路 3 の直流端子間には、主インダクタ L 1 と主スイッチング素子 S 1 が直列接続されており、主スイッチング素子 S 1 がオンすると、交流電源 1 1 のエネルギーが主インダクタ L 1 に蓄えられる。次に、主スイッチング素子 S 1 がオフしたとき、主インダクタ L 1 に蓄えられたエネルギーを平滑コンデンサ C 1 に放出するために、主インダクタ L 1 と主スイッチング素子 S 1 の直列接続点から平滑コンデンサ C 1 の正極に

50

向けて主ダイオードD 1が接続されている。

【0018】

また、主スイッチング素子S 1の両端間には、補助インダクタL 2と補助スイッチング素子S 2の直列回路が接続されており、補助スイッチング素子S 2がオンすると、交流電源1 1のエネルギーが主インダクタL 1および補助インダクタL 2に蓄えられる。次に、補助スイッチング素子S 2がオフしたとき、主インダクタL 1および補助インダクタL 2に蓄えられたエネルギーを平滑コンデンサC 1に放出するために、補助インダクタL 2と補助スイッチング素子S 2の直列接続点から平滑コンデンサC 1の陽極に向けて補助ダイオードD 2が接続されている。なお、D 4は逆流防止用のダイオードである。

【0019】

主スイッチング素子S 1には、逆並列ダイオードD S 1とスナバコンデンサC S 1が接続されている。ここで、主スイッチング素子S 1としてM O S F E Tを用いた場合は、逆並列ダイオードD S 1としてM O S F E Tの寄生ダイオードを利用することができる。また、主スイッチング素子S 1の寄生容量により、スナバコンデンサC S 1を省略できる場合がある。

【0020】

前記主スイッチング素子S 1の両端間には、補助インダクタL 2と補助スイッチング素子S 2の直列回路が接続されている。これら補助インダクタL 2と補助スイッチング素子S 2の直列接続点から前記平滑コンデンサC 1の正極に向けて補助ダイオードD 2が接続されている。

【0021】

このような主回路構成に対して、前記主スイッチング素子S 1および前記補助スイッチング素子S 2を制御する制御手段4を備えている。制御手段4には、交流電源1 1からの入力電流を検出する電流センサ1 3と、入力電圧を検出する電圧センサ1 4と、出力電圧を検出する電圧センサ1 5が接続されている。

【0022】

本実施例のA C - D Cコンバータは、交流電源1 1からの入力電流の大きさに応じて、動作モードを切替える特徴を持っている。

【0023】

図2～図4を用いて、動作モードの切替えにつき説明する。

【0024】

図2は、中負荷から重負荷における動作モードを説明する図である。図2において、 $V_{in}$ は電圧センサ1 4で検出した入力電圧の大きさである。 $I_{in}$ は電流センサ1 3で検出した入力電流の大きさであり、力率改善制御により、電圧 $V_{in}$ と同様の位相や波形となっている。 $I_{th}$ は動作モードを切替えるための電流のしきい値である。 $I_{out}$ は負荷1 2へ流れる出力電流である。

【0025】

このように、中負荷から重負荷においては、入力電流 $I_{in}$ がしきい値 $I_{th}$ より大きい期間にはソフトスイッチングモードM 1で動作し、入力電流 $I_{in}$ がしきい値 $I_{th}$ より小さい期間にはハードスイッチングモードM 2で動作する。ソフトスイッチングモードM 1およびハードスイッチングモードM 2については、図5 A～図5 Hおよび図6 A～図6 Fを用いて後述する。

【0026】

図3は、軽負荷時における動作モードを説明する図である。図3において、 $V_{in}$ 、 $I_{in}$ 、 $I_{th}$ 並びに $I_{out}$ の定義は図2と同様である。

【0027】

図3のように、負荷1 2へ流れる出力電流 $I_{out}$ が小さく、入力電流 $I_{in}$ のピーク値がしきい値 $I_{th}$ より小さい軽負荷時においては、ソフトスイッチングモードM 1で動作する期間がなくなり、ハードスイッチングモードM 2で動作する。

【0028】

10

20

30

40

50

このように、本実施例のAC-DCコンバータでは、負荷電流が大きい場合(図2)にも小さな場合(図3)にも、ハードスイッチングモードM2で動作する期間が必ず存在する。

【0029】

図4は、しきい値 $I_{th}$ の決め方を説明する図である。図4において、 $L_{oss}$ は、ソフトスイッチングモードM1で動作させたときの損失と、ハードスイッチングモードM2で動作させたときの損失である。図4に示すように、電流 $I_{in}$ の大きさにより、損失 $L_{oss}$ が小さい動作モードM2あるいはM1を選択するように、しきい値 $I_{th}$ を決めればよい。

【0030】

ここで、電流 $I_{in}$ がしきい値 $I_{th}$ と同程度の大きさのときに、動作モードがソフトスイッチングモードM1 ハードスイッチングモードM2間で頻繁に切替わる場合がある。このような場合には、ソフトスイッチングモードM1からハードスイッチングモードM2へ切替えるしきい値と、ハードスイッチングモードM2からソフトスイッチングモードM1へ切替えるしきい値とを、異なる値に、それぞれ定めることにより解決できる場合がある。すなわち、ある基準値以上と以下とで制御を切替える場合に良く知られているように、往復の基準値に差を設けることにより、いわゆるヒステリシス特性を持たせることにより、頻繁な切替わり(ハンチング)を防止することができる。

【0031】

もちろん、しきい値 $I_{th}$ は交流電源11の電圧により変化させてもよい。例えば、交流100V系の電源に接続するときと、交流200V系の電源に接続するときとは、しきい値 $I_{th}$ の適切な値が異なる場合がある。このような場合は、それぞれの交流電圧におけるしきい値 $I_{th}$ を決めて切替えればよい。

【0032】

次に、図5A~図5H、図6A~図6Fを用いて、各動作モードM1、M2における回路動作を説明する。ここでは、交流電源11の電圧が一方の極性の場合のみにつき説明する。交流電源11の電圧が他方の極性の場合の動作は、容易に類推可能である。

【0033】

(ソフトスイッチングモードM1)

図5A~図5Hは、AC-DCコンバータ1のソフトスイッチングモードM1における動作を説明する回路図であり、それぞれ、モードA~Hを表す。

【0034】

(モードA)

まず、モードAでは、主スイッチング素子 $S_1$ がオン状態、補助スイッチング素子 $S_2$ がオフ状態である。交流電源11の電圧が主インダクタ $L_1$ に印加され、交流電源11のエネルギーが主インダクタ $L_1$ に蓄積される。

【0035】

(モードB)

主スイッチング素子 $S_1$ をターンオフすると、主インダクタ $L_1$ の電流はスナバコンデンサ $C_S1$ を充電し、スナバコンデンサ $C_S1$ と主スイッチング素子 $S_1$ の電圧は上昇していく。

【0036】

(モードC)

スナバコンデンサ $C_S1$ の電圧が、平滑コンデンサ $C_1$ の電圧すなわち出力電圧を超えると、主ダイオード $D_1$ が導通し、交流電源11と主インダクタ $L_1$ のエネルギーが出力側に供給される。このとき、補助インダクタ $L_2$ と補助ダイオード $D_2$ にも電流が流れる場合がある。

【0037】

(モードD)

補助スイッチング素子 $S_2$ をターンオンすると、補助インダクタ $L_2$ に出力電圧が印加

10

20

30

40

50

される。補助インダクタL 2の電流の増加に伴い、主ダイオードD 1の電流が減少していく。

【0038】

(モードE)

主ダイオードD 1の電流がゼロに達すると、スナバコンデンサC S 1が放電を開始する。補助インダクタL 2には、主インダクタL 1の電流とスナバコンデンサC S 1の放電電流が流れる。スナバコンデンサC S 1の電圧は減少していく。

【0039】

(モードF)

スナバコンデンサC S 1の電圧がゼロに達すると、逆並列ダイオードD S 1が導通する。補助インダクタL 2には、主インダクタL 1の電流と逆並列ダイオードD S 1の電流が流れる。このとき、主スイッチング素子S 1の電圧はゼロに保たれている。

10

【0040】

(モードG)

主スイッチング素子S 1をターンオンする。主スイッチング素子S 1の電圧がゼロの状態からターンオンするから、このターンオンはソフトスイッチングとなる。また、補助スイッチング素子S 2をターンオフすると、補助インダクタL 2の電流が、補助ダイオードD 2を介して出力側に供給される。補助インダクタL 2には出力電圧が印加される。補助インダクタL 2の電流の減少に伴い、逆並列ダイオードD S 1の電流も減少していく。

【0041】

(モードH)

逆並列ダイオードD S 1の電流がゼロに達すると、主スイッチング素子S 1に電流が流れ始める。補助インダクタL 2の電流の減少に伴い、主スイッチング素子S 1の電流が増加していく。

20

【0042】

その後、補助インダクタL 2の電流がゼロに達すると、補助ダイオードD 2が逆回復し、モードAへ戻る。このとき、補助ダイオードD 2の逆導通により蓄積された補助インダクタL 2の電流が、補助スイッチング素子S 2に逆電流を流す場合がある。この逆電流を防止するために、補助スイッチング素子S 2と直列に逆流防止ダイオードD 4が挿入されている。

30

【0043】

(ハードスイッチングモードM 2)

図6A～図6Fは、AC-DCコンバータ1のハードスイッチングモードM 2における動作を説明する回路図である。ただし、図6A～図6Fは、モードA～Fを表す。このハードスイッチングモードM 2では、主スイッチング素子S 1はオフ状態を保つ。

【0044】

(モードA)

まず、モードAでは、補助スイッチング素子S 2がオン状態である。交流電源11の電圧が主インダクタL 1と補助インダクタL 2に印加され、交流電源11のエネルギーが両インダクタL 1、L 2に蓄積される。スナバコンデンサC S 1は、両インダクタL 1、L 2の分圧比で決まる電圧で充電されている。

40

【0045】

(モードB)

補助スイッチング素子S 2をターンオフすると、補助インダクタL 2の電流は、出力側へ供給されて減少していく。主インダクタL 1の電流はスナバコンデンサC S 1を充電し、スナバコンデンサC S 1の電圧は上昇していく。

【0046】

(モードC)

ソフトスイッチングモードM 1のモードCと同様である。

【0047】

50

(モードD)

ソフトスイッチングモードM1のモードDと同様である。

【0048】

(モードE)

ソフトスイッチングモードM1のモードEと同様である。

【0049】

(モードF)

スナバコンデンサCS1の電圧がゼロに達すると、逆並列ダイオードDS1が導通する。補助インダクタL2には、主インダクタL1の電流と逆並列ダイオードDS1の電流が流れる。このとき、補助インダクタL2の電圧はゼロであるから、補助インダクタL2の電流は保たれる。一方、主インダクタL1には交流電源11の電圧が印加されているから、主インダクタL1の電流は増加していく。したがって、逆並列ダイオードDS1の電流は減少していく。

10

【0050】

その後、逆並列ダイオードDS1の電流がゼロに達すると、モードAへ戻る。

【0051】

以上、説明したように、中負荷から重負荷において、主スイッチング素子S1と主ダイオードD1には、主インダクタL1のエネルギー蓄積と放出に伴う主な電流が流れる。したがって、主スイッチング素子S1にはオン抵抗やオン電圧の低い素子、例えばIGBTが適し、主ダイオードD1には順方向降下電圧の低い素子、例えばシリコンPN接合ダイオードが適している。

20

【0052】

一方、補助スイッチング素子S2と補助ダイオードD2は、両動作モードM1、M2において、共にハードスイッチング動作を行う。したがって、補助スイッチング素子S2にはスイッチング特性が速い素子、例えばMOSFETが適し、補助ダイオードD2には逆回復特性が速い素子、例えばSiCショットキーバリアダイオードが適している。

【0053】

この実施例においては、交流電源11から、ブリッジダイオード整流回路3を通して直流電圧を入力している。

【0054】

30

その構成は、第1～第4の整流ダイオードD31～D34がブリッジ接続され、かつ交流端子に前記交流電源11が接続されたダイオードブリッジ回路を備えている。前記ダイオードブリッジ回路3の直流端子間に前記主インダクタL1と前記主スイッチング素子S1とを直列接続し、前記主スイッチング素子S1の両端間に前記補助インダクタL2および前記補助スイッチング素子S2を直列接続している。

【0055】

ここまでは、前述した通りの表現であるが、以下、次のように言い換えることができる。前記主スイッチング素子S1の両端間に前記主ダイオードD1および前記平滑コンデンサC1を直列接続し、前記補助インダクタL2および前記補助スイッチング素子S2の接続点と前記主ダイオードD1および前記平滑コンデンサC1の接続点との間に前記補助ダイオードD2を接続している。

40

【0056】

さらに、この実施例の主回路構成は、次のように言い換えることができる。

【0057】

前記ダイオードブリッジ回路3の直流端子のアノード側に前記主スイッチング素子S1と前記補助スイッチング素子S2と前記平滑コンデンサC1の一端を接続し、前記ダイオードブリッジ回路3の直流端子のカソード側に前記主インダクタL1を接続し、前記主インダクタL1と前記主スイッチング素子S1との接続点に前記主ダイオードD1のアノードと前記補助インダクタL2とを接続し、前記補助インダクタL2と前記補助スイッチング素子S2との接続点に前記補助ダイオードD2のアノードを接続し、前記平滑コンデン

50

サ C 1 の他端に前記主ダイオード D 1 のカソードと前記補助ダイオード D 2 のカソードとを接続した A C - D C コンバータである。

【 0 0 5 8 】

以上、説明したように、中負荷から重負荷において、主スイッチング素子 S 1 と主ダイオード D 1 には、主インダクタ L 1 のエネルギー蓄積と放出に伴う主な電流が流れる。したがって、主スイッチング素子 S 1 には I G B T のようにオン抵抗やオン電圧の低い素子が適し、主ダイオード D 1 にはシリコン P N 接合ダイオードなどの順方向降下電圧の低い素子が適している。

【 0 0 5 9 】

一方、補助スイッチング素子 S 2 と補助ダイオード D 2 は、動作モード M 1 , M 2 共にハードスイッチング動作である。したがって、補助スイッチング素子 S 2 には、M O S F E T のようにスイッチング特性が速い素子が適し、補助ダイオード D 2 には、S i C ショットキーバリアダイオードなどの逆回復特性が速い素子が適している。

10

【 0 0 6 0 】

もちろん、主スイッチング素子 S 1 と補助スイッチング素子 S 2 として、また、主ダイオード D 1 と補助ダイオード D 2 として、同じ種類の素子を用いても、本発明の効果を得ることは可能である。

【 実施例 2 】

【 0 0 6 1 】

図 7 は、本発明の実施例 2 による A C - D C コンバータ 5 の主回路構成図である。この A C - D C コンバータ 5 は、交流電源 1 1 の電力を直流負荷 1 2 に供給する。このとき、交流電源 1 1 からの入力電力の力率が 1 に近くなるようにする力率改善制御を備えている。

20

【 0 0 6 2 】

図 7 において、平滑コンデンサ C 1 の両端間に、主ダイオード D 1 1 と主スイッチング素子 S 1 1 が直列接続され、主ダイオード D 1 2 と主スイッチング素子 S 1 2 が直列接続され、補助ダイオード D 2 1 と補助スイッチング素子 S 2 1 が直列接続され、補助ダイオード D 2 2 と補助スイッチング素子 S 2 2 が直列接続されている。このとき、これらのダイオード D 1 1、D 1 2、D 2 1、D 2 2 のカソード同士が接続されている。

【 0 0 6 3 】

主ダイオード D 1 1 と主スイッチング素子 S 1 1 の接続点と、補助ダイオード D 2 1 と補助スイッチング素子 S 2 1 の接続点との間に補助インダクタ L 2 1 が接続されている。また、主ダイオード D 1 2 と主スイッチング素子 S 1 2 の接続点と、補助ダイオード D 2 2 と補助スイッチング素子 S 2 2 の接続点との間に補助インダクタ L 2 2 が接続されている。

30

【 0 0 6 4 】

交流電源 1 1 は、主インダクタ L 1 1、L 1 2 を介して、主ダイオード D 1 1 と主スイッチング素子 S 1 1 の接続点と、主ダイオード D 1 2 と主スイッチング素子 S 1 2 の接続点との間に接続されている。また、直流負荷 1 2 は、平滑コンデンサ C 1 に並列接続されている。

40

【 0 0 6 5 】

主スイッチング素子 S 1 1、S 1 2 には、それぞれ逆並列ダイオード D S 1 1、D S 1 2 とスナバコンデンサ C S 1 1、C S 1 2 が接続されている。ここで、主スイッチング素子 S 1 1、S 1 2 として M O S F E T を用いた場合は、逆並列ダイオード D S 1 1、D S 1 2 として M O S F E T の寄生ダイオードを利用することができる。また、主スイッチング素子 S 1 1、S 1 2 の寄生容量により、スナバコンデンサ C S 1 1、C S 1 2 を省略できる場合がある。なお、D 4 1 および D 4 2 は逆流防止用のダイオードである。

【 0 0 6 6 】

主スイッチング素子 S 1 1、S 1 2 と補助スイッチング素子 S 2 1、S 2 2 は、制御手段 7 によって制御される。制御手段 7 には、交流電源 1 1 からの入力電流を検出する電流

50

センサ 13 と、入力電圧を検出する電圧センサ 16, 17 と、出力電圧を検出する電圧センサ 15 が接続されている。

【0067】

AC-DCコンバータ5の動作モードM1、M2の切替え方法は、実施例1のAC-DCコンバータ1と同様である。

【0068】

また、回路動作については、交流電源11の電圧が主スイッチング素子S11向きに正の場合は主スイッチング素子S11と補助スイッチング素子S21をスイッチング動作させ、交流電源11の電圧が主スイッチング素子S12向きに正の場合は主スイッチング素子S12と補助スイッチング素子S22をスイッチング動作させる点に留意すれば、実施例1のAC-DCコンバータ1と同様である。

10

【0069】

図1および図7に示す本発明の実施例においては、共通して、次の構成を備えている。

【0070】

すなわち、交流電源11から主インダクタL1(L11, L12)にエネルギーを蓄積するように前記主インダクタと直列接続された主スイッチング素子S1(S11, S12)と、直流負荷12に並列接続された平滑コンデンサC1と、前記主スイッチング素子S1(S11, S12)に並列接続された逆並列ダイオードDS1(DS11, DS12)およびスナバコンデンサCS1(CS11, CS12)と、前記主インダクタL1(L11, L12)のエネルギーを前記平滑コンデンサC1に放出するように前記主インダクタL1(L11, L12)と前記主スイッチング素子S1(S11, S12)の直列接続点から前記平滑コンデンサC1の正極に向けて接続された主ダイオードD1(D11, D12)と、前記主スイッチング素子S1(S11, S12)の両端間に接続された補助インダクタL2(L21, L22)と補助スイッチング素子S2(S21, S22)の直列回路と、前記補助インダクタL2(L21, L22)と前記補助スイッチング素子S2(S21, S22)の直列接続点から前記平滑コンデンサC1の正極に向けて接続された補助ダイオードD2(D21, D22)と、前記主スイッチング素子S1(S11, S12)および前記補助スイッチング素子を制御する制御手段4(7)とを備え、前記制御手段4(7)は、前記交流電源11から流入する入力電流を正弦波状に制御する力率改善制御を備え、前記交流電源11から前記直流負荷12に電力を供給するAC-DCコンバータ1(5)において、前記制御手段4(7)は、前記入力電流 $I_{in}$ が所定値 $I_{th}$ 以上の期間においては、前記主スイッチング素子S1(S11, S12)をターンオフしてからターンオンするまでの期間に前記補助スイッチング素子S2(S21, S22)をターンオンするソフトスイッチングモードM1で動作するようにし、前記入力電流 $I_{in}$ が前記所定値 $I_{th}$ 以下の期間においては、前記主スイッチング素子S1(S11, S12)のスイッチング動作を停止して前記補助スイッチング素子S2(S21, S22)をスイッチング動作させるハードスイッチングモードM2で動作するように構成している。

20

30

【0071】

また、図7に示す実施例2の主回路構成は、次のように言い換えることもできる。

【0072】

前記主インダクタL1は、第1, 第2の主インダクタL1, L2を備え、前記補助インダクタL2は、第1, 第2の補助インダクタL21, L22を備え、前記主ダイオードD1は、前記平滑コンデンサC1の一端にカソードを接続された第1, 第2の主ダイオードD11, D12を備え、前記補助ダイオードD2は、前記平滑コンデンサC1の一端にカソードを接続された第1, 第2の補助ダイオードD21, D22を備え、前記主スイッチング素子S1は、前記平滑コンデンサC1の他端に一端を接続され、かつ前記第1, 第2の主ダイオードD11, D12のアノードにそれぞれ他端を接続された第1, 第2の主スイッチング素子S11, S12を備え、前記補助スイッチング素子S2は、前記平滑コンデンサC1の他端に一端を接続され、かつ前記第1, 第2の補助ダイオードD21, D22のアノードにそれぞれ他端を接続された第1, 第2の補助スイッチング素子S21, S

40

50

22を備え、前記逆並列ダイオードDS1および前記スナバコンデンサCS1は、前記第1,第2の主スイッチング素子S11,S12にそれぞれ並列接続された第1,第2の逆並列ダイオードDS11,DS12および第1,第2のスナバコンデンサCS11,CS12を備え、前記第1の主ダイオードD11のアノードと前記第1の補助ダイオードD21のアノードとの間に前記第1の補助インダクタL21を接続し、前記第2の主ダイオードD12のアノードと前記第2の補助ダイオードD22のアノードとの間に前記第2の補助インダクタL22を接続し、前記第1,第2の主ダイオードD11,D12のアノード間に前記第1,第2の主インダクタL11,L12を介して前記交流電源11を接続したAC-DCコンバータである。

【実施例3】

10

【0073】

図8は、本発明のAC-DCコンバータを採用した電気自動車57の電源システムの概要構成図である。バッテリー53には、モータ56を駆動するインバータ55へ電力供給するDC-DCコンバータ54が接続されている。本発明のAC-DCコンバータ50は、交流電源51と、バッテリー53を充電するDC-DCコンバータ52に接続され、交流電源51の電力を直流に変換しDC-DCコンバータ52に供給する。

【0074】

この実施例4によれば、本発明のAC-DCコンバータ50を用いることで、充電初期の中負荷や重負荷の状態から、充電終期の軽負荷の状態まで、広い範囲で高効率に商用電源からバッテリー53を充電することができる。もちろん、本発明のAC-DCコンバータ50は、ハイブリッド自動車に適用することもできる。

20

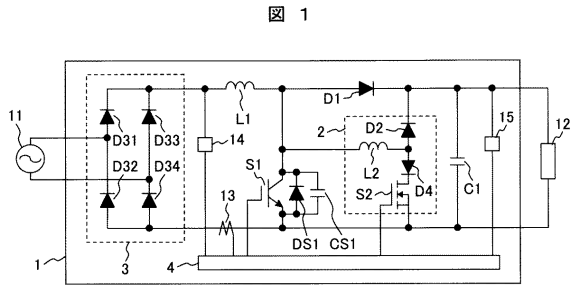
【符号の説明】

【0075】

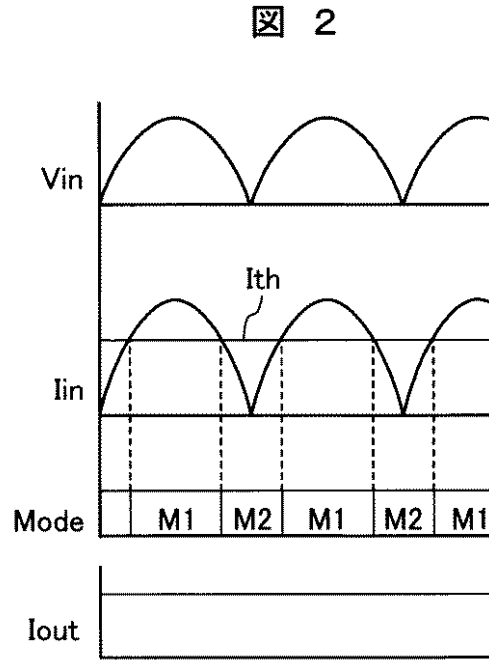
1,5,50...AC-DCコンバータ、2,6...補助回路、3...ダイオードブリッジ回路、4,7...制御手段、11,51...交流電源、12...直流負荷、13...電流センサ、14~17...電圧センサ、52,54...DC-DCコンバータ、53...バッテリー、55...インバータ、56...モータ、57...電気自動車、D1,D11,D12...主ダイオード、D2,D21,D22...補助ダイオード、D31~34...整流ダイオード、D4,D41,D42...逆流防止ダイオード、C1...平滑コンデンサ、L1,L11,L12...主インダクタ、L2,L21,L22...補助インダクタ、S1,S11,S12...主スイッチング素子、S2,S21,S22...補助スイッチング素子、DS1,DS11,DS12...逆並列ダイオード、CS1,CS11,CS12...スナバコンデンサ。

30

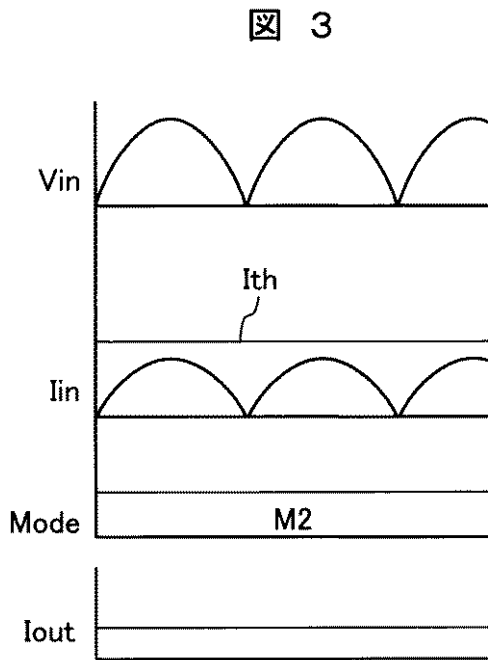
【 図 1 】



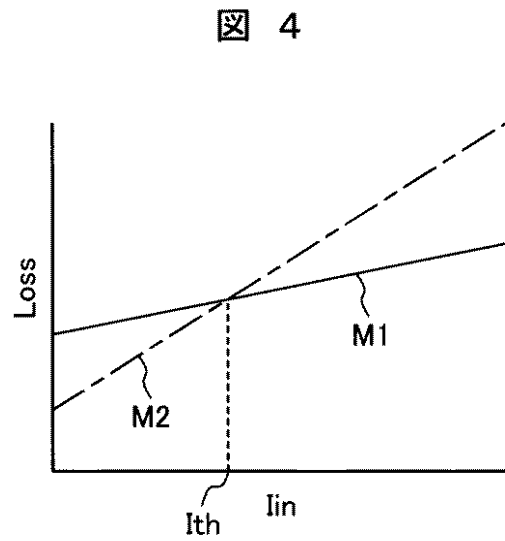
【 図 2 】



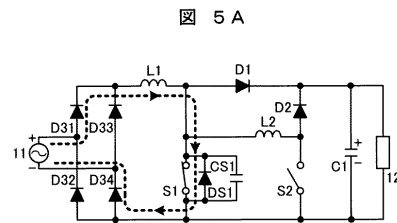
【 図 3 】



【 図 4 】

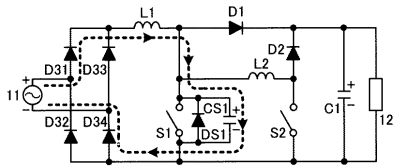


【 図 5 A 】



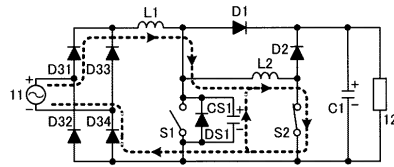
【 図 5 B 】

図 5 B



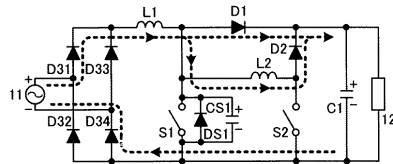
【 図 5 E 】

図 5 E



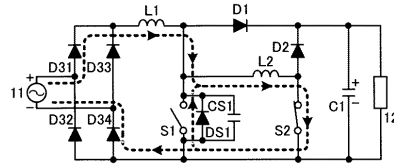
【 図 5 C 】

図 5 C



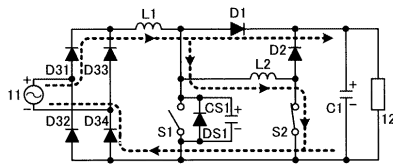
【 図 5 F 】

図 5 F



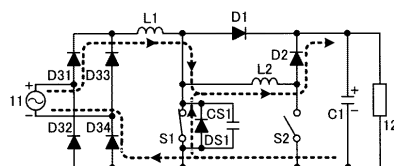
【 図 5 D 】

図 5 D



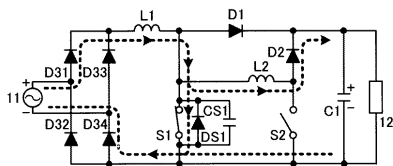
【 図 5 G 】

図 5 G



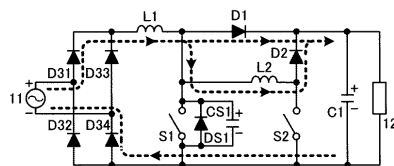
【 図 5 H 】

図 5 H



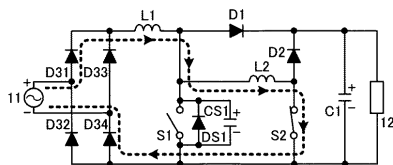
【 図 6 C 】

図 6 C



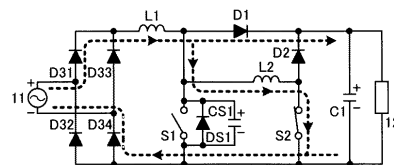
【 図 6 A 】

図 6 A



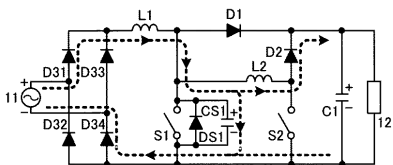
【 図 6 D 】

図 6 D



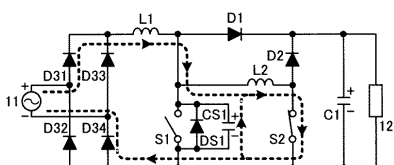
【 図 6 B 】

図 6 B



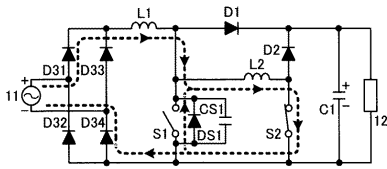
【 図 6 E 】

図 6 E



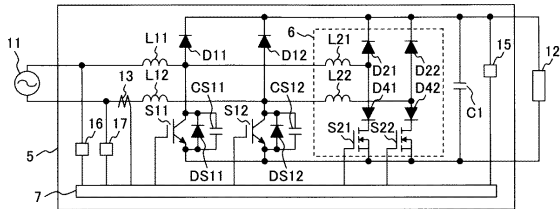
【 図 6 F 】

図 6 F



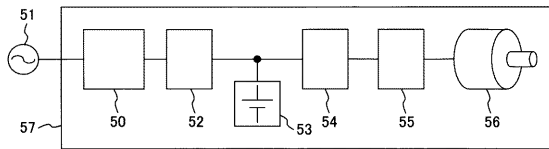
【 図 7 】

図 7



【 図 8 】

図 8



---

フロントページの続き

(72)発明者 畠山 智行

日本国茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所 日立研究所内

審査官 服部 俊樹

(56)参考文献 特開2004-147475(JP,A)

特表2009-543532(JP,A)

特開平9-289782(JP,A)

特開2006-34069(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/06