

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2010年6月3日(03.06.2010)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2010/061652 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 3/155 (2006.01) H02M 7/12 (2006.01)
H02M 7/06 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2009/059749
- (22) 国際出願日: 2009年5月28日(28.05.2009)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2008-299061 2008年11月25日(25.11.2008) JP
- (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): 株式会社村田製作所(Murata Manufacturing Co., Ltd.) [JP/JP]; 〒6178555 京都府長岡京市東神足1丁目10番1号 Kyoto (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 鵜野良之(UNO Yoshiyuki) [JP/JP]; 〒6178555 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 Kyoto (JP).

(74) 代理人: 特許業務法人 楓国際特許事務所 (Kaede Patent Attorneys' Office); 〒5400011 大阪府大阪市中央区農人橋1丁目4番34号 Osaka (JP).

(81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

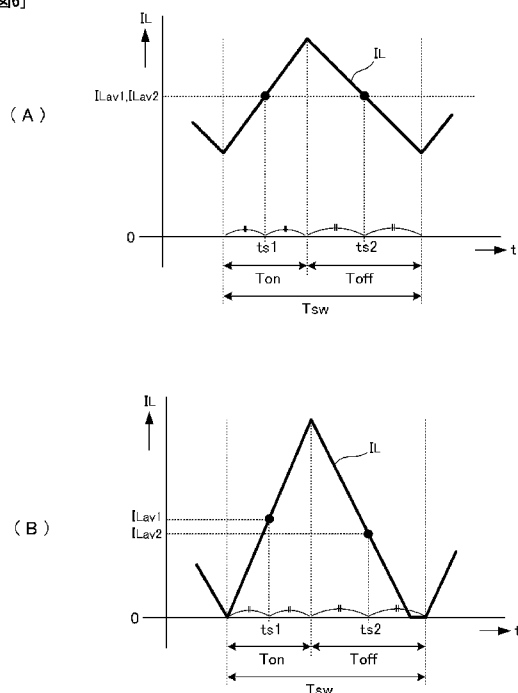
(84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア

[続葉有]

(54) Title: PFC CONVERTER

(54) 発明の名称: P F C コンバータ

[図6]



(57) Abstract: Provided is a PFC converter wherein a current flowing through an inductor can be detected at high speed and with high accuracy to perform a proper harmonic and power factor improvement, and the accurate detection of an operation state. A first current value (I_{Lav1}) is obtained by taking a sample at a central timing ($ts1$) of ON period of time (T_{on}) of a switching element and a second current value (I_{Lav2}) is obtained by taking a sample at a central timing ($ts2$) of OFF period of time (T_{off}) of the switching element. For example, if $I_{Lav1} = I_{Lav2}$, it is determined to be a current continuous mode, and if $I_{Lav1} \neq I_{Lav2}$, it is determined to be a current discontinuous mode.

(57) 要約: インダクタに流れる電流を高速且つ高精度に検出して、適正な高調波及び力率の改善、並びに正確な動作状態の検知を行えるようにしたPFCコンバータを構成する。スイッチング素子のオン期間 T_{on} の中央タイミング $ts1$ でサンプリングすることによって第1の電流値 I_{Lav1} を求め、スイッチング素子のオフ期間 T_{off} の中央タイミング $ts2$ でサンプリングすることによって第2の電流値 I_{Lav2} を求める。そして、例えば $I_{Lav1} = I_{Lav2}$ であれば電流連続モード、 $I_{Lav1} \neq I_{Lav2}$ であれば電流不連続モードと判定する。



(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ
(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB,
GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL,
NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF,
CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD,
TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

明 細 書

発明の名称： P F Cコンバータ

技術分野

[0001] この発明は、交流電源を入力して直流電圧を出力する A C - D C コンバータに関し、特に力率を改善する P F C コンバータに関するものである。

背景技術

[0002] 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では P F C (力率改善回路) コンバータと呼ばれる回路を付加し、高調波電流を抑える工夫をしている。

[0003] 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 D C - D C 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である。

[0004] そこで、この高調波電流を抑制することを目的として、全波整流回路の後段で且つ平滑コンデンサによる平滑回路の手前に P F C コンバータが設けられている。

[0005] この P F C 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。

[0006] ここで特許文献 1 に示されている P F C コンバータの構成例を、図 1 を基に説明する。

図 1 に示す力率改善回路において、交流入力電源 V_{ac} の交流電源電圧を整流するダイオードブリッジ B 1 の出力両端には、インダクタ L 1 と、M O S F E T であるスイッチング素子 Q 1 と電流検出抵抗 R と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 と平滑コンデンサ C 1 との直列回路が接続され、平滑コンデンサ C 1 の両端には、負荷

R_Lが接続されている。スイッチング素子Q₁は、制御回路10のPWM制御によりオン／オフするようになっている。電流検出抵抗Rは、ダイオードブリッジB₁に流れる入力電流を検出する。

[0007] 制御回路10は、誤差増幅器111、乗算器112、誤差増幅器113、電圧制御発振器（VCO）115、及びPWMコンパレータ116を備えている。

[0008] 誤差増幅器111は、平滑コンデンサC₁の電圧と基準電圧E₁との誤差を求める。乗算器112は、誤差電圧信号とダイオードブリッジB₁による整流電圧とを乗算する。誤差増幅器113は、乗算器112による乗算結果とダイオードブリッジB₁に流れる電流信号との誤差を生成してPWMコンパレータ116へ出力する。

[0009] VCO115は、交流電源電圧の整流後の電圧値に応じた周波数の三角波信号を生成する。

[0010] PWMコンパレータ116は、VCO115からの三角波信号が一端子に入力され、誤差増幅器113からの信号が＋端子に入力される。すなわち、PWMコンパレータ116は、ダイオードブリッジB₁に流れる電流と出力電圧とに応じたデューティパルススイッチング素子Q₁に与える。このデューティパルスは、交流電源電圧および直流負荷電圧の変動に対して一定周期で連続的に補償するパルス幅制御信号である。

[0011] このような構成により、交流電源電流波形が交流電源電圧波形に相似形且つ同位相となるように制御されて、高調波及び力率が改善される。

[0012] 一方、デジタル制御のPFCコンバータとして特許文献2が開示されている。

デジタル制御の場合もインダクタに流れる電流を検出して、その電流値に応じたPWM制御によりスイッチング素子をスイッチングすることになる。

先行技術文献

特許文献

[0013] 特許文献1：特開2004-282958号公報

特許文献2：特開平7-177746号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0014] ところで、PFCコンバータの目的である高調波抑制及び力率改善を適正に行うためには、インダクタに流れる電流を高速且つ高精度に検出する必要がある。また、PFCコンバータの動作状態を検知して、それに応じた処理を行う上でもインダクタに流れる電流を高速且つ高精度に検出する必要がある。

[0015] 特許文献1のPFCコンバータのようにアナログ回路によりスイッチング制御を行う従来のPFCコンバータにおいては、インダクタに流れる電流を必ずしも高速に検出することができない。また、特許文献2のPFCコンバータのようにデジタル制御を行うものでは、もともと必要な演算処理量が多く、応答速度と精度とはトレードオフの関係にある。そのため、精度を保ちつつ応答性を高めるのには限界があった。

[0016] そこで、この発明の目的は、インダクタに流れる電流を高速且つ高精度に検出して、適正な高調波及び力率の改善、並びに正確な動作状態の検知を行えるようにしたPFCコンバータを提供することにある。

課題を解決するための手段

[0017] 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。

(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、前記整流回路の次段に接続された、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オン／オフ制御するスイッチング制御手段と、を備えたPFCコンバータであって、

前記スイッチング素子のオン期間に前記スイッチング素子または前記インダクタに流れる電流を検出する電流検出回路と、

前記スイッチング素子のオン期間の中央で、前記スイッチング素子または前記インダクタに流れる電流の検出信号をサンプリングして第 1 の電流値として検出する第 1 の電流検出手段と、

前記スイッチング素子のオフ期間の中央で、前記インダクタに流れる電流の検出信号をサンプリングして第 2 の電流値として検出する第 2 の電流検出手段と、

前記第 1 の電流値と前記第 2 の電流値とを比較して電流増減状態を検知する手段と、

を設けたことを特徴とする。

[0018] 前記第 1 の電流値はスイッチング素子のオン期間にスイッチング素子及びインダクタに流れる電流の平均値である。また、前記第 2 の電流値はスイッチング素子のオフ期間にインダクタに流れる電流の平均値である。そのため、この実質的に二点サンプリングによってインダクタに流れる電流の増減状態を検知でき、それに応じた制御を高速に行うことができる。

[0019] (2) 前記電流増減状態検知手段は、前記第 1 の電流値と前記第 2 の電流値とが等しいとき電流連続モードと見なし、前記第 2 の電流値が前記第 1 の電流値より小さいとき電流不連続モードと見なす。

[0020] この構成により、電流連続モードと電流不連続モードとの判定を、非常に少ない演算処理量で高速に行うことができ、モードに応じた制御を高速に行える。

[0021] (3) 前記電流増減状態検知手段は、異なった周期での前記第 1 の電流値同士の変化分または前記第 2 の電流値同士の変化分に基づいて定常状態と過渡状態の判定を行う。

[0022] この構成により、定常状態と過渡状態との判定を、非常に少ない演算処理量で高速に行うことができ、状態に応じた制御を高速に行える。

発明の効果

[0023] この発明によれば、前記第 1 の電流値と前記第 2 の電流値を基に、インダクタに流れる電流の増減状態を検知でき、それに応じた制御を高速に行うこ

とができる。

[0024] また、前記第 1 の電流値と前記第 2 の電流値を基に、電流連続モードと電流不連続モードとの判定を行うことにより、非常に少ない演算処理量で電流連続モードと電流不連続モードとの判定を高速に行うことができ、モードに応じた制御を高速に行える。

[0025] また、前記第 1 の電流値と前記第 2 の電流値を基に、定常状態と過渡状態との判定を行うことにより、非常に少ない演算処理量で定常状態と過渡状態との判定を高速に行うことができ、モードに応じた制御を高速に行える。

図面の簡単な説明

[0026] [図1]特許文献 1 に示されている P F C コンバータの回路図である。

[図2] この発明の実施形態に係る P F C コンバータの回路図である。

[図3] デジタル信号処理回路 1 3 による P F C コンバータ 1 0 1 の各種制御方式について示す図である。

[図4] 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 P F C コンバータ 1 0 1 の電圧・電流の波形図である。

[図5] 電流連続モードで平均電流制御を行うために、インダクタ L 1 に流れる電流の平均値を求める方法について示す図である。

[図6] 図 6 (A) は電流連続モードでのインダクタ電流の波形図、図 6 (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。

[図7] 図 7 (A) は電流連続モードで且つ定常状態でのインダクタ電流の波形図、図 7 (B) は電流連続モードで且つ過渡状態でのインダクタ電流の波形図である。

[図8] 図 8 (A) は電流不連続モードで且つ定常状態でのインダクタ電流の波形図、図 8 (B) は電流連続モードで且つ過渡状態でのインダクタ電流の波形図である。

発明を実施するための形態

[0027] 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 8 を参照して説明する。

図2はこの発明の実施形態に係るPFCコンバータ101の回路図である。図2において符号P11、P12はPFCコンバータ101の入力ポート、符号P21、P22はPFCコンバータ101の出力ポートである。入力ポートP11-P12には商用交流電源である交流入力電源Vacが入力され、出力ポートP21-P22には負荷回路20が接続される。

[0028] 負荷回路20は例えばDC-DCコンバータおよびそのDC-DC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。

[0029] PFCコンバータ101の入力段には交流入力電源Vac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B1を設けている。このダイオードブリッジB1の出力側にはインダクタL1およびスイッチング素子Q1、さらに電流検出用抵抗R1の直列回路を接続している。スイッチング素子Q1の両端にはダイオードD1および平滑コンデンサC1で構成される整流平滑回路を並列接続している。このインダクタL1、スイッチング素子Q1、ダイオードD1および平滑コンデンサC1によっていわゆる昇圧チョッパ回路を構成している。

[0030] ダイオードブリッジB1の出力側の両端間には入力電圧検出回路11を設けている。また出力ポートP21-P22間に出力電圧検出回路12を設けている。デジタル信号処理回路13はDSPで構成していて、デジタル信号処理によってこのPFCコンバータ101を制御する。すなわち、デジタル信号処理回路13は入力電圧検出回路11の出力信号を入力し、後述する方法によって交流入力電源の電圧の位相を検知する。また出力電圧検出回路12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Q1を所定のスイッチング周波数でオン/オフする。

[0031] 前記デジタル信号処理回路13の、スイッチング素子Q1に対するスイッチング制御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R1が、この発明に係る「電流検出回路」に相当する。さらに、前記デジタル信号処理回路13の、電流検出に関する処理部が、この発明に係る「第1の電流検出手段」及び「第2

の電流検出手段」に相当する。

[0032] 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。

[0033] 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）（C）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 L1 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 L1 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。

[0034] 図 3（A）は電流連続モード、図 3（B）は電流不連続モード、図 3（C）は電流臨界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 L1 に流れる電流は、交流入力電源のゼロクロス付近を除いて 0 になることがない。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 L1 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。また図 3（C）に示した臨界モードではインダクタ L1 への励磁エネルギーの蓄積・放出のごとに電流値が 0 となり、且つ電流値 0 の状態が連続することがない。

[0035] 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。

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 L1 に流れる電流の平均値、が全波整流波形に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

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。

[0036] 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L₁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L₁に流れる電流I_Lの波形図、(C)はスイッチング素子Q₁のドレインソース間電圧V_{ds}の波形図である。

[0037] スwitchング素子Q₁のオン期間T_{on}ではインダクタL₁に電流I_Lが流れ、インダクタL₁の両端間電圧およびインダクタL₁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Q₁のオフ期間T_{off}で、インダクタL₁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ΔI_Lの幅でインダクタL₁に流れる電流I_Lがスイッチング周期で変動する。

[0038] 図5は、電流連続モードで平均電流制御を行うために、インダクタL₁に流れる電流の平均値を求める方法について示す図である。

スイッチング素子Q₁のターンオフタイミングでインダクタL₁に流れる電流値(ピーク値)をI_{Lp}、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に流れる電流値(最低値)をI_{Lb}で表すと、スイッチング素子Q₁のオン期間T_{on}にインダクタL₁に流れる電流の平均値(平均電流)は次の関係で表される。

[0039]
$$I_{La} = (I_{Lp} + I_{Lb}) / 2 \quad \cdots (1)$$

一方、スイッチング素子Q₁のオフ期間T_{off}にインダクタL₁に流れる電流は直線的に減少するので、スイッチング素子Q₁のオフ期間T_{off}の中央タイミングにおけるインダクタL₁の電流値は上記平均電流値I_{La}に等しい。

[0040] そこで、スイッチング素子Q₁のオン期間T_{on}の中央のタイミングでの抵抗R₁の降下電圧をサンプリングする。このサンプリング値が、スイッチング素子Q₁のオン期間T_{on}にインダクタL₁に流れる電流の平均電流値I_{La}に比例した値である。また、スイッチング素子Q₁のオフ期間T_{off}

f の中央のタイミングでの抵抗 R_1 の降下電圧をサンプリングする。このサンプリング値が、スイッチング素子 Q_1 のオフ期間 T_{off} にインダクタ L_1 に流れる電流の平均電流値 I_{Lav} に比例した値である。

[0041] 前記スイッチング素子 Q_1 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 T_{on} の中央のタイミング t_{s1} 及び前記オフ期間 T_{off} の中央のタイミング 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 R_1 の降下電圧をサンプリングすることができる。

[0042] 次に、図 2 に示したデジタル信号処理回路 13 による「電流増減状態検知手段」の第 1 の処理内容を、図 6 を参照して説明する。

図 6 (A) は電流連続モードでのインダクタ電流の波形図、図 6 (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。

[0043] 電流連続モードであれば、既に述べたとおり図 6 (A) に示すように、スイッチング素子 Q_1 のオン期間 T_{on} にインダクタ L_1 に流れる電流の平均電流値 I_{Lav1} と、スイッチング素子 Q_1 のオフ期間 T_{off} にインダクタ L_1 に流れる電流の平均電流値 I_{Lav2} とは等しい。従って、先ず、スイッチング素子 Q_1 のオン期間 T_{on} の中央タイミング t_{s1} でサンプリングすることによって第 1 の電流値 I_{Lav1} を求め、スイッチング素子 Q_1 のオフ期間 T_{off} の中央タイミング t_{s2} でサンプリングすることによって第 2 の電流値 I_{Lav2} を求め、 $I_{Lav1} = I_{Lav2}$ であるとき、電流連続モードであると判定する。

[0044] なお、電流臨界モードは電流連続モードの特殊な状態であり、上記第 1 ・第 2 の電流値の関係は電流連続モードの場合と同様である。以降の記述では「電流連続モード」は「電流臨界モード」を含んでいる。

[0045] 一方、電流不連続モードであれば、図 6 (B) に示すように、スイッチング素子 Q_1 のオン期間 T_{on} にインダクタ L_1 に流れる電流の平均電流値 I_{Lav1} と、スイッチング素子 Q_1 のオフ期間 T_{off} にインダクタ L_1 に

流れる電流の平均電流値 $I_{L a v 2}$ とは異なる。従って、先ず、スイッチング素子 $Q 1$ のオン期間 $T_{o n}$ の中央タイミング $t_{s 1}$ でサンプリングすることによって第 1 の電流値 $I_{L a v 1}$ を求め、スイッチング素子 $Q 1$ のオフ期間 $T_{o f f}$ の中央タイミング $t_{s 2}$ でサンプリングすることによって第 2 の電流値 $I_{L a v 2}$ を求め、 $I_{L a v 1} \neq I_{L a v 2}$ であるとき、電流不連続モードであると判定する。

[0046] 次に、図 2 に示したデジタル信号処理回路 13 による「電流増減状態検知手段」の第 2 の処理内容を、図 7 を参照して説明する。

図 7 (A) は電流連続モードで且つ定常状態でのインダクタ電流の波形図、図 7 (B) は電流連続モードで且つ過渡状態でのインダクタ電流の波形図である。

定常状態では、図 7 (A) に示すように、どのスイッチング周期においても、スイッチング素子 $Q 1$ のオン期間 $T_{o n}$ にインダクタ $L 1$ に流れる電流の平均電流と、スイッチング素子 $Q 1$ のオフ期間 $T_{o f f}$ にインダクタ $L 1$ に流れる電流の平均電流とは等しい。従って、スイッチング素子 $Q 1$ の異なった周期におけるオン期間 $T_{o n}$ の中央タイミング ($t_{s 1 1}$, $t_{s 1 2}$, ...) でサンプリングすることによって第 1 の電流値 $I_{L a v 1}$ を複数回求め、スイッチング素子 $Q 1$ の異なった周期におけるオフ期間 $T_{o f f}$ の中央タイミング ($t_{s 2 1}$, $t_{s 2 2}$, ...) でサンプリングすることによって第 2 の電流値 $I_{L a v 2}$ を求め、複数のタイミングでの第 1 の電流値と第 2 の電流値が等しいとき、電流不連続モードで且つ定常状態であると判定する。

[0047] 一方、例えば入力電源電圧の投入開始時など、過渡状態では、図 7 (B) に示すように、異なったスイッチング周期において、スイッチング素子 $Q 1$ のオン期間 $T_{o n}$ にインダクタ $L 1$ に流れる電流の平均電流同士を比較すると、変化していることになる。スイッチング素子 $Q 1$ のオフ期間 $T_{o f f}$ にインダクタ $L 1$ に流れる電流の平均電流同士を比較しても、変化していることになる。

[0048] 図7 (B) に示した例のように、隣接するスイッチング周期で比較すると、スイッチング素子Q1のオン期間 T_{on} にインダクタL1に流れる電流の平均電流は ΔI_{L1} だけ増加している。また、スイッチング素子Q1のオフ期間 T_{off} にインダクタL1に流れる電流の平均電流は ΔI_{L2} だけ増加している。

[0049] 従って、スイッチング素子Q1の、異なった周期におけるオン期間 T_{on} の中央タイミング (t_{s11} , t_{s12} , ...) でサンプリングすることによって第1の電流値を複数回求め、これらの第1の電流値同士を比較し、変化していれば過渡状態であると判定する。または、スイッチング素子Q1の、異なった周期におけるオフ期間 T_{off} の中央タイミング (t_{s21} , t_{s22} , ...) でサンプリングすることによって第2の電流値を複数回求め、これらの第2の電流値同士を比較し、変化していれば過渡状態であると判定する。

[0050] 次に、図2に示したデジタル信号処理回路13による「電流増減状態検知手段」の第3の処理内容を、図8を参照して説明する。

図8 (A) は電流不連続モードで且つ定常状態でのインダクタ電流の波形図、図8 (B) は電流連続モードで且つ過渡状態でのインダクタ電流の波形図である。

電流不連続モードであれば、図8 (A) に示すように、スイッチング素子Q1のオン期間 T_{on} にインダクタL1に流れる電流の平均電流値 I_{Lav1} と、スイッチング素子Q1のオフ期間 T_{off} にインダクタL1に流れる電流の平均電流値 I_{Lav2} とは異なる。また、定常状態であれば、異なったスイッチング周期において、スイッチング素子Q1のオン期間 T_{on} にインダクタL1に流れる電流の平均電流値 I_{Lav1} は一定である。同様に、異なったスイッチング周期において、スイッチング素子Q1のオフ期間 T_{off} にインダクタL1に流れる電流の平均電流値 I_{Lav2} は一定である。

[0051] 従って、先ず、スイッチング素子Q1の、異なった周期におけるオン期間 T_{on} の中央タイミング (t_{s11} , t_{s12} , ...) でサンプリングす

ることによって第1の電流値を複数回求め、またはスイッチング素子Q1の、異なった周期におけるオフ期間 T_{off} の中央タイミング(t_{s21} , t_{s22} , ...)でサンプリングすることによって第2の電流値を複数回求め、第1の電流値同士または第2の電流値同士を比較し、変化していなければ定常状態であると判定する。そして、スイッチング素子Q1のオン期間 T_{on} の中央タイミング(t_{s11} , t_{s12} , ...)でサンプリングすることによって求めた第1の電流値 I_{Lav1} と、スイッチング素子Q1のオフ期間 T_{off} の中央タイミング(t_{s21} , t_{s22} , ...)でサンプリングすることによって求めた第2の電流値 I_{Lav2} とが異なった値であるとき、電流不連続モードであると判定する。

[0052] 一方、電流連続モードで且つ電流減少方向の過渡状態であれば、図8(B)に示すように、スイッチング素子Q1のオン期間 T_{on} にインダクタL1に流れる電流の平均電流より、スイッチング素子Q1のオフ期間 T_{off} にインダクタL1に流れる電流の平均電流が低下する。この1周期における平均電流の変化は、図8(A)に示した場合と同様に現れる。しかし、異なったスイッチング周期において、スイッチング素子Q1のオン期間 T_{on} にインダクタL1に流れる電流の平均電流同士を比較すると、 ΔI_{L1} で示すように変化している。スイッチング素子Q1のオフ期間 T_{off} にインダクタL1に流れる電流の平均電流同士で比較しても、 ΔI_{L2} で示すように同様に変化している。

[0053] 従って、前述の電流連続モードと電流不連続モードの判定を行うとともに、過度状態の有無の判定を行うことによって、電流不連続モードで且つ定常状態であるのか、電流連続モードで過渡状態であるのかを判別する。

符号の説明

- [0054] 101...PFCコンバータ
11...入力電圧検出回路
12...出力電圧検出回路
13...ディジタル信号処理回路

20…負荷回路

B1…ダイオードブリッジ

C1…平滑コンデンサ

D1…ダイオード

Q1…スイッチング素子

R1…電流検出用抵抗

T_{off}…オフ期間

T_{on}…オン期間

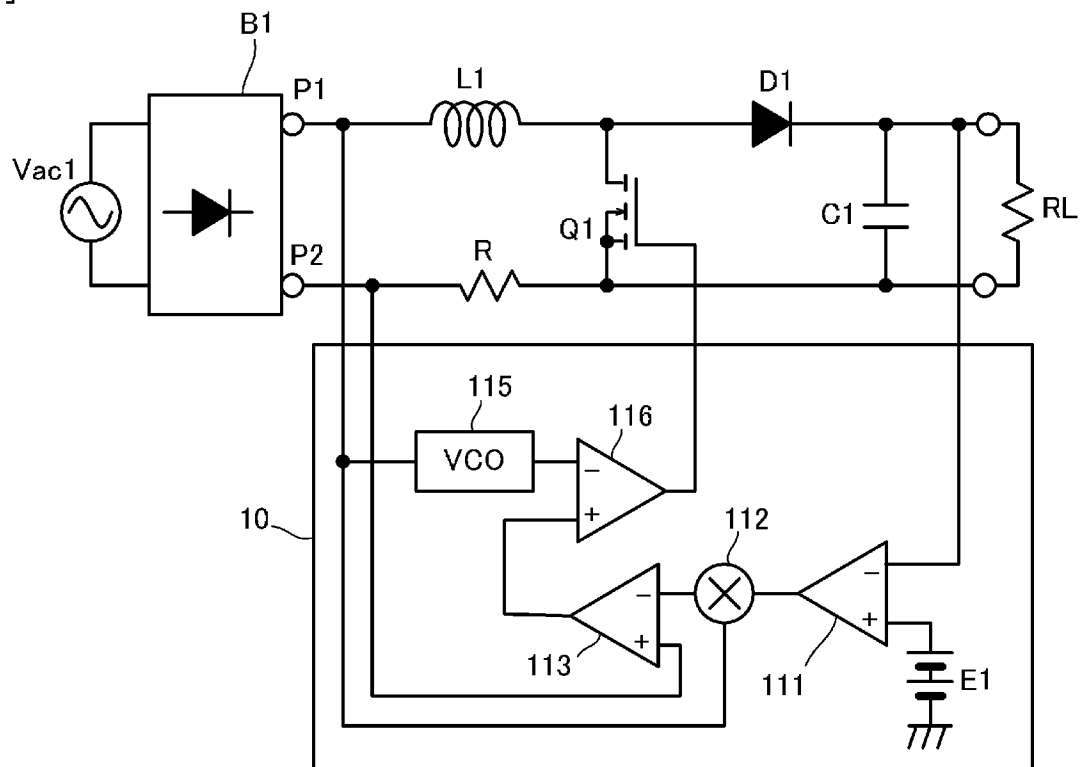
t_{s1}, t_{s2}…中央タイミング

V_{ac}…交流入力電源

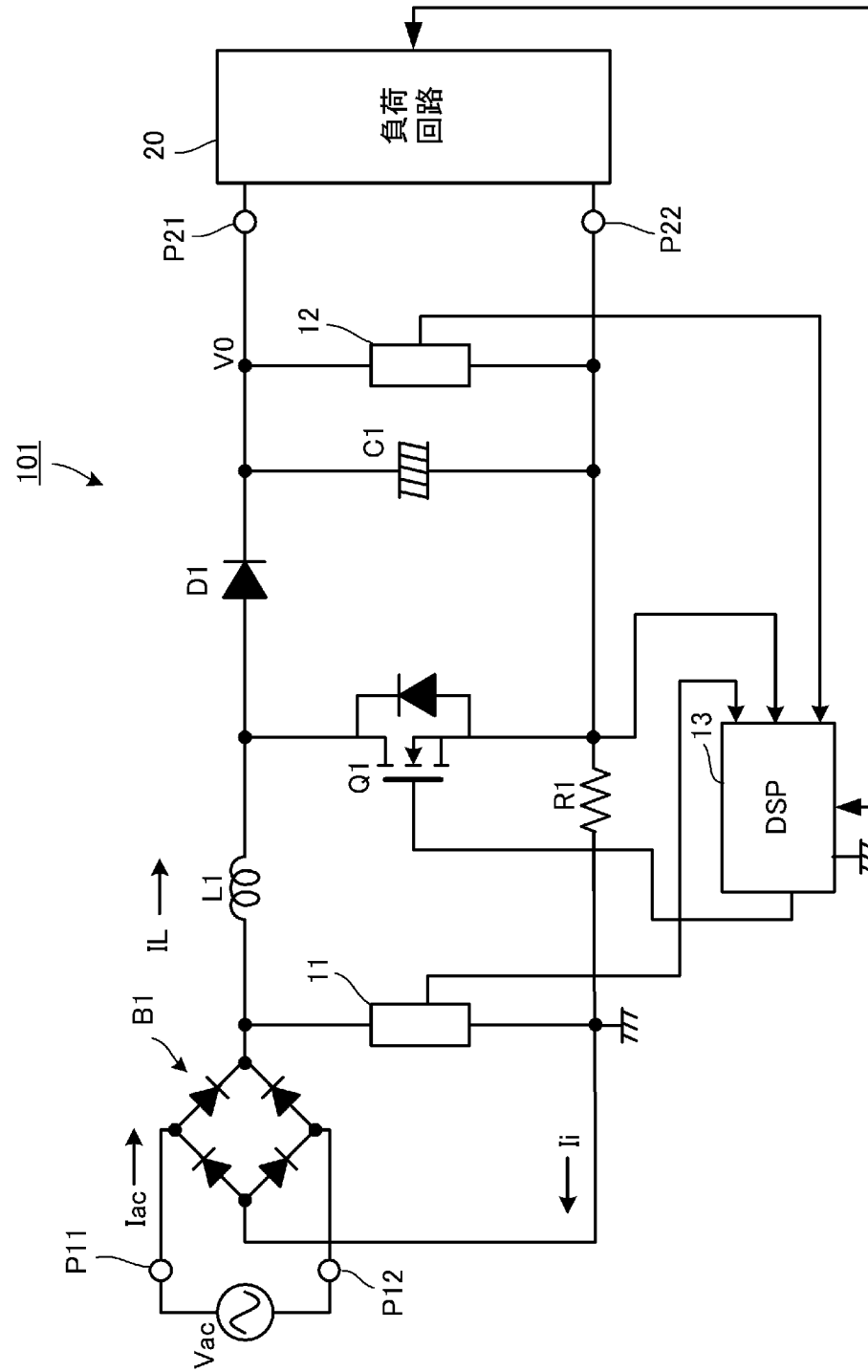
請求の範囲

- [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、前記整流回路の次段に接続された、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オン／オフ制御するスイッチング制御手段と、を備えたP F Cコンバータであって、
- 前記スイッチング素子のオン期間に前記スイッチング素子または前記インダクタに流れる電流を検出する電流検出回路と、
- 前記スイッチング素子のオン期間の中央で、前記スイッチング素子または前記インダクタに流れる電流の検出信号をサンプリングして第1の電流値として検出する第1の電流検出手段と、
- 前記スイッチング素子のオフ期間の中央で、前記インダクタに流れる電流の検出信号をサンプリングして第2の電流値として検出する第2の電流検出手段と、
- 前記第1の電流値と前記第2の電流値とを比較して電流増減状態を検知する電流増減状態検知手段と、
- を設けたP F Cコンバータ。
- [請求項2] 前記電流増減状態検知手段は、前記第1の電流値と前記第2の電流値とが等しいとき電流連続モードと見なし、前記第2の電流値が前記第1の電流値より小さいとき電流不連続モードと見なす、請求項1または2に記載のP F Cコンバータ。
- [請求項3] 前記電流増減状態検知手段は、異なった周期での、前記第1の電流値同士の変化分または前記第2の電流値同士の変化分に基づいて定常状態と過渡状態の判定を行う、請求項1または2に記載のP F Cコンバータ。

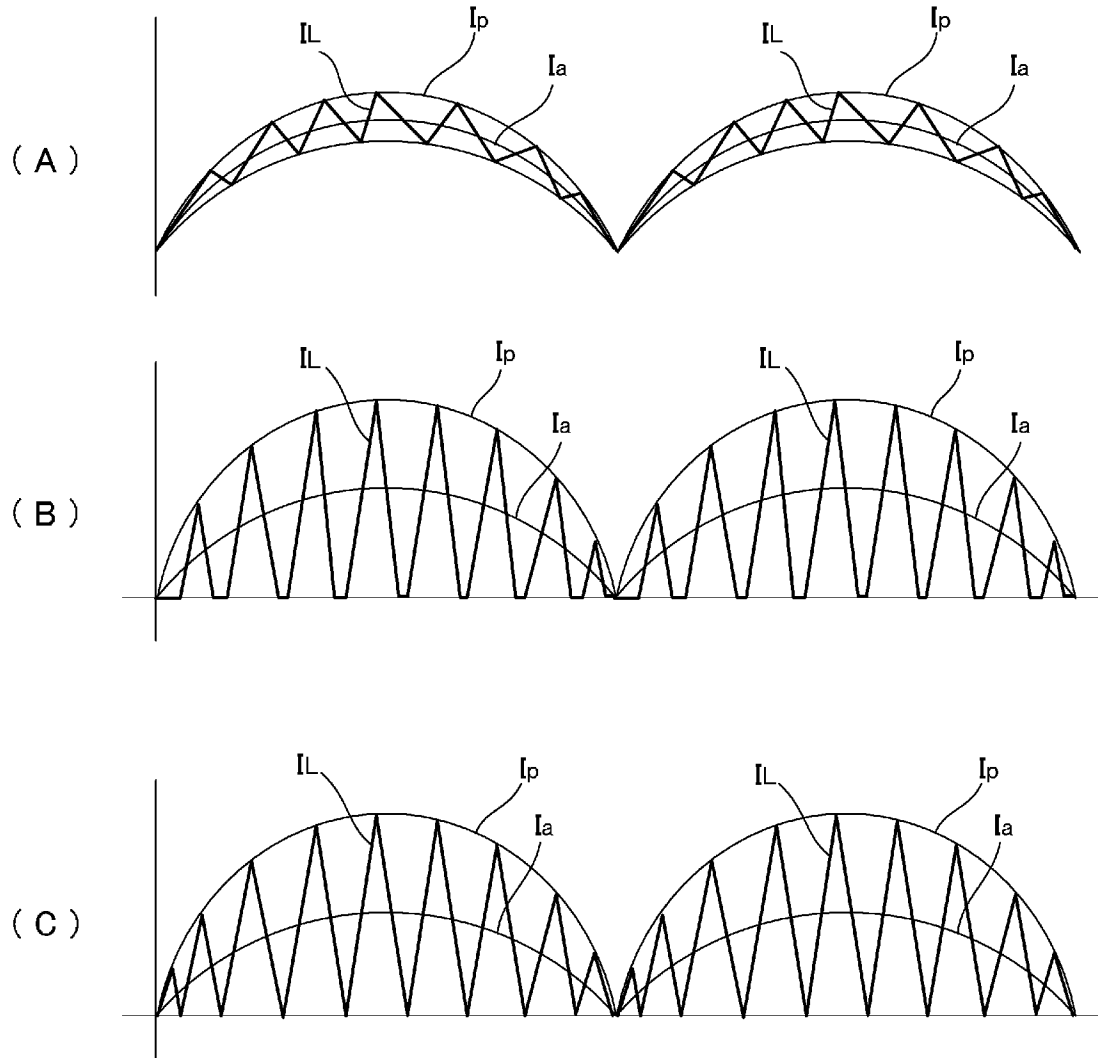
[図1]



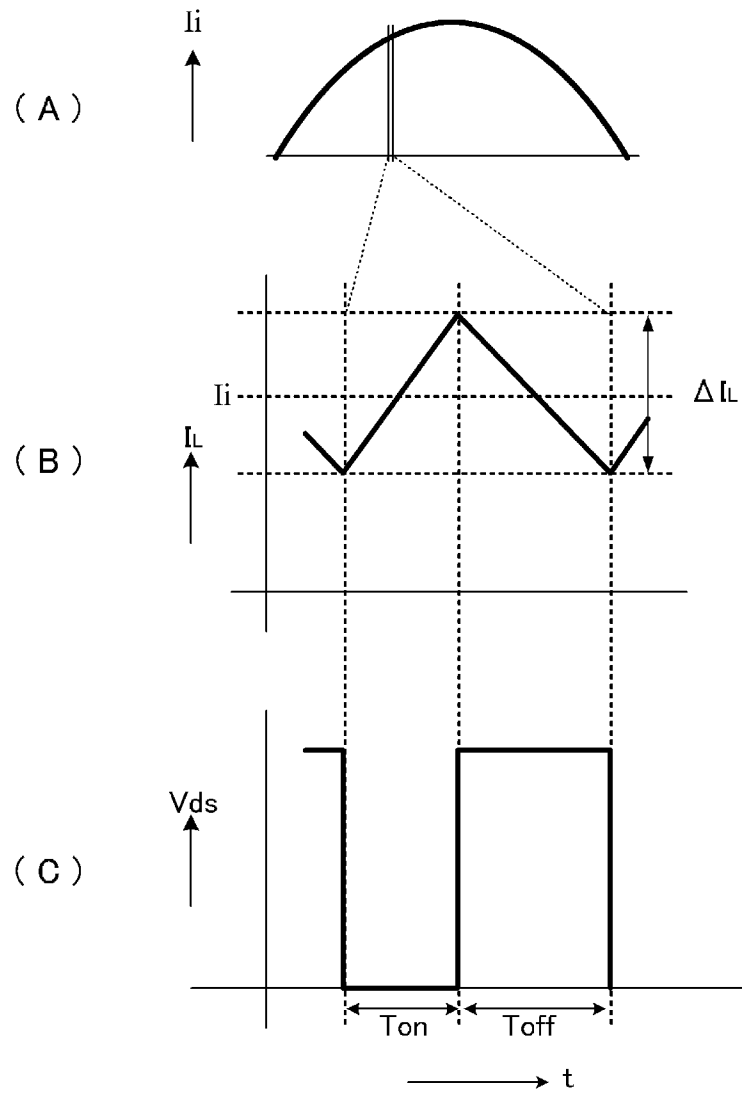
[図2]



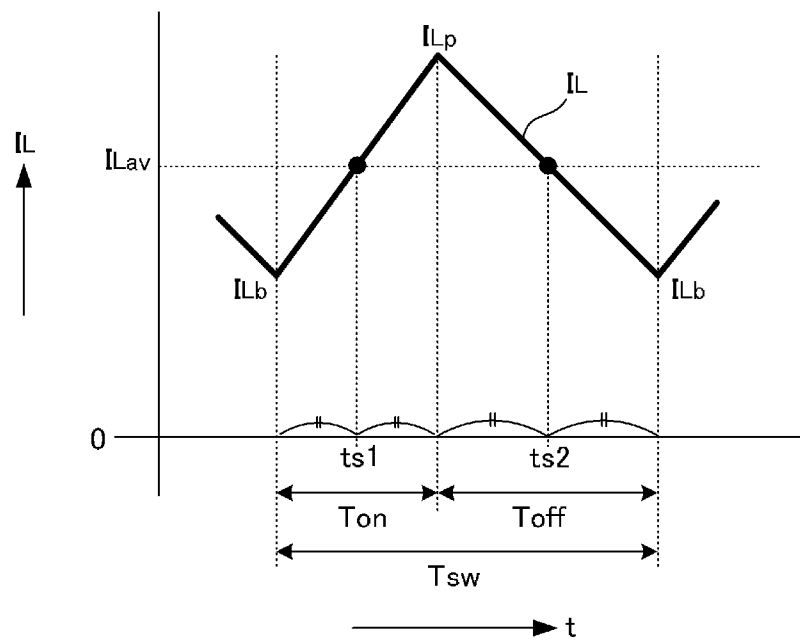
[図3]



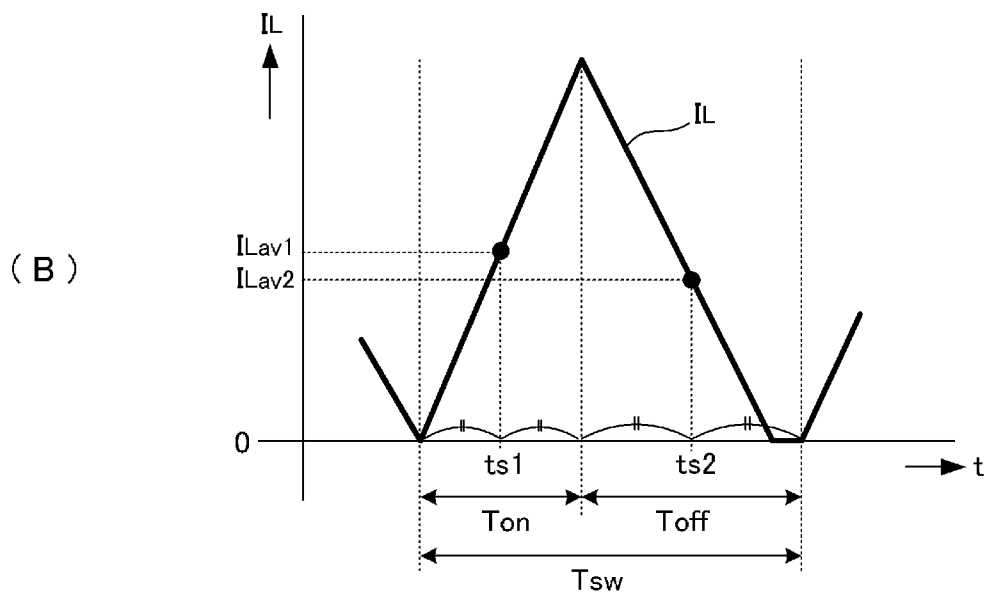
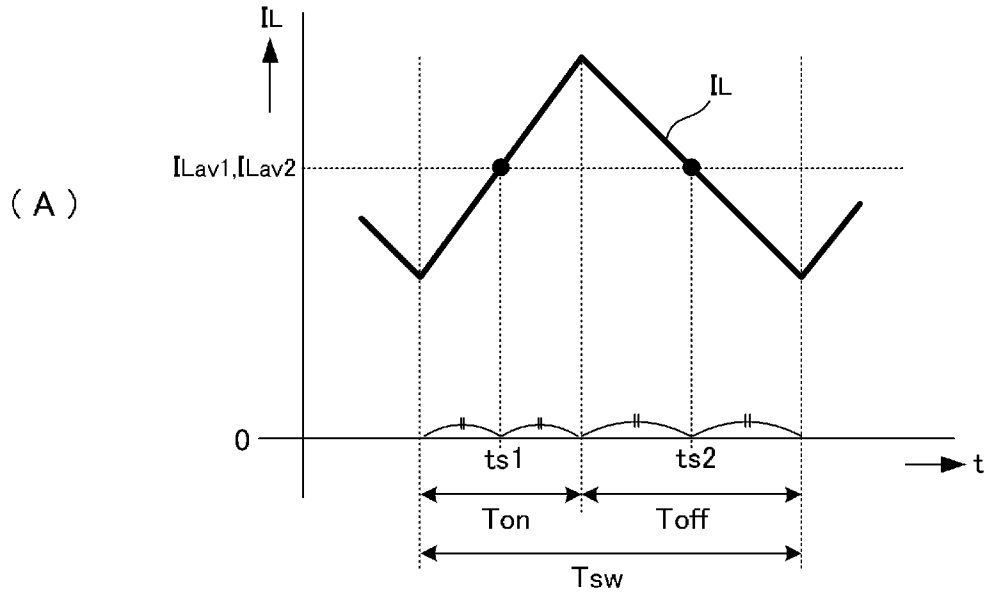
[図4]



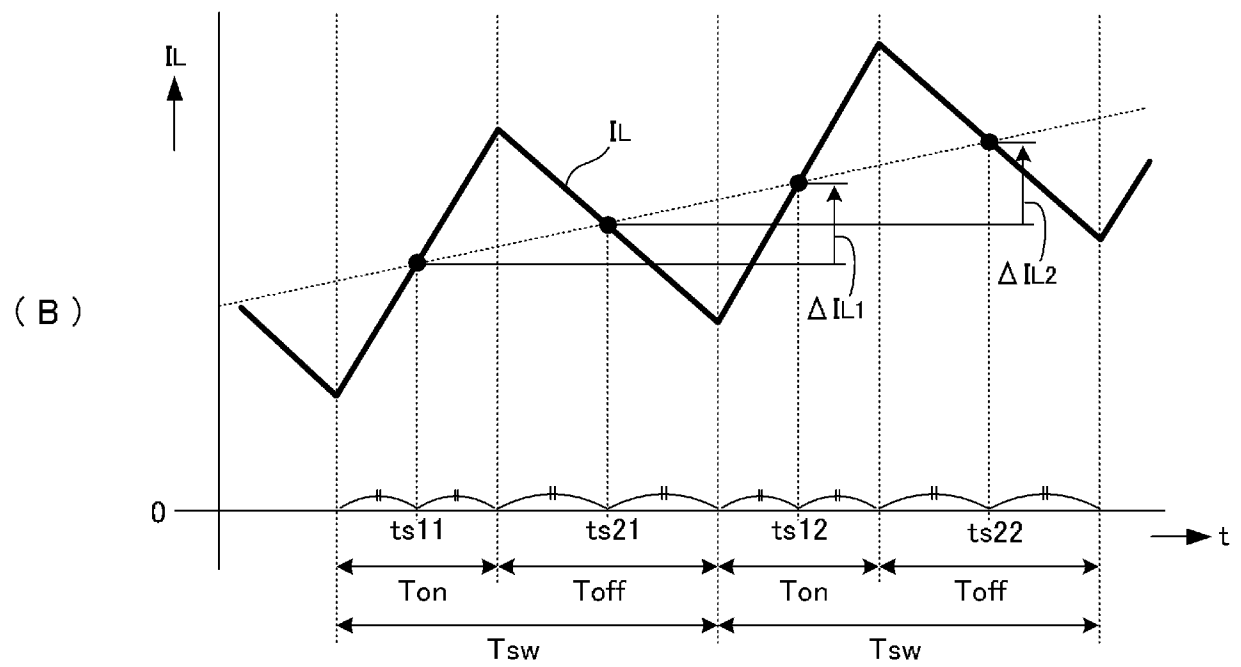
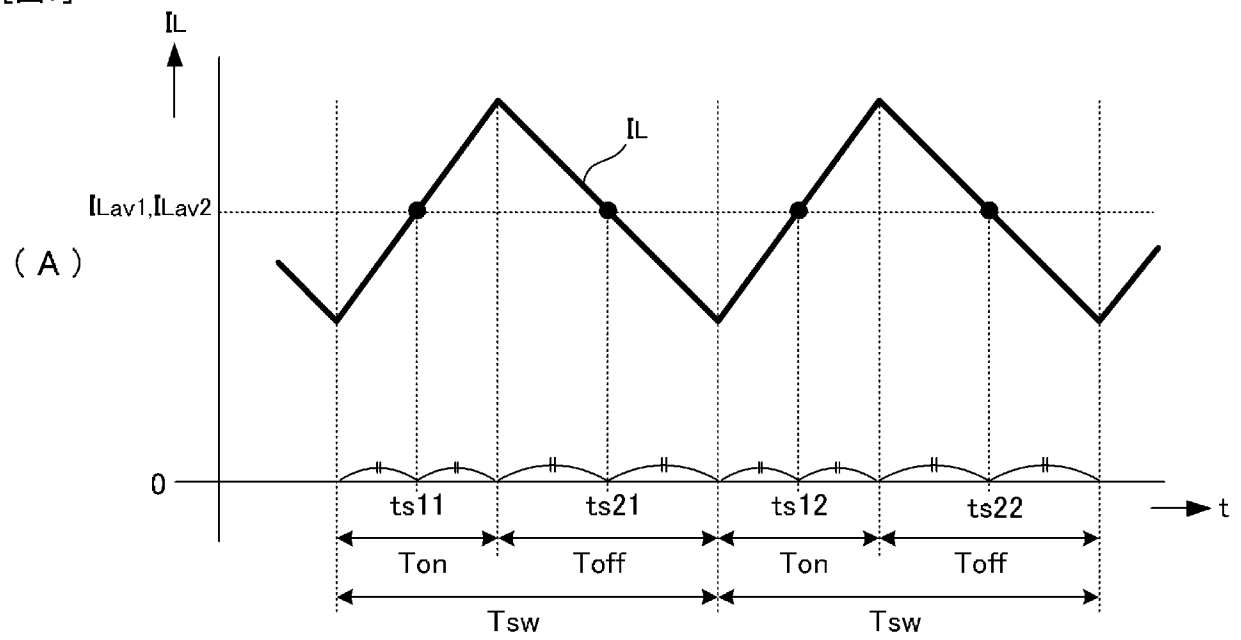
[図5]



[図6]

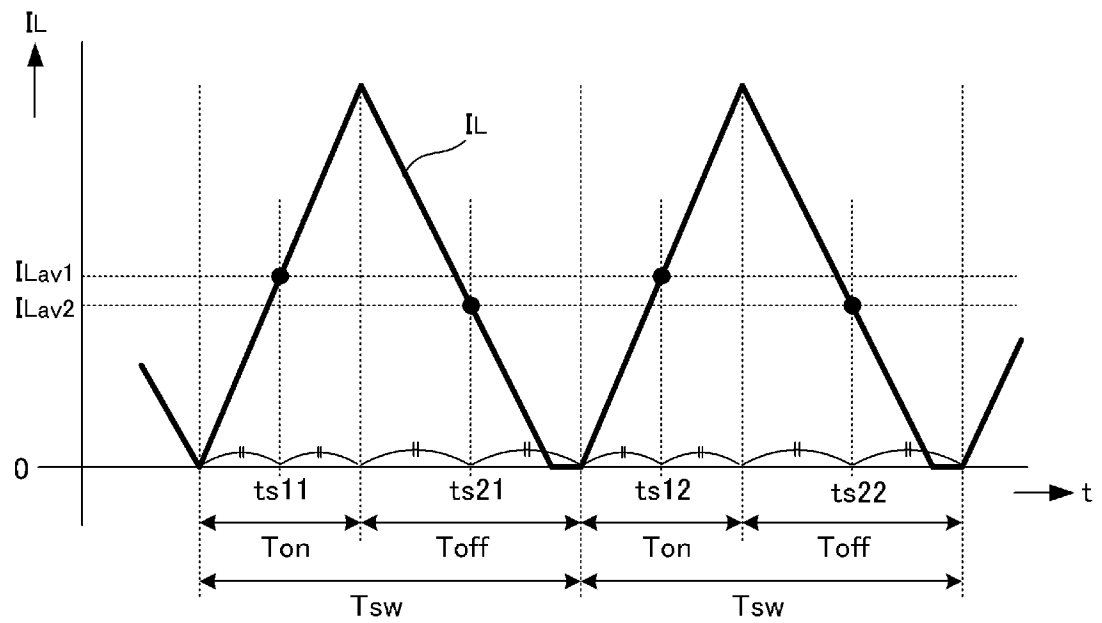


[図7]

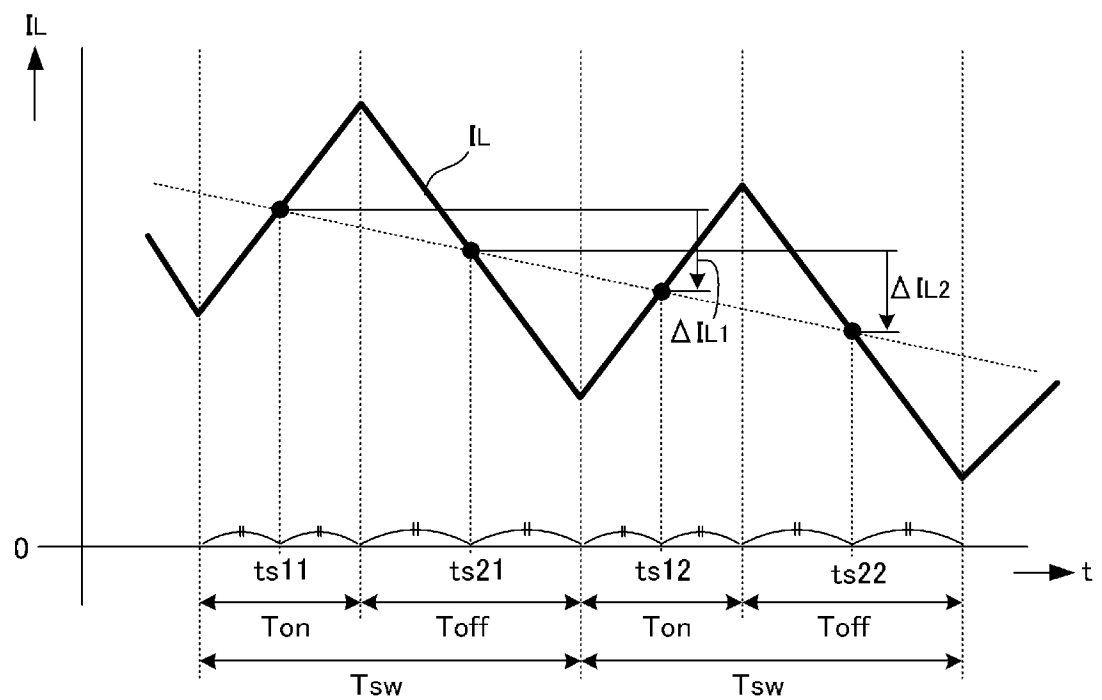


[図8]

(A)



(B)



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2009/059749

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M3/155(2006.01) i, H02M7/06(2006.01) i, H02M7/12(2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02M3/155, H02M7/06, H02M7/12

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2009
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2009	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2009

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2006-87261 A (Diamond Electric Mfg. Corp.), 30 March, 2006 (30.03.06), Par. Nos. [0021] to [0029]; Figs. 1, 2 (Family: none)	1-3
A	JP 2004-229369 A (Toyota Industries Corp.), 12 August, 2004 (12.08.04), Par. No. [0032]; Figs. 1 to 4 (Family: none)	1-3
A	JP 2000-14143 A (TDK Corp.), 14 January, 2000 (14.01.00), Par. No. [0021]; Fig. 5 (Family: none)	1-3

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
13 August, 2009 (13.08.09)

Date of mailing of the international search report
25 August, 2009 (25.08.09)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02M3/155(2006.01)i, H02M7/06(2006.01)i, H02M7/12(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02M3/155, H02M7/06, H02M7/12

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 0 9 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 0 9 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 0 9 年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	J P 2 0 0 6 - 8 7 2 6 1 A（ダイヤモンド電機株式会社）、2006.03.30、段落【0021】－【0029】、第1,2図（ファミリーなし）	1－3
A	J P 2 0 0 4 - 2 2 9 3 6 9 A（株式会社豊田自動織機）、2004.08.12、段落【0032】、第1-4図（ファミリーなし）	1－3
A	J P 2 0 0 0 - 1 4 1 4 3 A（ティーディーケイ株式会社）、2000.01.14、段落【0021】、第5図（ファミリーなし）	1－3

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

1 3 . 0 8 . 2 0 0 9

国際調査報告の発送日

2 5 . 0 8 . 2 0 0 9

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

服部 俊樹

電話番号 03-3581-1101 内線 3357

3 V

3 7 3 6