

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5104946号  
(P5104946)

(45) 発行日 平成24年12月19日(2012.12.19)

(24) 登録日 平成24年10月12日(2012.10.12)

(51) Int.Cl. F I  
**HO2M 7/12 (2006.01)** HO2M 7/12 Q

請求項の数 10 (全 21 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2010-517623 (P2010-517623)                  (86) (22) 出願日 平成21年9月29日(2009.9.29)                  (86) 国際出願番号 PCT/JP2009/066905                  (87) 国際公開番号 W02010/106701                  (87) 国際公開日 平成22年9月23日(2010.9.23)                  審査請求日 平成22年5月7日(2010.5.7)                  (31) 優先権主張番号 特願2009-65798 (P2009-65798)                  (32) 優先日 平成21年3月18日(2009.3.18)                  (33) 優先権主張国 日本国(JP)</p>	<p>(73) 特許権者 000006231                  株式会社村田製作所                  京都府長岡京市東神足1丁目10番1号                  (74) 代理人 110000970                  特許業務法人 楓国際特許事務所                  (72) 発明者 鵜野 良之                  京都府長岡京市東神足1丁目10番1号                  株式会社村田製作所内                   審査官 今井 貞雄</p>
---	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 PFCコンバータ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流入力電源から入力される交流電圧を整流する整流回路と、  
 前記整流回路の後段に接続された、インダクタ及びスイッチング素子を含む直列回路と、  
 、  
 前記スイッチング素子に並列接続された整流平滑回路と、  
 前記交流入力電源から入力される入力電流が前記交流電圧に対して相似形となるように  
 前記スイッチング素子を制御するスイッチング制御手段と、  
 前記インダクタに流れる電流を検出する電流検出手段と、  
 を備えたPFCコンバータであって、  
 動作モードが、電流連続モード、電流不連続モードのいずれであるかを判定する動作モ  
 ード判定手段を有し、  
 前記スイッチング制御手段は、前記動作モードが電流連続モードである場合に、前記電  
 流検出手段によって検出されるインダクタに流れる電流の平均値の変化が正弦波状になる  
 ように前記スイッチング素子を制御し、前記動作モードが電流不連続モードである場合に  
 、前記インダクタに流れる電流のピーク値の変化が正弦波状になるように、前記交流入力  
 電源の電圧変化周期にわたって前記スイッチング素子のオン時間を一定に制御し、  
 前記動作モード判定手段は、前記インダクタのインダクタンス値をL、前記交流電圧を  
 $V_{in}$ 、前記PFCコンバータの出力電圧を $V_o$ 、前記スイッチング素子のオン期間をT  
 on、オフ期間をT<sub>off</sub>とした場合、前記電流検出手段によって、前記スイッチング素子の

10

20

オン期間の midpoint でサンプリングされた電流の検出値を  $I_{L_{av}}$  とすると、

$I_{L_{av}} - (1/2) \times \{ (V_o - V_{in}) / L \} \times T_{off}$  が実質的に正のときを電流連続モード、

$I_{L_{av}} - (1/2) \times \{ (V_o - V_{in}) / L \} \times T_{off}$  が実質的に負のときを電流不連続モードと判定する、PFCコンバータ。

**【請求項2】**

出力ポートに対して並列に接続された、第1のスイッチング素子と第1の整流素子を含む第1の直列回路と、

前記第1のスイッチング素子と前記第1の整流素子との接続点と、交流入力電源の第1の入力端との間に接続されたインダクタと、

前記出力ポートに対して並列に接続され、第2のスイッチング素子と第2の整流素子を含み、第2のスイッチング素子と第2の整流素子との接続点が前記交流入力電源の第2の入力端に接続された第2の直列回路と、

前記出力ポートに対して並列に接続された平滑回路と、

前記交流入力電源から入力される入力電流が前記交流入力電源の電圧に対して相似形となるように前記スイッチング素子を制御するスイッチング制御手段と、

前記インダクタに流れる電流を検出する電流検出手段と、

を備えたPFCコンバータであって、

動作モードが、電流連続モード、電流不連続モードのいずれであるかを判定する動作モード判定手段を有し、

前記スイッチング制御手段は、前記動作モードが電流連続モードである場合に、前記電流検出手段によって検出されるインダクタに流れる電流の平均値の変化が正弦波状になるように前記スイッチング素子を制御し、前記動作モードが電流不連続モードである場合に、前記インダクタに流れる電流のピーク値の変化が正弦波状になるように、前記交流入力電源の電圧変化周期にわたって前記スイッチング素子のオン時間を一定に制御し、

前記動作モード判定手段は、前記インダクタのインダクタンス値を  $L$ 、前記交流入力電源の電圧を  $V_{in}$ 、前記PFCコンバータの出力電圧を  $V_o$ 、前記スイッチング素子のオン期間を  $T_{on}$ 、オフ期間を  $T_{off}$  とした場合、前記電流検出手段によって、前記スイッチング素子のオン期間の midpoint でサンプリングされた電流の検出値を  $I_{L_{av}}$  とすると、

$I_{L_{av}} - (1/2) \times \{ (V_o - V_{in}) / L \} \times T_{off}$  が実質的に正のときを電流連続モード、

$I_{L_{av}} - (1/2) \times \{ (V_o - V_{in}) / L \} \times T_{off}$  が実質的に負のときを電流不連続モードと判定する、PFCコンバータ。

**【請求項3】**

交流入力電源から入力される交流電圧を整流する整流回路と、

前記整流回路の後段に接続された、インダクタ及びスイッチング素子を含む直列回路と

、

前記スイッチング素子に並列接続された整流平滑回路と、

前記交流入力電源から入力される入力電流が前記交流電圧に対して相似形となるように前記スイッチング素子を制御するスイッチング制御手段と、

前記インダクタに流れる電流を検出する電流検出手段と、

を備えたPFCコンバータであって、

動作モードが、電流連続モード、電流不連続モードのいずれであるかを判定する動作モード判定手段を有し、

前記スイッチング制御手段は、前記動作モードが電流連続モードである場合に、前記電流検出手段によって検出されるインダクタに流れる電流の平均値の変化が正弦波状になるように前記スイッチング素子を制御し、前記動作モードが電流不連続モードである場合に、前記インダクタに流れる電流のピーク値の変化が正弦波状になるように、前記交流入力電源の電圧変化周期にわたって前記スイッチング素子のオン時間を一定に制御し、

前記動作モード判定手段は、前記インダクタのインダクタンス値を  $L$ 、前記交流電圧を

10

20

30

40

50

$V_{in}$ 、前記PFCコンバータの出力電圧を $V_o$ 、前記スイッチング素子のオン期間を $T_{on}$ 、オフ期間を $T_{off}$ とした場合、前記電流検出手段によって、前記スイッチング素子のオン期間の終点でサンプリングされた電流の検出値を $I_{Lp}$ とすると、

$I_{Lp} - \{ (V_o - V_{in}) / L \} \times T_{off}$ が実質的に正のときを電流連続モード、  
 $I_{Lp} - \{ (V_o - V_{in}) / L \} \times T_{off}$ が実質的に負のときを電流不連続モードと判定する、PFCコンバータ。

【請求項4】

出力ポートに対して並列に接続された、第1のスイッチング素子と第1の整流素子を含む第1の直列回路と、

前記第1のスイッチング素子と前記第1の整流素子との接続点と、交流入力電源の第1の入力端との間に接続されたインダクタと、

前記出力ポートに対して並列に接続され、第2のスイッチング素子と第2の整流素子を含み、第2のスイッチング素子と第2の整流素子との接続点が前記交流入力電源の第2の入力端に接続された第2の直列回路と、

前記出力ポートに対して並列に接続された平滑回路と、

前記交流入力電源から入力される入力電流が前記交流入力電源の電圧に対して相似形となるように前記スイッチング素子を制御するスイッチング制御手段と、

前記インダクタに流れる電流を検出する電流検出手段と、

を備えたPFCコンバータであって、

動作モードが、電流連続モード、電流不連続モードのいずれであるかを判定する動作モード判定手段を有し、

前記スイッチング制御手段は、前記動作モードが電流連続モードである場合に、前記電流検出手段によって検出されるインダクタに流れる電流の平均値の変化が正弦波状になるように前記スイッチング素子を制御し、前記動作モードが電流不連続モードである場合に、前記インダクタに流れる電流のピーク値の変化が正弦波状になるように、前記交流入力電源の電圧変化周期にわたって前記スイッチング素子のオン時間を一定に制御し、

前記動作モード判定手段は、前記インダクタのインダクタンス値を $L$ 、前記交流入力電源の電圧を $V_{in}$ 、前記PFCコンバータの出力電圧を $V_o$ 、前記スイッチング素子のオン期間を $T_{on}$ 、オフ期間を $T_{off}$ とした場合、前記電流検出手段によって、前記スイッチング素子のオン期間の終点でサンプリングされた電流の検出値を $I_{Lp}$ とすると、

$I_{Lp} - \{ (V_o - V_{in}) / L \} \times T_{off}$ が実質的に正のときを電流連続モード、  
 $I_{Lp} - \{ (V_o - V_{in}) / L \} \times T_{off}$ が実質的に負のときを電流不連続モードと判定する、PFCコンバータ。

【請求項5】

交流入力電源から入力される交流電圧を整流する整流回路と、

前記整流回路の後段に接続された、インダクタ及びスイッチング素子を含む直列回路と、

前記スイッチング素子に並列接続された整流平滑回路と、

前記交流入力電源から入力される入力電流が前記交流電圧に対して相似形となるように前記スイッチング素子を制御するスイッチング制御手段と、

前記インダクタに流れる電流を検出する電流検出手段と、

を備えたPFCコンバータであって、

動作モードが、電流連続モード、電流不連続モードのいずれであるかを判定する動作モード判定手段を有し、

前記スイッチング制御手段は、前記動作モードが電流連続モードである場合に、前記電流検出手段によって検出されるインダクタに流れる電流の平均値の変化が正弦波状になるように前記スイッチング素子を制御し、前記動作モードが電流不連続モードである場合に、前記インダクタに流れる電流のピーク値の変化が正弦波状になるように、前記交流入力電源の電圧変化周期にわたって前記スイッチング素子のオン時間を一定に制御し、

前記動作モード判定手段は、前記電流検出手段によって検出された前記スイッチング素

10

20

30

40

50

子のオフ期間の midpoint でサンプリングされた電流の検出値が、前記電流検出手段によって検出された前記スイッチング素子のオン期間の midpoint でサンプリングされた電流の検出値より小さいとき電流不連続モードと判定し、それ以外るとき電流連続モードと判定する、PFCコンバータ。

**【請求項6】**

出力ポートに対して並列に接続された、第1のスイッチング素子と第1の整流素子を含む第1の直列回路と、

前記第1のスイッチング素子と前記第1の整流素子との接続点と、交流入力電源の第1の入力端との間に接続されたインダクタと、

前記出力ポートに対して並列に接続され、第2のスイッチング素子と第2の整流素子を含み、第2のスイッチング素子と第2の整流素子との接続点が前記交流入力電源の第2の入力端に接続された第2の直列回路と、

前記出力ポートに対して並列に接続された平滑回路と、

前記交流入力電源から入力される入力電流が前記交流入力電源の電圧に対して相似形となるように前記スイッチング素子を制御するスイッチング制御手段と、

前記インダクタに流れる電流を検出する電流検出手段と、  
を備えたPFCコンバータであって、

動作モードが、電流連続モード、電流不連続モードのいずれであるかを判定する動作モード判定手段を有し、

前記スイッチング制御手段は、前記動作モードが電流連続モードである場合に、前記電流検出手段によって検出されるインダクタに流れる電流の平均値の変化が正弦波状になるように前記スイッチング素子を制御し、前記動作モードが電流不連続モードである場合に、前記インダクタに流れる電流のピーク値の変化が正弦波状になるように、前記交流入力電源の電圧変化周期にわたって前記スイッチング素子のオン時間を一定に制御し、

前記動作モード判定手段は、前記電流検出手段によって検出された前記スイッチング素子のオフ期間の midpoint でサンプリングされた電流の検出値が、前記電流検出手段によって検出された前記スイッチング素子のオン期間の midpoint でサンプリングされた電流の検出値より小さいとき電流不連続モードと判定し、それ以外るとき電流連続モードと判定する、PFCコンバータ。

**【請求項7】**

交流入力電源から入力される交流電圧を整流する整流回路と、

前記整流回路の後段に接続された、インダクタ及びスイッチング素子を含む直列回路と

、  
前記スイッチング素子に並列接続された整流平滑回路と、

前記交流入力電源から入力される入力電流が前記交流電圧に対して相似形となるように前記スイッチング素子を制御するスイッチング制御手段と、

前記インダクタに流れる電流を検出する電流検出手段と、

を備えたPFCコンバータであって、

動作モードが、電流連続モード、電流不連続モードのいずれであるかを判定する動作モード判定手段を有し、

前記スイッチング制御手段は、前記動作モードが電流連続モードである場合に、前記電流検出手段によって検出されるインダクタに流れる電流の平均値の変化が正弦波状になるように前記スイッチング素子を制御し、前記動作モードが電流不連続モードである場合に、前記インダクタに流れる電流のピーク値の変化が正弦波状になるように、前記交流入力電源の電圧変化周期にわたって前記スイッチング素子のオン時間を一定に制御し、

前記スイッチング素子の両端間の電圧を検出するスイッチング素子電圧検出回路を備え、前記動作モード判定手段は、前記スイッチング素子のオフ期間中に前記スイッチング素子電圧検出回路で検出される電圧の変化によって判定する、PFCコンバータ。

**【請求項8】**

出力ポートに対して並列に接続された、第1のスイッチング素子と第1の整流素子を含

10

20

30

40

50

む第 1 の直列回路と、

前記第 1 のスイッチング素子と前記第 1 の整流素子との接続点と、交流入力電源の第 1 の入力端との間に接続されたインダクタと、

前記出力ポートに対して並列に接続され、第 2 のスイッチング素子と第 2 の整流素子を含み、第 2 のスイッチング素子と第 2 の整流素子との接続点が前記交流入力電源の第 2 の入力端に接続された第 2 の直列回路と、

前記出力ポートに対して並列に接続された平滑回路と、

前記交流入力電源から入力される入力電流が前記交流入力電源の電圧に対して相似形となるように前記スイッチング素子を制御するスイッチング制御手段と、

前記インダクタに流れる電流を検出する電流検出手段と、

を備えた P F C コンバータであって、

動作モードが、電流連続モード、電流不連続モードのいずれであるかを判定する動作モード判定手段を有し、

前記スイッチング制御手段は、前記動作モードが電流連続モードである場合に、前記電流検出手段によって検出されるインダクタに流れる電流の平均値の変化が正弦波状になるように前記スイッチング素子を制御し、前記動作モードが電流不連続モードである場合に、前記インダクタに流れる電流のピーク値の変化が正弦波状になるように、前記交流入力電源の電圧変化周期にわたって前記スイッチング素子のオン時間を一定に制御し、

前記スイッチング素子の両端間の電圧を検出するスイッチング素子電圧検出回路を備え、前記動作モード判定手段は、前記スイッチング素子のオフ期間中に前記スイッチング素子電圧検出回路で検出される電圧の変化によって判定する、P F C コンバータ。

【請求項 9】

交流入力電源から入力される交流電圧を整流する整流回路と、

前記整流回路の後段に接続された、インダクタ及びスイッチング素子を含む直列回路と

、

前記スイッチング素子に並列接続された整流平滑回路と、

前記交流入力電源から入力される入力電流が前記交流電圧に対して相似形となるように前記スイッチング素子を制御するスイッチング制御手段と、

前記インダクタに流れる電流を検出する電流検出手段と、

を備えた P F C コンバータであって、

動作モードが、電流連続モード、電流不連続モードのいずれであるかを判定する動作モード判定手段を有し、

前記スイッチング制御手段は、前記動作モードが電流連続モードである場合に、前記電流検出手段によって検出されるインダクタに流れる電流の平均値の変化が正弦波状になるように前記スイッチング素子を制御し、前記動作モードが電流不連続モードである場合に、前記インダクタに流れる電流のピーク値の変化が正弦波状になるように、前記交流入力電源の電圧変化周期にわたって前記スイッチング素子のオン時間を一定に制御し、

前記インダクタに結合する補助巻線を備え、前記動作モード判定手段は、前記スイッチング素子のオフ期間中に前記補助巻線に生じる電圧の変化によって判定する、P F C コンバータ。

【請求項 10】

出力ポートに対して並列に接続された、第 1 のスイッチング素子と第 1 の整流素子を含む第 1 の直列回路と、

前記第 1 のスイッチング素子と前記第 1 の整流素子との接続点と、交流入力電源の第 1 の入力端との間に接続されたインダクタと、

前記出力ポートに対して並列に接続され、第 2 のスイッチング素子と第 2 の整流素子を含み、第 2 のスイッチング素子と第 2 の整流素子との接続点が前記交流入力電源の第 2 の入力端に接続された第 2 の直列回路と、

前記出力ポートに対して並列に接続された平滑回路と、

前記交流入力電源から入力される入力電流が前記交流入力電源の電圧に対して相似形と

10

20

30

40

50

なるように前記スイッチング素子を制御するスイッチング制御手段と、

前記インダクタに流れる電流を検出する電流検出手段と、

を備えたPFCコンバータであって、

動作モードが、電流連続モード、電流不連続モードのいずれであるかを判定する動作モード判定手段を有し、

前記スイッチング制御手段は、前記動作モードが電流連続モードである場合に、前記電流検出手段によって検出されるインダクタに流れる電流の平均値の変化が正弦波状になるように前記スイッチング素子を制御し、前記動作モードが電流不連続モードである場合に、前記インダクタに流れる電流のピーク値の変化が正弦波状になるように、前記交流入力電源の電圧変化周期にわたって前記スイッチング素子のオン時間を一定に制御し、

10

前記インダクタに結合する補助巻線を備え、前記動作モード判定手段は、前記スイッチング素子のオフ期間中に前記補助巻線に生じる電圧の変化によって判定する、PFCコンバータ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、交流電源電圧を入力して直流電圧を出力するAC-DCコンバータに関し、特に力率を改善するPFCコンバータに関するものである。

【背景技術】

【0002】

商用交流電源を入力電源とする一般的なスイッチング電源装置は、商用交流電源を整流平滑して直流電圧に変換した後、それをDC-DCコンバータでスイッチングするので入力電流は不連続となり、正弦波から大きく歪む。このことが高調波電流の原因となる。

20

【0003】

日本や欧州などでは用途や入力電力などに応じてクラス分けされた高調波電流規制が行われている。これらに対応するため、規制に該当する一般家電製品の電源には、特許文献1、特許文献2に示されているようなPFC(力率改善回路)コンバータが設けられている。

【0004】

一般にPFCコンバータはチョッパ回路で構成され、入力電流波形が入力電圧波形に相似形となるように、すなわち同位相の正弦波状になるように動作する。そのため高調波電流が一定レベル以下に抑えられる。

30

【0005】

ここで特許文献1に示されているPFCコンバータの構成例を、図1を基に説明する。

図1のPFCコンバータにおいて、整流器ブロックRは、入力される交流電圧を整流し、入力キャパシタC<sub>in</sub>は高周波成分を除去する。スイッチ10がオンのとき、インダクタLに電磁エネルギーが蓄積される。スイッチ10がターンオフされると、インダクタLのエネルギーは整流ダイオードDを介してキャパシタC<sub>out</sub>に移されるとともに電源電圧が負荷へ供給される。スイッチ10が再びオンされると、ダイオードDは遮断され、キャパシタC<sub>out</sub>から電源電圧が出力される。1サイクル制御IC(OCC回路)20は、入力電流検出用抵抗R<sub>s</sub>、出力電圧検出抵抗R<sub>1</sub>、R<sub>2</sub>の電圧を入力し、AC入力電流がAC入力電圧と同相になるように、スイッチ10のデューティサイクルを制御する。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特表2006-513682号公報

【特許文献2】特開2006-187140号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

50

ところが、特許文献1のPFCコンバータは電流連続モードで動作することを前提としているため、軽負荷時に電流不連続モードで動作すると、入力電流に歪みが生じる。

また、特許文献2のPFCコンバータはマルチフェーズPFCコンバータであるが、電流不連続モードで動作することを前提としていて、商用交流電源の一周期に亘ってスイッチングのオン時間が一定であれば、電流の検出・制御を行わなくても入力電流は正弦波状となる。しかし、実際には負荷が増大して電流連続モードで動作する状態になると、入力電流に歪みが生じてしまう。

【0008】

そこで、この発明の目的は、動作モードが、電流連続モード、電流不連続モードのいずれであっても最適な高調波抑制及び力率改善を行うPFCコンバータを提供することにある。

10

【課題を解決するための手段】

【0009】

前記課題を解決するために、この発明は次のように構成する。

交流入力電源から入力される交流電圧を整流する整流回路と、前記整流回路の後段に接続された、インダクタ及びスイッチング素子を含む直列回路と、前記スイッチング素子に並列接続された整流平滑回路と、前記交流入力電源から入力される入力電流が前記交流電圧に対して相似形となるように前記スイッチング素子を制御するスイッチング制御手段と、前記インダクタに流れる電流を検出する電流検出手段と、を備え、

動作モードが、電流連続モード、電流不連続モードのいずれであるかを判定する動作モード判定手段を有し、

20

前記スイッチング制御手段は、前記動作モードが電流連続モードである場合に、前記電流検出回路によって検出されるインダクタに流れる電流の平均値の変化が正弦波状になるように前記スイッチング素子を制御し、前記動作モードが電流不連続モードである場合に、インダクタに流れる電流のピーク値の変化が正弦波状になるように、前記交流入力電源の電圧変化周期にわたって前記スイッチング素子のオン時間を一定に制御するように構成する。

【0010】

または、

出力ポートに対して並列に接続された、第1のスイッチング素子と第1の整流素子を含む第1の直列回路と、

30

前記第1のスイッチング素子と前記第1の整流素子との接続点と、前記交流入力電源の第1の入力端との間に接続されたインダクタと、

前記出力ポートに対して並列に接続され、第2のスイッチング素子と第2の整流素子を含み、第2のスイッチング素子と第2の整流素子との接続点が前記交流入力電源の第2の入力端に接続された第2の直列回路と、

前記出力ポートに対して並列に接続された平滑回路と、

前記交流入力電源から入力される入力電流が前記交流電圧に対して相似形となるように前記スイッチング素子を制御するスイッチング制御手段と、

前記インダクタに流れる電流を検出する電流検出手段と、を備え、

40

動作モードが、電流連続モード、電流不連続モードのいずれであるかを判定する動作モード判定手段を有し、

前記スイッチング制御手段は、前記動作モードが電流連続モードである場合に、前記電流検出手段によって検出されるインダクタに流れる電流の平均値の変化が正弦波状になるように前記スイッチング素子を制御し、前記動作モードが電流不連続モードである場合に、前記インダクタに流れる電流のピーク値の変化が正弦波状になるように前記交流入力電源の電圧変化周期にわたって前記スイッチング素子のオン時間を一定に制御するように構成する。

【0011】

前記動作モードの判定は次の(a)~(f)のいずれかの方法で行う。

50

(a) 前記動作モード判定手段は、前記インダクタのインダクタンス値を $L$ 、前記交流電圧を $V_{in}$ 、前記PFCコンバータの出力電圧を $V_o$ 、前記スイッチング素子のオン期間を $T_{on}$ 、オフ期間を $T_{off}$ とした場合、前記電流検出手段によって、前記スイッチング素子のオン期間の midpoint でサンプリングされた電流の検出値を $I_{Lav}$ とすると、

$I_{Lav} - (1/2) \times \{(V_o - V_{in}) / L\} \times T_{off}$  が実質的に正のときを電流連続モード、

$I_{Lav} - (1/2) \times \{(V_o - V_{in}) / L\} \times T_{off}$  が実質的に負のときを電流不連続モードと見なす。

【0012】

(b) 前記動作モード判定手段は、前記インダクタのインダクタンス値を $L$ 、前記交流電圧を $V_{in}$ 、前記PFCコンバータの出力電圧を $V_o$ 、前記スイッチング素子のオン期間を $T_{on}$ 、オフ期間を $T_{off}$ とした場合、前記電流検出手段によって、前記スイッチング素子のオン期間の終点でサンプリングされた電流の検出値を $I_{Lp}$ とすると、

$I_{Lp} - \{(V_o - V_{in}) / L\} \times T_{off}$  が実質的に正のときを電流連続モード、

$I_{Lp} - \{(V_o - V_{in}) / L\} \times T_{off}$  が実質的に負のときを電流不連続モードと見なす。

【0013】

(c) 前記電流検出手段によって検出された前記スイッチング素子のオフ期間の midpoint でサンプリングされた電流の検出値が、前記電流検出手段によって検出された前記スイッチング素子のオン期間の midpoint でサンプリングされた電流の検出値より小さいとき電流不連続モードと見なし、それ以外のとき電流連続モードと見なす。

【0014】

(d) 前記スイッチング素子の両端間の電圧を検出するスイッチング素子電圧検出回路を設け、前記スイッチング素子のオフ期間中に前記スイッチング素子電圧検出回路で検出される電圧の変化によって判定する。すなわち、前記スイッチング素子のオフ期間中に前記スイッチング素子の両端間の電圧が一定でなく低下すれば、電流不連続モードと見なし、一定していれば電流連続モードと見なす。

【0015】

(e) 前記インダクタに結合する補助巻線を設け、前記スイッチング素子のオフ期間中に前記補助巻線に生じる電圧の電圧変化によって判定する。すなわち、前記スイッチング素子のオフ期間中に前記補助巻線に生じる電圧が一定でなく低下すれば、電流不連続モードと見なし、一定していれば電流連続モードと見なす。

【発明の効果】

【0018】

この発明によれば、動作モードが、電流連続モード、電流不連続モードのいずれであるかが判定され、各モードに応じて電流波形が電圧波形に対して相似形且つ同位相となるので、負荷の軽重にかかわらず高調波及び力率が改善される。

【0019】

また、スイッチング周期1回につき最大でも2回の電流値サンプリングによって、モード判定が行えるため、演算処理量が少なく、DSP等のプロセッサへの負担が少ない。そのため、比較的低速のプロセッサでも利用可能となる。

【図面の簡単な説明】

【0020】

【図1】特許文献1に示されているPFCコンバータの回路図である。

【図2】本発明の第1の実施形態に係るPFCコンバータ101の回路図である。

【図3】第1の実施形態に係るPFCコンバータ101内のデジタル信号処理回路13による各種制御方式について示す図である。

【図4】第1の実施形態に係るPFCコンバータ101について、電流連続モードで制御が行われている状態におけるスイッチング周期の単位でのPFCコンバータ101の電圧・電流の波形図である。

10

20

30

40

50

【図 5】第 1 の実施形態に係る P F C コンバータ 1 0 1 について、動作モードの判定を行う方法について示す図である。

【図 6】第 2 の実施形態に係るスイッチング電源装置 2 0 1 の回路図である。

【図 7】第 2 の実施形態に係るスイッチング電源装置 2 0 1 において、デジタル信号処理回路 1 3 による動作モードの判定方法を示す図である。

【図 8】第 3 の実施形態に係るスイッチング電源装置 2 0 2 の回路図である。

【図 9】第 3 の実施形態に係るスイッチング電源装置 2 0 2 において、デジタル信号処理回路 1 3 による動作モードの判定方法を示す図である。

【図 1 0】第 4 の実施形態に係る P F C コンバータの動作モードの判定を行う方法について示す図である。

10

【図 1 1】第 5 の実施形態に係る P F C コンバータの動作モードの判定を行う方法について示す図である。

【図 1 2】第 5 の実施形態に係る P F C コンバータの動作モードの判定を行う方法について示す図であり、スイッチング素子 Q 1 のオン期間の平均電流値  $I_{L_{av}}$  を基に動作モードを判定する方法を示す図である。

【図 1 3】第 6 の実施形態に係る P F C コンバータの動作モードの判定を行う方法について示す図である。

【図 1 4】第 7 の実施形態に係るスイッチング電源装置 2 0 3 の回路図である。

【図 1 5】図 1 4 中の P F C コンバータ 1 0 4 の 4 つのタイミングでの電流経路を示す図である。

20

【発明を実施するための形態】

【 0 0 2 1 】

《第 1 の実施形態》

この発明の実施形態に係る P F C コンバータについて図 2 ~ 図 5 を参照して説明する。

図 2 はこの発明の第 1 の実施形態に係る P F C コンバータ 1 0 1 の回路図である。図 2 において符号 P 1 1 , P 1 2 は P F C コンバータ 1 0 1 の入力ポート、符号 P 2 1 , P 2 2 は P F C コンバータ 1 0 1 の出力ポートである。入力ポート P 1 1 - P 1 2 には商用交流電源である交流入力電源 V a c が入力され、出力ポート P 2 1 - P 2 2 には負荷回路 2 0 が接続される。

【 0 0 2 2 】

30

負荷回路 2 0 は例えば D C - D C コンバータおよびその D C - D C コンバータによって電源供給を受ける電子機器の回路である。

【 0 0 2 3 】

P F C コンバータ 1 0 1 の入力段には、交流入力電源 V a c の交流電圧を全波整流する整流回路であるダイオードブリッジ B 1 が設けられている。このダイオードブリッジ B 1 の出力側にはインダクタ L 1 およびスイッチング素子 Q 1 、さらに電流検出用抵抗 R 3 の直列回路が接続されている。スイッチング素子 Q 1 の両端にはダイオード D 1 および平滑コンデンサ C 1 で構成される整流平滑回路が並列接続されている。このインダクタ L 1 、スイッチング素子 Q 1 、ダイオード D 1 および平滑コンデンサ C 1 によって昇圧型チョッパ回路が構成されている。

40

【 0 0 2 4 】

ダイオードブリッジ B 1 の出力側の両端間には入力電圧検出回路 1 1 が設けられている。また出力ポート P 2 1 - P 2 2 間に出力電圧検出回路 1 2 が設けられている。デジタル信号処理回路 1 3 は D S P で構成されていて、デジタル信号処理によってこの P F C コンバータ 1 0 1 が制御される。すなわち、デジタル信号処理回路 1 3 は入力電圧検出回路 1 1 の出力信号を入力し、交流入力電源の瞬時電圧を検知する。また出力電圧検出回路 1 2 の出力信号を入力して出力電圧を検知する。さらにスイッチング素子 Q 1 を所定のスイッチング周波数でオン / オフする。

【 0 0 2 5 】

前記デジタル信号処理回路 1 3 の、スイッチング素子 Q 1 に対するスイッチング制御

50

信号に関する処理部が、この発明に係る「スイッチング制御手段」に相当する。また、前記電流検出用抵抗  $R_3$  が、この発明に係る「電流検出回路」に相当する。

【0026】

デジタル信号処理回路 13 は負荷回路 20 との間で通信を行うためのポートを備えていて、たとえばデータの通信または信号の入出力を行い、負荷回路（電子機器）に対してコンバータの状態等を常に送信したり、入力電圧、出力電圧、出力電流等を送信したり、負荷回路側から負荷状態等を受信してスイッチング制御に反映したりする。

【0027】

図3はデジタル信号処理回路 13 による PFC コンバータ 101 の各種制御方式について示す図である。図3の(A)(B)は、それぞれ交流入力電源の1周期における電流波形である。ここで、波形  $I_L$  は、図2に示した PFC コンバータ 101 におけるインダクタ  $L_1$  に流れる電流の波形である。 $I_p$  はそのピーク値（ピーク電流）の包絡線、 $I_a$  は平均値（平均電流）の包絡線である。但し、図示の都合上、PFC コンバータ 101 のスイッチング周波数を極端に低くした場合について、すなわちインダクタ  $L_1$  に流れる電流波形が三角波状に目に見えるような周波数で表している。

10

【0028】

図3(A)は電流連続モード、図3(B)は電流不連続モードでのそれぞれの波形図である。このように図3(A)に示す電流連続モードでは PFC コンバータ 101 のインダクタ  $L_1$  に流れる電流は、PFC コンバータ 101 のインダクタ  $L_1$  に励磁エネルギーが蓄積・放出されるごとに電流値が0になる期間は生じない。また図3(B)に示した電流不連続モードでは PFC コンバータ 101 のインダクタ  $L_1$  に励磁エネルギーが蓄積・放出されるごとに電流値が0になる期間が生じる。

20

【0029】

図4は、電流連続モードで制御が行われている状態におけるスイッチング周期の単位での PFC コンバータ 101 の電圧・電流の波形図である。

【0030】

デジタル信号処理回路 13 は、PFC コンバータ 101 に対する入力電流、すなわちインダクタ  $L_1$  に流れる電流の平均値、が全波整流波形に対して相似形となるようにスイッチング制御を行う。このようにして入力電圧と相似形且つ同位相の入力電流が流れることにより、高調波が抑制され、力率が改善される。

30

【0031】

図4において(A)は商用電源周波数の半周期単位での、インダクタ  $L_1$  に流れる電流の平均値  $I_i$  の電流波形、(B)はその一部の時間軸を拡大して表した、スイッチング周期の単位でのインダクタ  $L_1$  に流れる電流  $I_L$  の波形図、(C)はスイッチング素子  $Q_1$  のドレイン・ソース間電圧  $V_{ds}$  の波形図である。

【0032】

スイッチング素子  $Q_1$  のオン期間ではインダクタ  $L_1$  に電流  $I_L$  が流れ、インダクタ  $L_1$  の両端間電圧およびインダクタ  $L_1$  のインダクタンスに応じて定まる傾きで電流  $I_L$  は上昇する。その後、スイッチング素子  $Q_1$  のオフ期間で、インダクタ  $L_1$  の両端電圧とそのインダクタンスによって定まる傾きで電流  $I_L$  は下降する。このように電流リップル  $I_L$  の幅でインダクタ  $L_1$  に流れる電流  $I_L$  がスイッチング周期で変動する。

40

【0033】

図5は、動作モードの判定を行う方法について示す図である。図5(A)は電流連続モードでのインダクタ電流の波形図、図5(B)は電流不連続モードでのインダクタ電流の波形図である。

【0034】

スイッチング素子  $Q_1$  のターンオフタイミングでインダクタ  $L_1$  に流れる電流値（ピーク値）を  $I_{Lp}$ 、スイッチング素子  $Q_1$  のターンオンタイミングでインダクタ  $L_1$  に流れる電流値（最低値）を  $I_{Lb}$  で表すと、スイッチング素子  $Q_1$  のオン期間にインダクタ  $L_1$  に流れる電流の平均値（平均電流）は次の関係で表される。

50

## 【 0 0 3 5 】

$$I_{L_{av}1} = (I_{Lp} + I_{Lb}) / 2 \quad \dots (1)$$

スイッチング素子Q1のオフ期間にインダクタL1に流れる電流は直線的に減少するので、電流連続モードであれば、スイッチング素子Q1のオフ期間の中央タイミングにおけるインダクタL1の平均電流値 $I_{L_{av}2}$ は上記平均電流値 $I_{L_{av}1}$ に等しい。一方、電流不連続モードであれば、図5(B)に示したように、 $I_{L_{av}1} > I_{L_{av}2}$ の関係となる。

## 【 0 0 3 6 】

そこで、デジタル信号処理回路13は、スイッチング素子Q1のオン期間の midpoint  $t_{s1}$  でサンプリングすることによって第1の電流値 $I_{L_{av}1}$ を求め、スイッチング素子Q1のオフ期間の midpoint  $t_{s2}$  でサンプリングすることによって第2の電流値 $I_{L_{av}2}$ を求め、 $I_{L_{av}1} = I_{L_{av}2}$ であるとき、電流連続モードであると判定し、 $I_{L_{av}1} > I_{L_{av}2}$ であるとき、電流不連続モードと判定する。

10

## 【 0 0 3 7 】

前記スイッチング素子Q1のゲートに対して与えるスイッチング制御信号はデジタル信号処理回路13が生成するものであるので、前記オン期間の中央のタイミング $t_{s1}$ 及び前記オフ期間の midpoint のタイミング $t_{s2}$ もデジタル信号処理回路13が把握している(管理下にある)。そのため、例えば外部からタイミング信号を入力することなく、前記のタイミングで電流検出用抵抗R3の降下電圧をサンプリングすることができる。

## 【 0 0 3 8 】

電流連続モードと判定されたなら、スイッチング素子Q1のオン期間の midpoint のタイミングでインダクタL1に流れる電流をサンプリングすることによりインダクタL1に流れる電流の平均値 $I_{L_{av}}$ を求め、その値の変化が正弦波状になるようにスイッチング素子Q1のオン時間 $T_{on}$ 及びオフ時間 $T_{off}$ を制御する。

20

## 【 0 0 3 9 】

また、動作モードが電流不連続モードと判定されたなら、スイッチング素子Q1のオン時間 $T_{on}$ を商用電源周期にわたって一定にする。また、このオン時間 $T_{on}$ は出力電圧に応じてフィードバック制御する。

## 【 0 0 4 0 】

電流不連続モードで、スイッチング素子Q1のオン時間 $T_{on}$ を商用電源周期にわたって一定にするためには、例えば次のいずれかの方法で制御する。

30

(1) デジタル信号処理回路13が商用電源周期を検出しながら、商用電源周期単位でオン時間を変化させる。

(2) PFCコンバータ101の出力電圧を検出して、それをスイッチング素子Q1のオン時間の長さでフィードバックする制御部(回路表現の「電圧補償器」)の応答性を、商用電源周期並みに鈍くする。

## 【 0 0 4 1 】

## 《第2の実施形態》

図6は第2の実施形態に係るスイッチング電源装置201の回路図である。

図6において、スイッチング電源装置201は、PFCコンバータ102及びDC-DCコンバータ50を備えている。DC-DCコンバータ50の出力には負荷60が接続されている。

40

## 【 0 0 4 2 】

PFCコンバータ102の入力ポートP11-P12には商用交流電源である交流入力電源 $V_{ac}$ が入力され、出力部にDC-DCコンバータ50が接続されている。PFCコンバータ102は、交流入力電源 $V_{ac}$ を全波整流するダイオードブリッジB1、ダイオードブリッジB1の出力に接続されるインダクタL1、スイッチング素子Q1、ダイオードD1、平滑コンデンサC1、スイッチング素子Q1に直列接続された電流検出用抵抗R4、入力電圧検出回路11、及びスイッチング素子電圧検出回路14を備えている。インダクタL1、スイッチング素子Q1、ダイオードD1、及び平滑コンデンサC1によって、昇圧型チョッパ回路が構成されている。

50

## 【 0 0 4 3 】

DC - DCコンバータ50には、トランスT1、トランスT1の1次巻線Lpに直列接続されたスイッチング素子Q2、トランスT1の2次巻線Lsに接続された、ダイオードD2及びコンデンサC2を含む整流平滑回路が備えられている。

## 【 0 0 4 4 】

また、トランスT1の1次側に設けられたデジタル信号処理回路13は、PFCコンバータ102のスイッチング素子Q1に対してスイッチング制御信号を出力するだけでなく、DC - DCコンバータ50のスイッチング素子Q2に対してもスイッチング制御信号を出力する。また、出力電圧検出回路12の検出信号を絶縁回路16を介して入力することによって出力電圧を検出する。そして、スイッチング素子Q2のオンデューティ比の制御等によってDC - DCコンバータ50の出力電圧を安定化する。

10

## 【 0 0 4 5 】

さらに、デジタル信号処理回路13は、PFCコンバータ102の入力電圧検出回路11の検出電圧、出力電圧検出回路12の検出電圧、及び電流検出用抵抗R4の降下電圧を入力して、それに応じたオン期間及びオフ期間のスイッチング制御信号をスイッチング素子Q1のゲートへ与える。すなわち、PFCコンバータ102に対する入力電流が入力電圧の波形と相似形となるように、スイッチング素子Q1を制御する。また、デジタル信号処理回路13は、絶縁回路17を介して負荷60との間で通信を行い、負荷60に対してPFCコンバータ102及びDC - DCコンバータ50の状態を送信したり、負荷60から負荷状態等を受信したりして、スイッチング制御に反映する。

20

## 【 0 0 4 6 】

デジタル信号処理回路13は、後述するように、スイッチング素子Q1のオフ期間中にスイッチング素子電圧検出回路14の検出電圧を読み取り、スイッチング素子Q1の両端電圧の変化によって動作モードを判定する。

## 【 0 0 4 7 】

図7は前記デジタル信号処理回路13による動作モード判定の方法を示す図である。スイッチング素子Q1のオン期間の midpoint で、電流検出用抵抗R4の電圧をサンプリングすることにより、スイッチング素子Q1のオン期間にインダクタL1に流れる電流の平均値 $I_{L_{av}}$ を求める。また、スイッチング素子Q1のターンオフ直前にスイッチング素子電圧検出回路14の検出電圧をサンプリングすることによって、インダクタL1に流れる電流のピーク値 $I_{Lp}$ を求める。

30

## 【 0 0 4 8 】

電流連続モードであれば、図7(A)に示すように、スイッチング素子Q1がターンオフすれば、オフ期間でダイオードD1はオンし続けるので、スイッチング素子Q1両端の電圧はPFCコンバータ102の出力電圧 $V_o$ となる。

## 【 0 0 4 9 】

電流不連続モードであれば、図7(B)に示すように、スイッチング素子Q1のターンオンに達するまでにダイオードD1の導通が終了するので、回路中の寄生コンデンサとトランスT1の1次巻線Lpとの共振により、スイッチング素子Q1両端の電圧 $V_{ds}$ は低下する。

40

## 【 0 0 5 0 】

したがって、スイッチング素子Q1のオフ期間の両端電圧 $V_{ds}$ を監視し、常に $V_o$ と等しければ電流連続モードと見なし、 $V_{ds}$ が低下すれば電流不連続モードと見なす。

## 【 0 0 5 1 】

電流連続モードと判定されたなら、スイッチング素子Q1のオン期間の midpoint のタイミングでインダクタL1に流れる電流をサンプリングすることによりインダクタL1に流れる電流の平均値 $I_{L_{av}}$ を求め、その値の変化が正弦波状になるようにスイッチング素子Q1のオン時間 $T_{on}$ 及びオフ時間 $T_{off}$ を制御する。

## 【 0 0 5 2 】

また、動作モードが電流不連続モードと判定されたなら、スイッチング素子Q1のオン

50

時間  $T_{on}$  を商用電源周期にわたって一定にする。また、このオン時間  $T_{on}$  は出力電圧に応じてフィードバック制御する。

【0053】

電流不連続モードで、スイッチング素子  $Q_1$  のオン時間  $T_{on}$  を商用電源周期にわたって一定にする制御方法は第1の実施形態で述べた方法と同じである。すなわち、(1) デジタル信号処理回路13が商用電源周期を検出しながら、商用電源周期単位でオン時間を変化させる方法、(2) PFCコンバータ102の出力電圧を検出し、それをスイッチング素子  $Q_1$  のオン時間の長さにフィードバックする制御部(電圧補償器)の応答性を、商用電源周期並みに鈍くする方法、のいずれでも可能である。(2)の方法で制御する場合、図6に示したデジタル信号処理回路13がDC-DCコンバータ50の出力電圧をPFCコンバータ102の出力電圧の比例値として用いてもよい。

10

【0054】

《第3の実施形態》

図8は第3の実施形態に係るスイッチング電源装置202の回路図である。

図8において、スイッチング電源装置202は、PFCコンバータ103及びDC-DCコンバータ50を備えている。DC-DCコンバータ50の出力には負荷60が接続されている。

【0055】

PFCコンバータ103の入力ポートP11-P12には商用交流電源である交流入力電源  $V_{ac}$  が入力され、出力部にDC-DCコンバータ50が接続されている。PFCコンバータ103は、交流入力電源  $V_{ac}$  を全波整流するダイオードブリッジB1、ダイオードブリッジB1の出力に接続されるインダクタL1、スイッチング素子  $Q_1$ 、ダイオードD1、平滑コンデンサC1、スイッチング素子  $Q_1$  に直列接続された電流検出用抵抗R4及び、入力電圧検出回路11を備えている。インダクタL1、スイッチング素子  $Q_1$ 、ダイオードD1、及び平滑コンデンサC1によって、昇圧型チョッパ回路が構成されている。

20

【0056】

図6に示したスイッチング電源装置201と異なるのは、スイッチング素子電圧検出回路14に代えて、補助巻線付きインダクタL1を設けた点である。その他の構成は図6に示したものと同様である。

30

【0057】

デジタル信号処理回路13は、後述するように、スイッチング素子  $Q_1$  のオフ期間中にインダクタL1の補助巻線の電圧を読み取り、その電圧の変化によって動作モードを判定する。

【0058】

図9は前記デジタル信号処理回路13による動作モード判定の方法を示す図である。

スイッチング素子  $Q_1$  のオン期間の midpoint で、電流検出用抵抗R4の電圧をサンプリングすることにより、スイッチング素子  $Q_1$  のオン期間にインダクタL1に流れる電流の平均値  $I_{L_{av}}$  を求める。

【0059】

電流連続モードであれば、図9(A)に示すように、スイッチング素子  $Q_1$  がターンオフすれば、オフ期間でダイオードD1はオンし続けるので、補助巻線の電圧  $V_b$  はPFCコンバータ103の出力電圧  $V_o$  の、主巻線と補助巻線の比に応じた電圧となる。

40

【0060】

電流不連続モードであれば、図9(B)に示すように、スイッチング素子  $Q_1$  のターンオンに達するまでにダイオードD1の導通が終了するので、インダクタL1の主巻線と回路中の寄生コンデンサの共振によりインダクタL1の補助巻線の電圧  $V_b$  は低下し、0Vを下回る時点  $t_z$  が生じる。

【0061】

したがって、インダクタL1の補助巻線の電圧  $V_b$  を監視し、 $Q_1$  のオフ期間において

50

常に一定であれば電流連続モードと見なし、0 Vになる時点があればまたは負電圧になる状態があれば電流不連続モードと見なす。

【0062】

電流連続モードと判定されたなら、スイッチング素子Q1のオン期間の midpointのタイミングでインダクタL1に流れる電流をサンプリングすることによりインダクタL1に流れる電流の平均値 $I_{L_{av}}$ を求め、その値の変化が正弦波状になるようにスイッチング素子Q1のオン時間 $T_{on}$ 及びオフ時間 $T_{off}$ を制御する。

【0063】

また、動作モードが電流不連続モードと判定されたなら、スイッチング素子Q1のオン時間 $T_{on}$ を商用電源周期にわたって一定にする。また、このオン時間 $T_{on}$ は出力電圧に応じてフィードバック制御する。

10

【0064】

デジタル信号処理回路13による、電流不連続モード時の制御方法は第1・第2の実施形態の場合と同様である。

【0065】

《第4の実施形態》

図10は第4の実施形態に係るPFCコンバータの動作モードの判定を行う方法について示す図である。PFCコンバータの構成は第1の実施形態で図2に示したものと同様である。デジタル信号処理回路13は、インダクタL1に流れる電流の所定タイミングでの値を基にして動作モードを判定する。

20

【0066】

電流連続モードであれば、図10(A)に示すように、スイッチング素子Q1のターンオンタイミングでインダクタL1に電流 $I_{Lb}$ が流れている。この電流値 $I_{Lb}$ が0でなければ電流連続モードと判定する。

【0067】

一方、電流不連続モードであると、スイッチング素子Q1のターンオンタイミングでインダクタL1に電流 $I_{Lb}$ は0である。そのため、この電流値 $I_{Lb}$ が0であれば電流不連続モードまたは臨界モードと判定する。

【0068】

電流連続モードと判定されたなら、スイッチング素子Q1のオン期間の midpointのタイミングでインダクタL1に流れる電流をサンプリングすることによりインダクタL1に流れる電流の平均値 $I_{L_{av}}$ を求め、その値の変化が正弦波状になるようにスイッチング素子Q1のオン時間 $T_{on}$ 及びオフ時間 $T_{off}$ を制御する。

30

【0069】

また、動作モードが電流不連続モードと判定されたなら、スイッチング素子Q1のオン時間 $T_{on}$ を商用電源周期にわたって一定にする。また、このオン時間 $T_{on}$ は出力電圧に応じてフィードバック制御する。

【0070】

《第5の実施形態》

図11は第5の実施形態に係るPFCコンバータの動作モードの判定を行う方法について示す図である。PFCコンバータの構成は第1の実施形態で図2に示したものと同様である。デジタル信号処理回路13は、インダクタL1に流れる電流の変化を基にして動作モードを判定する。

40

【0071】

インダクタL1のインダクタンス値をL、交流入力電源(商用電源)から入力される交流電圧を $V_{in}$ 、PFCコンバータの出力電圧を $V_o$ 、スイッチング素子Q1のオン時間を $T_{on}$ 、オフ時間を $T_{off}$ 、スイッチング素子Q1のオン期間でのインダクタL1に流れる電流の変化を $I_{L_{on}}$ 、スイッチング素子Q1のオフ期間でのインダクタL1に流れる電流の変化を $I_{L_{off}}$ で表すと、

$$I_{L_{on}} = (V_{in} / L) T_{on} \quad \dots (2)$$

50

$$I_{Loff} = \{ (V_o - V_{in}) / L \} T_{off} \quad \dots (3)$$

の関係にある。

【0072】

電流連続モードであれば、図11(A)に示すように、 $I_{Lon} = I_{Loff}$ である。

電流不連続モードであれば、図11(B)に示すように、 $I_{Lon} < I_{Loff}$ である。但し、電流不連続モードではオフ時間 $T_{off}$ の全期間に亘ってインダクタに電流が流れるわけではなく、前記 $I_{Loff}$ は仮想的な値である。

【0073】

図12は上述の関係を利用して、スイッチング素子Q1のオン期間の平均電流値 $I_{Lav}$ との差分の極性で動作モードを判定する方法を示す図である。

10

【0074】

電流連続モードであれば、

$$I_{Lav} > I_{Loff} / 2 \\ = (1/2) \times \{ (V_o - V_{in}) / L \} T_{off} \quad \dots (4)$$

の関係にあり、

電流不連続モードであれば、

$$I_{Lav} < I_{Loff} / 2 \\ = (1/2) \times \{ (V_o - V_{in}) / L \} T_{off} \quad \dots (5)$$

の関係にある。

【0075】

20

したがって、

$$I_j = I_{Lav} - (1/2) \times \{ (V_o - V_{in}) / L \} T_{off} \quad \dots (6)$$

とおけば、

$I_j > 0$ であれば、電流連続モード、

$I_j < 0$ であれば、電流不連続モード、

として判定する。

【0076】

前記スイッチング素子Q1のオン期間の平均電流値 $I_{Lav}$ はオン期間の中点のサンプリングにより求める。また、 $V_o$ 、 $V_{in}$ もサンプリングにより求める。前記インダクタL1のインダクタンスは既知であるので、これらの値を基にして評価値 $I_j$ を算出し、その極性判定によって動作モードの判定を行う。

30

【0077】

《第6の実施形態》

図13は第6の実施形態に係るPFCコンバータの動作モードの判定を行う方法について示す図である。PFCコンバータの構成は第1の実施形態で図2に示したものと同様である。デジタル信号処理回路13は、インダクタL1に流れる電流の変化を基にして動作モードを判定する。

【0078】

スイッチング素子Q1のターンオフ直前のピーク電流を $I_{Lp}$ で表すと、

電流連続モードであれば、

$$I_{Lp} > I_{Loff} \\ = \{ (V_o - V_{in}) / L \} T_{off} \quad \dots (7)$$

40

の関係にあり、

電流不連続モードであれば、

$$I_{Lp} < I_{Loff} \\ = \{ (V_o - V_{in}) / L \} T_{off} \quad \dots (8)$$

の関係にある。

【0079】

したがって、

$$I_j = I_{Lp} - \{ (V_o - V_{in}) / L \} T_{off} \quad \dots (9)$$

50

とおけば、

$I_j > 0$  であれば、電流連続モード、

$I_j < 0$  であれば、電流不連続モード、

として判定する。

【 0 0 8 0 】

前記ピーク電流  $I_{Lp}$  はスイッチング素子  $Q_1$  のターンオフ直前にサンプリングすることにより求める。また、 $V_o$ 、 $V_{in}$  もサンプリングにより求める。前記インダクタ  $L_1$  のインダクタンスは既知であるので、これらの値を基にして評価値  $I_j$  を算出し、その極性判定によって動作モードの判定を行う。

【 0 0 8 1 】

《 第 7 の実施形態 》

図 1 4 は第 7 の実施形態に係るスイッチング電源装置 2 0 3 の回路図である。また図 1 5 は P F C コンバータ 1 0 4 の 4 つのタイミングでの電流経路を示す図である。

【 0 0 8 2 】

図 1 4 に示す P F C コンバータ 1 0 4 はダイオードブリッジを介さずに 2 つのインダクタと 2 つのスイッチング素子とを備えた、ダイオードブリッジレス P F C コンバータである。

【 0 0 8 3 】

図 1 4 において、符号  $P_{11}$ 、 $P_{12}$  は P F C コンバータ 1 0 4 の入力端、符号  $P_{21}$ 、 $P_{22}$  は P F C コンバータ 1 0 4 の出力端である。入力端  $P_{11}$  -  $P_{12}$  には商用交流電源である交流入力電源  $V_{ac}$  が入力され、出力端  $P_{21}$  -  $P_{22}$  には D C - D C コンバータ 1 0 0 が接続される。

D C - D C コンバータ 1 0 0 の出力には負荷 9 9 が接続され、D C - D C コンバータ 1 0 0 によって安定化された直流電圧が供給される。

【 0 0 8 4 】

P F C コンバータ 1 0 4 の入力段には、入力電圧検出回路 1 1 を設け、一方のラインにインダクタ  $L_1$  を直列に接続している。インダクタ  $L_1$  の後段には、ダイオード  $D_1$ 、 $D_2$  及びスイッチング素子  $Q_1$ 、 $Q_2$  によるブリッジ回路を接続している。スイッチング素子  $Q_1$ 、 $Q_2$  のソースとグランドとの間には電流検出用抵抗  $R_{21}$ 、 $R_{22}$  を接続している。ブリッジ回路の出力には平滑コンデンサ  $C_1$  からなる平滑回路を並列接続している。

【 0 0 8 5 】

図 1 5 ( A ) は、交流入力電源の正の半サイクルで、スイッチング素子  $Q_1$ 、 $Q_2$  が共にオン状態であるときの電流経路、図 1 5 ( B ) は、交流入力電源の正の半サイクルで、スイッチング素子  $Q_1$ 、 $Q_2$  が共にオフ状態であるときの電流経路である。

【 0 0 8 6 】

また、図 1 5 ( C ) は、交流入力電源の負の半サイクルで、スイッチング素子  $Q_1$ 、 $Q_2$  が共にオン状態であるときの電流経路、図 1 5 ( D ) は、交流入力電源の負の半サイクルで、スイッチング素子  $Q_1$ 、 $Q_2$  が共にオフ状態であるときの電流経路である。

【 0 0 8 7 】

交流入力電源の正の半サイクルで、 $Q_1$ 、 $Q_2$  がオン状態であるとき、図 1 5 ( A ) に示す経路で電流が流れて、インダクタ  $L_1$  に励磁エネルギーが蓄積され、 $Q_1$ 、 $Q_2$  がオフ状態であるとき、図 1 5 ( B ) に示す経路で電流が流れて、インダクタ  $L_1$  から励磁エネルギーが放出される。このとき、 $Q_2$  の寄生ダイオードを介して電流が流れる。同様に、交流入力電源の負の半サイクルで、 $Q_1$ 、 $Q_2$  がオン状態であるとき、図 1 5 ( C ) に示す経路で電流が流れて、インダクタ  $L_1$  に励磁エネルギーが蓄積され、 $Q_1$ 、 $Q_2$  がオフ状態であるとき、図 1 5 ( D ) に示すタイミングで、インダクタ  $L_1$  から励磁エネルギーが放出される。このとき、 $Q_1$  の寄生ダイオードを介して電流が流れる。

【 0 0 8 8 】

電流検出用抵抗  $R_{21}$  は、交流入力電源の正の半サイクルで  $Q_1$  のオン期間において、インダクタ  $L_1$  に流れる電流を検出するために設けている。また、電流検出用抵抗  $R_{22}$

10

20

30

40

50

は、交流入力電源の負の半サイクルでQ 2のオン期間において、インダクタL 1に流れる電流を検出するために設けている。図1 1に示したデジタル信号処理回路1 3は、スイッチング素子Q 1, Q 2のオン期間の中央で、電流検出用抵抗R 2 1, R 2 2の降下電圧をサンプリングすることによってインダクタL 1に流れる電流の平均値を検出する。

このようなダイオードブリッジレスのP F Cコンバータについても本発明は同様に適用できる。

【符号の説明】

【0 0 8 9】

B 1 ...ダイオードブリッジ

C 1 ...平滑コンデンサ

C 2 ...コンデンサ

D 1, D 2 ...ダイオード

L 1 ...インダクタ

Q 1, Q 2 ...スイッチング素子

R 3, R 4 ...電流検出用抵抗

T 1 ...トランス

T off... オフ時間

T on... オン時間

V a c ...交流入力電源

1 1 ...入力電圧検出回路

1 2 ...出力電圧検出回路

1 3 ...デジタル信号処理回路

1 4 ...スイッチング素子電圧検出回路

1 6, 1 7 ...絶縁回路

2 0 ...負荷回路

5 0 ...D C - D Cコンバータ

6 0 ...負荷

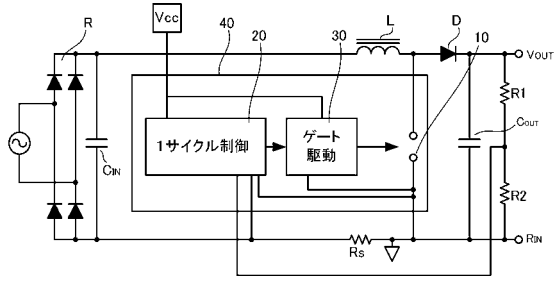
1 0 1 ~ 1 0 4 ...P F Cコンバータ

2 0 1 ~ 2 0 3 ...スイッチング電源装置

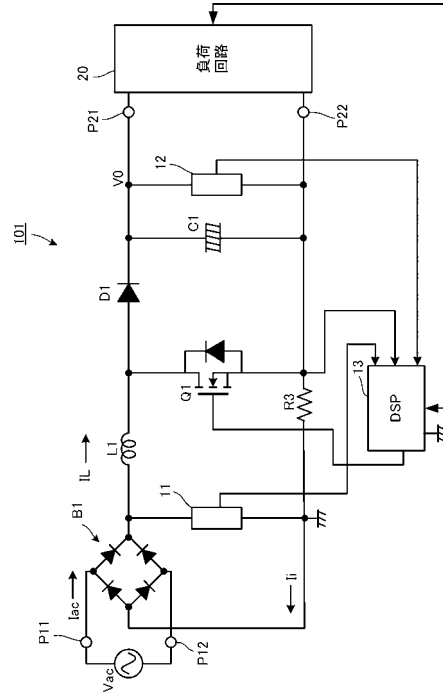
10

20

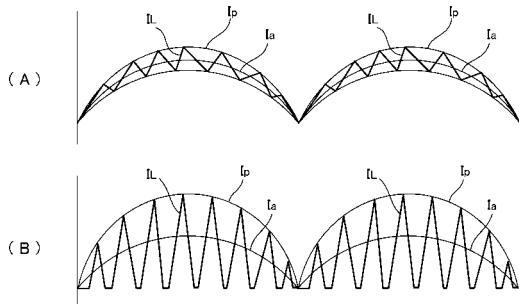
【図1】



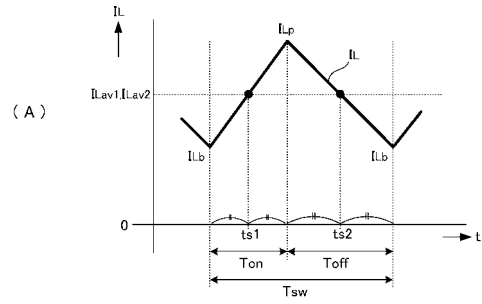
【図2】



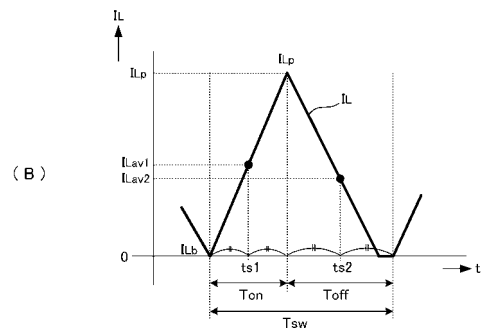
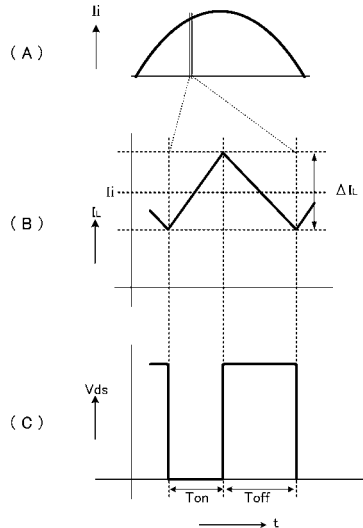
【図3】



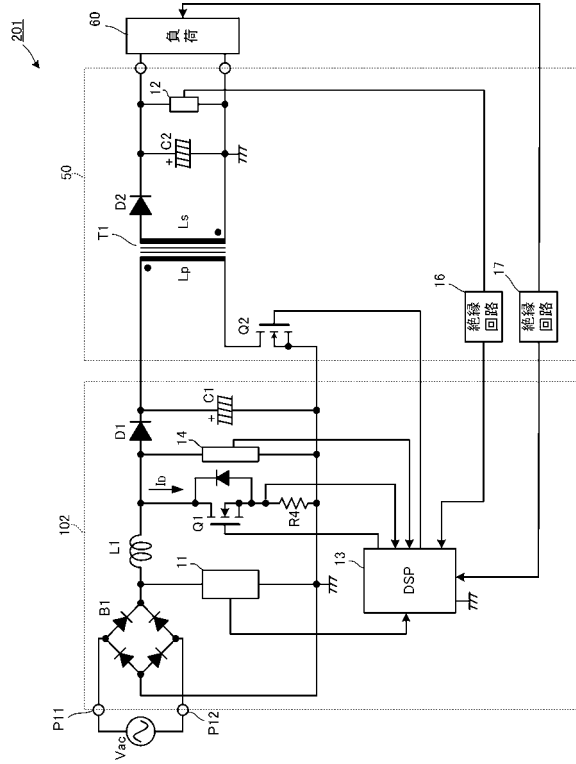
【図5】



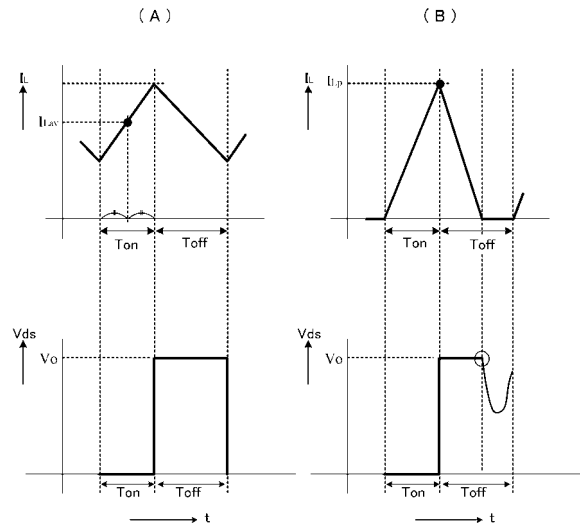
【図4】



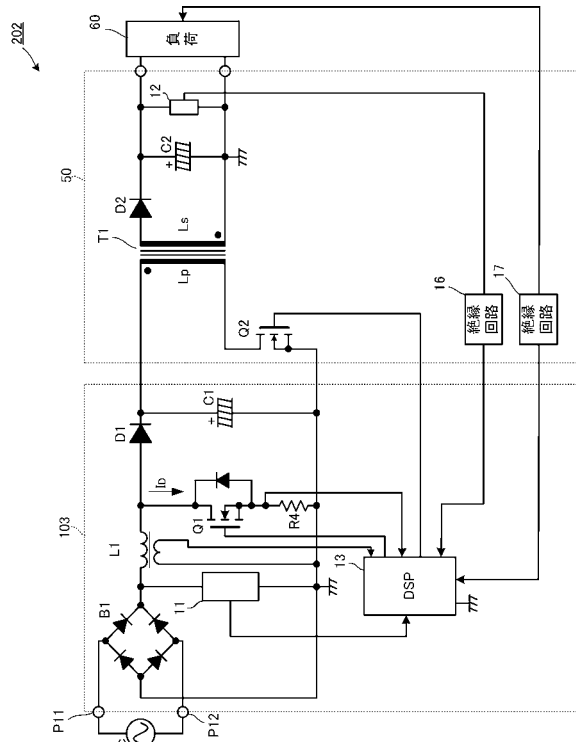
【図6】



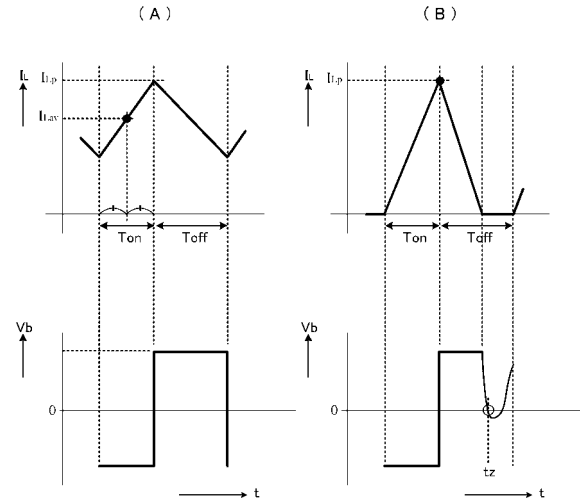
【図7】



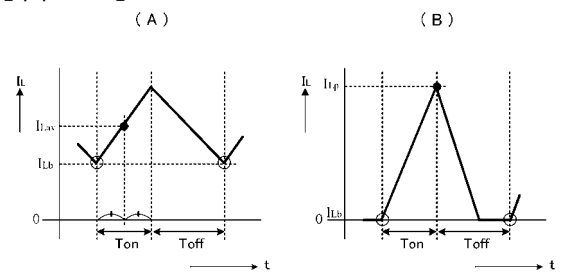
【図8】



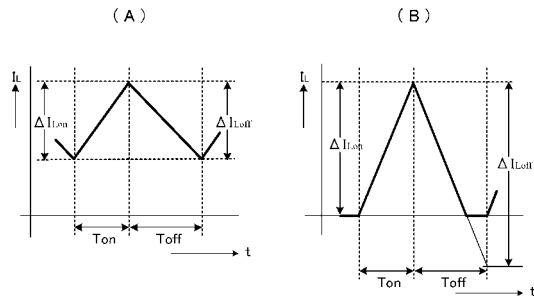
【図9】



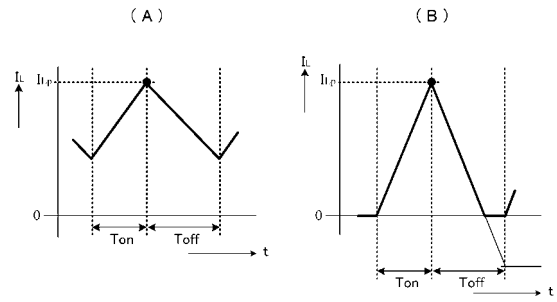
【図10】



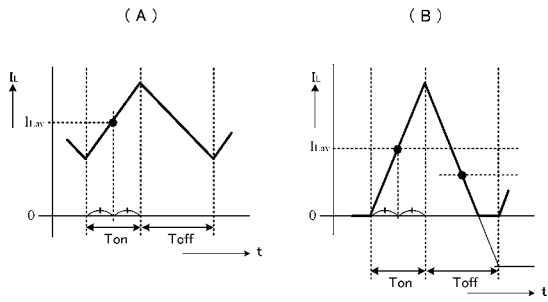
【図11】



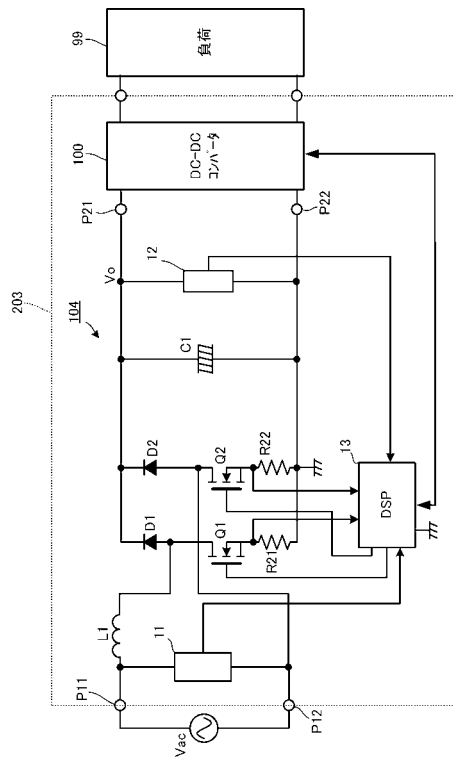
【図13】



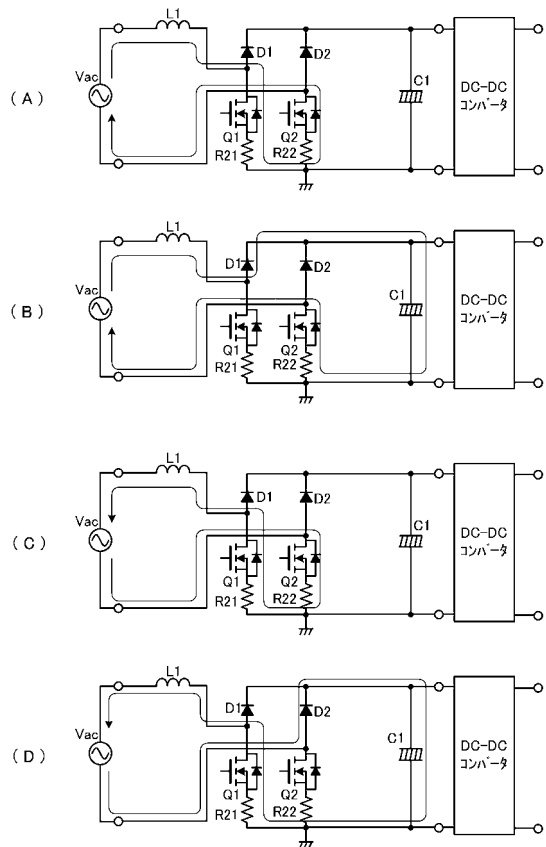
【図12】



【図14】



【図15】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2006-087192(JP,A)  
特開平02-084069(JP,A)  
特開平07-039162(JP,A)  
特開2003-348849(JP,A)

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