

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2007-49864
(P2007-49864A)

(43) 公開日 平成19年2月22日(2007.2.22)

(51) Int. Cl. F I テーマコード(参考)
H02M 3/28 (2006.01) H02M 3/28 Q 5H730
 H02M 3/28 F

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 28 頁)

(21) 出願番号 特願2005-234343 (P2005-234343)
 (22) 出願日 平成17年8月12日(2005.8.12)

(71) 出願人 000002185
 ソニー株式会社
 東京都品川区北品川6丁目7番35号
 (74) 代理人 100086841
 弁理士 脇 篤夫
 (74) 代理人 100114122
 弁理士 鈴木 伸夫
 (72) 発明者 安村 昌之
 東京都品川区東五反田2丁目20番4号
 ソニー・ヒューマンキャピタル株式会社内
 Fターム(参考) 5H730 AA14 AA15 AA18 AS01 BB23
 BB68 BB78 BB80 CC04 DD04
 DD26 EE02 EE07 EE59 FD01
 FG09 ZZ16

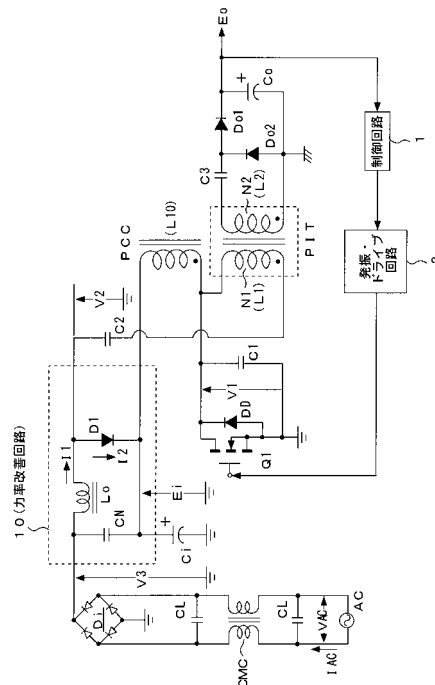
(54) 【発明の名称】 スイッチング電源回路

(57) 【要約】

【課題】 力率改善機能を有する電源回路として、電力変換効率の向上、回路構成部品の削減を図る。

【解決手段】 交流電源からの整流平滑電圧 E_i を整流平滑回路で生成し、整流平滑電圧 E_i をチョークコイル PCC を介して漏れインダクを有するコンバータトランス P I T に入力し、一次側直列共振コンデンサ C 2 と漏れインダクタ L 1 による一次側直列共振回路と、二次側直列共振コンデンサ C 3 と漏れインダクタ L 2 による二次側直列共振回路とを備えた E 級コンバータ回路によって電力の変換をするとともに、一次側の直列共振電流を整流して商用電源側に返して力率改善回路 1 0 を備えるスイッチング電源とした。

【選択図】 図 1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流電源からの交流電力を入力して整流平滑化する整流素子と平滑コンデンサとを具備して形成され、前記平滑コンデンサの両端電圧として整流平滑電圧を生成する整流平滑回路と、

前記整流平滑電圧が一方の端子に印加されるチョークコイルと、

前記チョークコイルの他方の端子に一次巻線の一方の端子が接続される漏れインダクを有するコンバータトランスと、

前記一次巻線の他方の端子が一次側直列共振コンデンサと接続され、前記漏れインダクタの生成する一次側インダクタンス成分と前記一次側直列共振コンデンサの容量とによって支配される一次側共振周波数を有する一次側直列共振回路と、

前記チョークコイルの前記他方の端子に接続され、前記一次側直列共振回路に交流電力を供給するスイッチング素子と、

前記スイッチング素子を駆動する発振・ドライブ回路と、

前記コンバータトランスの二次巻線が二次側直列共振コンデンサと接続され、前記漏れインダクタの生成する二次側インダクタンス成分と前記二次側直列共振コンデンサの容量とによって支配される二次側共振周波数を有する二次側直列共振回路と、

前記二次側直列共振回路から二次側整流回路によって出力される二次側直流出力電圧の値を所定の値とするような制御信号を前記発振・ドライブ回路に供給する制御回路と、

前記一次側直列共振回路に流れる電流の一方向の成分に応じた電流を前記交流電源から流すとともに、前記整流素子からの電流を前記平滑コンデンサに流すための力率改善ダイオードと力率改善インダクタとフィルタコンデンサとを具備する力率改善回路と、を備えるスイッチング電源回路。

【請求項 2】

前記一次側共振周波数と前記二次側共振周波数とがほぼ等しい周波数に設定される請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 3】

さらに、前記整流素子からの整流電流を前記平滑コンデンサにバイパスするバイパスダイオードを前記整流素子と前記平滑コンデンサとの間に接続した請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 4】

前記力率改善ダイオードの一方の端子と前記力率改善インダクタの一方の端子が前記一次側直列共振コンデンサに接続され、前記力率改善ダイオードの他方の端子が前記平滑コンデンサに接続され、前記力率改善インダクタの他方の端子が前記整流素子に接続されることを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 5】

前記力率改善ダイオードの一方の端子と前記力率改善インダクタの一方の端子が前記一次側直列共振コンデンサに接続され、前記力率改善インダクタの他方の端子が前記平滑コンデンサに接続され、前記力率改善ダイオードの他方の端子が前記整流素子に接続されることを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 6】

前記力率改善インダクタのインダクタンスの値が、前記整流素子に流れる電流に応じて変化することを特徴とする請求項 4 または請求項 5 のいずれか一項に記載のスイッチング電源回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、各種電子機器の電源として備えられるスイッチング電源回路に関する。

【背景技術】

【0002】

10

20

30

40

50

近年、商用電源を整流して所望の直流電圧を得る電源回路としては、大部分がスイッチング方式の電源回路になっている。スイッチング電源回路はスイッチング周波数を高くすることによりトランスその他のデバイスを小型にすると共に、大電力のDC-DCコンバータとして各種の電子機器の電源として使用される。

【0003】

ところで、一般に商用電源を整流すると平滑回路に流れる電流は歪み波形になるため、電源の利用効率を示す力率が損なわれるという問題が生じる。また、このような歪み電流波形となることによって発生する、高調波を抑圧するための対策が必要とされている。そこで、従来において力率改善を図る技術として、いわゆるアクティブフィルタを用いる手法が知られている（例えば特許文献1参照）。

10

【0004】

図19にこのようなアクティブフィルタの基本構成を示す。図19においては、商用交流電源ACにブリッジ整流回路Diを接続している。このブリッジ整流回路Diの正極/負極ラインに対してはステップアップ型のコンバータが接続され、その出力には並列に平滑コンデンサCoutが接続され、その両端電圧として直流電圧Voutが得られる。この直流電圧Voutは、例えば後段のDC-DCコンバータなどの負荷110に入力電圧として供給される。

【0005】

そして、力率改善のための構成としては、インダクタL、高速リカバリ型の高速度スイッチングダイオードD、スイッチング素子Qからなるステップアップ型のコンバータ、および乗算器111を主なる構成要素とするステップアップ型のコンバータの制御部と、を備える。インダクタL、高速スイッチングダイオードDは、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子と、平滑コンデンサCoutの正極端子との間に、直列に接続されて挿入される。抵抗Riは、ブリッジ整流回路Diの負極出力端子（一次側アース）と平滑コンデンサCoutの負極端子との間に挿入される。また、スイッチング素子Qは、例えば、MOS-FETとされ、インダクタLと高速スイッチングダイオードDの接続点と、一次側アース間に挿入される。

20

【0006】

乗算器111に対しては、電流検出ラインLIおよび波形入力ラインLWが接続され、さらに電圧検出ラインLVが接続される。そして、乗算器111は、電流検出ラインLIから入力される、ブリッジ整流回路Diの負極出力端子に流れる整流電流Iinに応じた信号を抵抗Riの両端から検出する。また、波形入力ラインLWから入力される、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子の整流電圧Vinに応じた信号を検出する。この整流電圧Vinは、商用交流電源ACからの交流入力電圧VACの波形を絶対値化したものである。さらに、電圧検出ラインLVから入力される、平滑コンデンサCoutの直流電圧Voutに基づいて、直流入力電圧の変動差分（所定の基準電圧と直流電圧Voutとの差分を増幅した信号を変動差分と称して以下においても同様に用いる）を検出する。そして、乗算器111からは、スイッチング素子Qを駆動するためのドライブ信号が出力される。

30

【0007】

乗算器111（ステップアップ型のコンバータの制御部）、ステップアップ型のコンバータ、では、電流検出ラインLIから検出した整流電流Iinに応じた信号と、上記電圧検出ラインLVから検出した直流入力電圧の変動差分とを乗算し、この乗算結果と、波形入力ラインLWから検出した整流電圧Vinに応じた信号との誤差を検出する。そしてこの誤差信号を増幅した後に、PWM（Pulse Width Modulation）変換を行い、ハイレベルとローレベルとの2値信号によって、スイッチング素子Qを制御する。このようにして、2入力フィードバック系が構成され、直流電圧Voutの値が所定の値とされるとともに、整流電圧Vinに対して整流電流Iinを相似形の波形とする。この結果、商用交流電源ACからブリッジ整流回路Diに印加される交流電圧と、ブリッジ整流回路Diに流れ込む交流電流の波形も相似形となって、力率がほぼ1に近づくようにして力率改善が図られることになる。

40

50

【0008】

図20(a)は、図19に示したアクティブフィルタ回路が適切に動作する場合における整流電圧 V_{in} と整流電流 I_{in} とを示すものである。また、図20(b)は、平滑コンデンサ C_{out} に入出力するエネルギー(電力)変化 P_{chg} を示す。破線で示すラインは入出力するエネルギー(電力)平均値 P_{in} を示すものである。すなわち、平滑コンデンサ C_{out} は、整流電圧 V_{in} が高いときにエネルギーを蓄え、整流電圧 V_{in} が低いときにエネルギーを放出して、出力電力の流れを維持する。図20(c)は、上記平滑コンデンサ C_{out} に対する充放電電流 I_{chg} の波形を示している。また、図20(d)には、平滑コンデンサ C_{out} の両端の電圧である直流電圧 V_{out} を示す。直流電圧 V_{out} は整流電圧 V_{in} の周期の第2高調波成分を主とするリップル電圧が直流電圧(例えば、375Vの直流電圧)に重畳している。

10

【0009】

図21は、図19に示した構成に基づくアクティブフィルタの後段に対して電流共振形コンバータを接続して成る電源回路の構成例を示している。この図に示す電源回路は、交流入力電圧 V_{AC} の値が85Vから264Vの範囲において、負荷電力 P_o が300Wから0Wの範囲に対応可能な構成を採っている。また、電流共振形コンバータとしては、他励式のハーフブリッジ結合方式による構成を採る。

【0010】

この図21に示す電源回路を交流入力側から順に説明する。2個のラインフィルタトランスLFTと3個のアクロスコンデンサCLによるコモンモードノイズフィルタが設けられ、この後段にブリッジ整流回路Diが接続される。また、ブリッジ整流回路Diの整流出力ラインには、インダクタLNと、フィルタコンデンサ(フィルムコンデンサ)CNとから成るパイ型構成のノーマルモードノイズフィルタ125が接続される。

20

【0011】

ブリッジ整流回路Diの正極出力端子は、上記インダクタLNとチョークコイルPCC(インダクタLpcとして機能する)と高速リカバリ型の高速スイッチングダイオードD20の直列接続とを介して、平滑コンデンサCiの正極端子と接続される。この平滑コンデンサCiは、図19における平滑コンデンサCoutと同様の機能を有するものである。また、チョークコイルPCCのインダクタLpcと、高速スイッチングダイオードD20は、それぞれ、図19に示したインダクタLと高速スイッチングダイオードDと同様の機能を有するものである。また、この図における高速スイッチングダイオードD20には、コンデンサCsn、抵抗Rsnの直列接続から成るRCスナバ回路が並列に接続される。

30

【0012】

スイッチング素子Q103は、図19におけるスイッチング素子Qに相当する。力率・出力電圧制御用IC120は、この場合には力率を1に近づけるように力率改善を行うアクティブフィルタの動作を制御する集積回路(IC)とされており、乗算器、除算器、誤差電圧増幅器、PWM制御回路、およびスイッチング素子Q103を駆動するためのドライブ信号を出力するドライブ回路等を備えて構成される。そして、平滑コンデンサCiの両端電圧(整流平滑電圧Ei)を分圧抵抗R5、分圧抵抗R6により分圧した電圧を、力率・出力電圧制御用IC120の端子T1に入力するようにして整流平滑電圧Eiを所定の値とする第1のフィードバック制御回路が形成される。

40

【0013】

また、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子と一次側アース間に対して、分圧抵抗R101と分圧抵抗R102の直列接続を設け、この分圧抵抗R101と分圧抵抗R102との接続点を端子T5と接続するようにしている。これにより、端子T5には、ブリッジ整流回路Diの整流電圧が分圧されて入力されることになる。また、端子T2には抵抗103の電圧、すなわち、スイッチング素子Q103のソース電流に応じた電圧が入力されている。ここで、スイッチング素子Q103のソース電流は、チョークコイルPCCに流れる電流I1のうち、磁気エネルギーを蓄えることに寄与する電流である。そして、力率・

50

出力電圧制御用 IC 120 の端子 T 5 に入力される整流電圧に応じた信号と端子 T 2 に入力される電圧の包絡線（すなわち電流 I 1 の包絡線）に応じた信号とを相似形とする第 2 のフィードバック制御回路が形成される。

【0014】

また、端子 T 4 には、力率・出力電圧制御用 IC 120 の動作電源が供給される。この端子 T 4 には、チョークコイル PCC における、インダクタ L_{pc} とトランス結合された巻線 N 5 に励起された交番電圧が、図示する整流ダイオード D 11 およびコンデンサ C 11 とから成る半波整流回路により低圧直流電圧に変換されて供給される。また、端子 T 4 は、起動抵抗 R_s を介して、ブリッジ整流回路 Di の正極出力端子と接続される。商用交流電源 AC が投入された後、巻線 N 5 に電圧が励起されるまでの立ち上がり時間において、ブリッジ整流回路 Di の正極出力端子にて得られる整流出力が起動抵抗 R_s を介して端子 T 4 に供給される。力率・出力電圧制御用 IC 120 は、このようにして供給される整流電圧を起動用電源として、動作を開始する。

10

【0015】

また、端子 T 3 からは、スイッチング素子を駆動するためのドライブ信号（ゲート電圧）がスイッチング素子 Q 103 のゲートに対して出力される。すなわち、上述した分圧抵抗 R_5 および分圧抵抗 R_6 により分圧した電圧値を所定の値とする第 1 のフィードバック制御回路と、整流平滑電圧 E_i に対して電流 I 1 の包絡線を相似形とする第 2 のフィードバック制御回路との二つのフィードバック制御回路を動作させるドライブ信号がスイッチング素子 Q 103 のゲートに対して出力される。これによって、商用交流電源 AC から流入する交流入力電流 I AC の波形が、交流入力電圧 V AC の波形とほぼ同じとなり、力率がほぼ 1 となるように制御されることになる。つまり、力率改善が図られる。

20

【0016】

ここで、図 2 1 に示すアクティブフィルタの力率改善動作について、各部の波形を図 2 2 および図 2 3 により示す。先ず、図 2 2 においては、負荷変動に応じたスイッチング素子 Q 103 のスイッチング動作（オン：導通とオフ：切断の動作）、チョークコイル PCC のインダクタ L_{pc} に流れる電流 I 1 が示される。図 2 2 (a) は、軽負荷時の動作を示し、図 2 2 (b) は中間負荷時の動作を示し、図 2 2 (c) は重負荷時の動作を示す。図 2 2 (a) (b) (c) を比較して分かるように、スイッチング素子 Q 103 は、スイッチング周期が一定とされたうえで、重負荷の傾向となるのにしたがってオン期間が長くなっていく。このようにして負荷条件に応じて、インダクタ L_{pc} を介して平滑コンデンサ C_i に流入する電流 I 1 を調整することで、交流入力電圧 V AC の電圧変動と負荷変動に対する整流平滑電圧 E_i の安定化が図られる。例えば、交流入力電圧 V AC の値が 85 V から 264 V の範囲に対して、整流平滑電圧 E_i の値は 380 V で定電圧化するようにされる。整流平滑電圧 E_i は、平滑コンデンサ C_i の両端電圧であり、後段の電流共振形コンバータに対する直流入力電圧となる。

30

【0017】

また、図 2 3 に、交流入力電流 I AC および整流平滑電圧 E_i の波形を、交流入力電圧 V AC との対比により示す。なお、この図においては、交流入力電圧 V AC の値が 100 V 時の実験結果を示している。この図に示されるように、交流入力電圧 V AC の波形と交流入力電流 I AC の波形とは時間の経過に対してほぼ相似形の波形となっている。つまり、力率の改善が図られている。また、このような力率の改善と共に、整流平滑電圧 E_i は、380 V の平均値で安定化されることが示されている。また、図示するように、380 V に対して 10 V p-p のリップル変動を有している。

40

【0018】

再び図 2 1 に戻って、アクティブフィルタの後段の電流共振形コンバータについて説明する。電流共振形コンバータは、上記整流平滑電圧 E_i を入力して電力変換のためのスイッチング動作を行うもので、スイッチング素子 Q 101、Q 102 によるハーフブリッジ接続したスイッチング回路を備える電流共振形コンバータを形成している。この場合の電流共振形コンバータは他励式とされ、スイッチング素子 Q 101、スイッチング素子 Q 1

50

02には、MOS-FETが用いられている。これらのMOS-FETには、それぞれ並列にボディダイオードDD101、ボディダイオードDD102が接続されている。スイッチング素子Q101、スイッチング素子Q102は、発振・ドライブ回路102によって、交互にオン/オフとなるタイミングによって所要のスイッチング周波数によりスイッチング駆動される。また、発振・ドライブ回路2は、制御回路1からの信号で制御され、制御回路1は、二次側直流出力電圧Eoのレベルに応じて、スイッチング周波数を可変制御するように動作し、これにより、二次側直流出力電圧Eoの安定化を図るようにされる。

【0019】

コンバータトランスPITは、スイッチング素子Q101、スイッチング素子Q102のスイッチング出力を一次側から二次側に伝送するために設けられる。コンバータトランスPITの一次巻線N1の一方の端部は、スイッチング素子Q101、スイッチング素子Q102の接続点(スイッチング出力点)に一次側直列共振コンデンサC2を介して接続され、一次巻線N1の他方の端部は接地される。ここで、一次側直列共振コンデンサC2と一次側の漏れインダクタL1とによって直列共振回路を形成する。この直列共振回路は、スイッチング素子Q101、スイッチング素子Q102によって、スイッチング出力が供給されることで共振動作を生じる。

10

【0020】

コンバータトランスPITの二次側には二次巻線N2が巻装される。この場合の二次巻線N2は、図示するようにしてセンタータップを施した二次巻線部N2Aと二次巻線部N2Bとを有し、このセンタータップを二次側アースに接続した上で、二次巻線部N2Aと二次巻線部N2Bの各々を整流ダイオードDo1、整流ダイオードDo2の各々のアノードに接続し、整流ダイオードDo1、整流ダイオードDo2の各々のカソードを平滑コンデンサCoに接続することで両波整流回路を形成している。これにより、平滑コンデンサCoの両端電圧として二次側直流出力電圧Eoが得られる。この二次側直流出力電圧Eoは、図示しない負荷側に供給されるとともに、上述した制御回路1に入力される。

20

【0021】

図24は、負荷変動に対するAC電力からDC電力への電力変換効率AC/DC(総合効率)、力率PF、および整流平滑電圧Eiの各特性を示している。この図では、交流入力電圧VACの値が100Vにおける負荷電力Poの値が300Wから0Wの変動に対する特性が示されている。また、図25は、交流入力電圧VACの変動に対する電力変換効率AC/DC(総合効率)、力率PF、および整流平滑電圧Eiの各特性を示している。この図では、負荷電力Poの値が300Wで一定の負荷条件の下での、交流入力電圧VACの値が85Vから264Vの変動に対する特性が示される。

30

【0022】

まず、電力変換効率(総合効率)は、図24に示すようにして、負荷電力Poが重負荷の条件となるのにしたがって低下していく。また、交流入力電圧VACの変動に対しては、同じ負荷条件の下では、図25に示されるように、交流入力電圧VACのレベルが高くなっていくのに応じて高くなっていく傾向となっている。例えば、負荷電力Poが300Wの負荷条件で、交流入力電圧VACが100V時には、電力変換効率(総合効率)は、83.0%程度となり、交流入力電圧VACが230V時には電力変換効率(総合効率)は、89.0%程度となり、さらに、交流入力電圧VACが85V時には電力変換効率(総合効率)は、80.0%程度となる結果が得られている。

40

【0023】

また、力率PFについては、図24に示すように、負荷電力Poの変動に対してほぼ一定となる特性が得られている。また、交流入力電圧VACの変動に対する力率PFの変動特性も、図25に示すように、交流入力電圧VACの上昇に応じて低下する傾向ではあるものの、ほぼ一定とみてよい特性となっていることが分かる。例えば、負荷電力Poが300Wの負荷条件で、交流入力電圧VACが100V時には力率PFの値は、0.96程度、交流入力電圧VACが230V時には力率PFの値は、0.94程度が得られる。

50

【0024】

また、整流平滑電圧 E_i については、図24、図25に示されるように、負荷電力 P_o 、交流入力電圧 V_{AC} の変動に対してほぼ一定となる結果が得られている。

【特許文献1】特開平6-327246号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0025】

これまでの説明から分かるように、図21に示した電源回路は、従来から知られている図19に示したアクティブフィルタを実装して構成され、このような構成を採ることによって、力率改善を図っている。

10

【0026】

しかしながら、図21に示した構成による電源回路では、次のような問題を有している。先ず、図21に示す電源回路における電力変換効率としては、前段のアクティブフィルタに対応するAC電力からDC電力への変換効率と、後段の電流共振形コンバータのDC電力からDC電力への変換効率とを総合したものとなる。つまり、図21に示される回路の総合的な電力変換効率（総合効率）としては、これらの電力変換効率の値を乗算した値となるものであり、各々1以下となる数の積であるので、総合効率は低下してしまう。

【0027】

また、アクティブフィルタ回路はハードスイッチング動作であることから、ノイズの発生が大きいため、厳重なノイズ抑制対策が必要となる。このため、図21に示した回路では、商用交流電源ACのラインに対して、2個のラインフィルタトランスと、3個のアクロスコンデンサによるノイズフィルタを形成している。また、整流出力ラインに対しては、1個のインダクタLNと、2個のフィルタコンデンサCNから成るノーマルモードノイズフィルタを設けている。さらに、整流用の高速リカバリ型の高速スイッチングダイオードD20に対しては、RCスナバ回路を設けている。このようにして、多くの部品点数によるノイズ対策が必要であり、コストアップおよび電源回路基板の実装面積の大型化を招いている。

20

【0028】

さらに、汎用ICとしての力率・出力電圧制御用IC120によって動作するスイッチング素子Q103のスイッチング周波数は60kHzで固定であるのに対して、後段の電流共振形コンバータのスイッチング周波数は80kHz~200kHzの範囲で可変する。このようにして両者のスイッチングタイミング（クロック）は別個独立であるので、各々のクロックを基準に働く両者のスイッチング動作により、アース電位は干渉しあって不安定になり、例えば異常発振が生じやすくなる。これにより、例えば回路設計が難しいものとなったり、信頼性を劣化させたりするなどの問題も招くことになる。

30

【課題を解決するための手段】

【0029】

本発明のスイッチング電源回路は、交流電源からの交流電力を入力して整流平滑化する整流素子と平滑コンデンサとを具備して形成され、前記平滑コンデンサの両端電圧として整流平滑電圧を生成する整流平滑回路と、前記整流平滑電圧が一方の端子に印加されるチョークコイルと、前記チョークコイルの他方の端子に一次巻線の一方の端子が接続される漏れインダクを有するコンバータトランスと、前記一次巻線の他方の端子が一次側直列共振コンデンサと接続され、前記漏れインダクタの生成する一次側インダクタンス成分と前記一次側直列共振コンデンサの容量とによって支配される一次側共振周波数を有する一次側直列共振回路と、前記チョークコイルの前記他方の端子に接続され、前記一次側直列共振回路に交流電力を供給するスイッチング素子と、前記スイッチング素子を駆動する発振・ドライブ回路と、前記コンバータトランスの二次巻線が二次側直列共振コンデンサと接続され、前記漏れインダクタの生成する二次側インダクタンス成分と前記二次側直列共振コンデンサの容量とによって支配される二次側共振周波数を有する二次側直列共振回路と、前記二次側直列共振回路から二次側整流回路によって出力される二次側直流出力電圧の

40

50

値を所定の値とするような制御信号を前記発振・ドライブ回路に供給する制御回路と、前記一次側直列共振回路に流れる電流の一方向の成分に応じた電流を前記交流電源から流すとともに、前記整流素子からの電流を前記平滑コンデンサに流すための力率改善ダイオードと力率改善インダクタとフィルタコンデンサとを具備する力率改善回路と、を備える。

【0030】

すなわち、交流電源からの交流電力を入力して整流平滑化する整流素子と平滑コンデンサとを具備して形成され、前記平滑コンデンサの両端電圧として整流平滑電圧を生成する整流平滑回路と、前記整流平滑電圧が一方の端子に印加されるチョークコイルと、前記チョークコイルの他方の端子に一次巻線の一方の端子が接続される漏れインダクタを有するコンバータトランスとを備えるので前記チョークコイルを介して前記コンバータトランスに前記整流平滑電圧が印加されるとともに、前記チョークコイルに前記整流平滑回路から流れる電流は直流電流にちかいものとなる。また、前記一次巻線の他方の端子が一次側直列共振コンデンサと接続され、前記漏れインダクタの生成する一次側インダクタンス成分と前記一次側直列共振コンデンサの容量とによって支配される一次側共振周波数を有する一次側直列共振回路と、前記チョークコイルの前記他方の端子に接続され、前記一次側直列共振回路に交流電力を供給するスイッチング素子と前記スイッチング素子を駆動する発振・ドライブ回路とを備えるので、前記コンバータトランスに前記交流電力を供給できる。また、前記コンバータトランスの二次巻線が二次側直列共振コンデンサと接続され、前記漏れインダクタの生成する二次側インダクタンス成分と前記二次側直列共振コンデンサの容量とによって支配される二次側共振周波数を有する二次側直列共振回路と、前記二次側直列共振回路から二次側整流回路によって出力される二次側直流出力電圧の値を所定の値とするような制御信号を前記発振・ドライブ回路に供給する制御回路とを備えるので、前記二次側直流出力電圧を負荷に供給するとともに前記二次側直流出力電圧を所定の値に設定できる。また、前記一次側直列共振回路に流れる電流の一方向の成分に応じた電流を前記交流電源から流すとともに、前記整流素子からの電流を前記平滑コンデンサに流すための力率改善ダイオードと力率改善インダクタとフィルタコンデンサとを具備する力率改善回路とを備えるので、前記一次側直列共振電流によって前記交流電源から電流を流し力率改善ができる。

10

20

【発明の効果】

【0031】

本発明のスイッチング電源回路によれば、アクティブフィルタを省略して力率改善機能を備えることができる。アクティブフィルタが省略されることで、スイッチング電源回路の電力変換効率特性が向上する。そして、放熱板などの省略、縮小ができる。また、アクティブフィルタを備える構成と比較すると部品点数も大幅に削減されることとなり、回路の小型軽量化、および低コスト化が図られる。また、アクティブフィルタはハードスイッチング動作であるのに対して、本発明のスイッチングコンバータは、共振形コンバータを基としていることで、ソフトスイッチング動作となる。これによれば、スイッチングノイズが大幅に低減されるから、ノイズフィルタの小型軽量化および低コスト化に寄与することになる。さらに、異なる周波数の複数クロックが存在することはないために、複数のクロック周波数による相互干渉の問題も発生せず、信頼性も向上し、また、回路基板のパターン設計なども容易となる。

30

40

【発明を実施するための最良の形態】

【0032】

(第1実施形態)

【0033】

図1に沿って第1実施形態のスイッチング電源回路の説明をする。第1実施形態のスイッチング電源回路は、所謂、E級スイッチングコンバータを電源回路に適用するとともに、電流共振回路の共振電流に基づき力率の改善をするものである。

【0034】

図1に示す第1実施形態のスイッチング電源回路について、商用交流電源AC側から、

50

順に以下に説明する。商用交流電源 AC の 2 相の入力ラインは、コモンモードチョークコイル CMC と 2 個のアクロスコンデンサ CL とからなるコモンモードノイズフィルタを介して整流素子の一種であるブリッジ整流回路 Di に接続される。ここで、コモンモードノイズフィルタは、商用交流電源 AC のラインとスイッチング電源回路の二次側との間に発生するコモンモードノイズを除去する機能を有している。

【0035】

交流電力は、4本の低速型の整流素子(ダイオード)をブリッジ接続して形成したブリッジ整流回路 Di により整流され、脈流電力を発生させ、その脈流電力は、スイッチング速度の速い力率改善ダイオード D1 を介して平滑コンデンサ Ci に充電される。これにより平滑コンデンサ Ci の両端電圧として整流平滑電圧 Ei が得られる。すなわち、ブリッジ整流回路 Di と平滑コンデンサ Ci とで、整流平滑回路を構成する。ここにおいて、力率改善ダイオード D1 は後述する力率改善回路 10 の一部を構成し、交流電源からの電流が力率改善ダイオード D1 を介して平滑コンデンサ Ci に充電される過程については、力率改善回路 10 の作用とともに後述する。ここで、整流平滑電圧 Ei は、交流入力電圧 VAC の等倍に対応したレベルとなる。この整流平滑電圧 Ei が、後段の E 級スイッチングコンバータのための直流入力電圧となる。

10

【0036】

E 級スイッチングコンバータは、チョークコイル PCC、コンバータトランス PIT、一次側直列共振コンデンサ C2 およびスイッチング素子 Q1 を主要構成として形成される。すなわち、E 級スイッチングコンバータは以下のように構成される。整流平滑電圧 Ei がチョークコイル PCC の一方の端子に印加される。そして、チョークコイル PCC の他方の端子に漏れインダクを有するコンバータトランス PIT の一次巻線 N1 の一方の端子が接続される。そして、一次巻線 N1 の他方の端子が一次側直列共振コンデンサ C2 と接続され、漏れインダクタの生成する一次側インダクタンス成分(図 1 において、インダクタンス L1 で表す等価インダクに対応するインダクタンス成分)と一次側直列共振コンデンサの容量 C2 とによって支配される一次側共振周波数を有する一次側直列共振回路が形成される。そして、一次側直列共振回路に交流電力を供給するスイッチング素子 Q1 がチョークコイル PCC の他方の端子に接続される。ここで、発振・ドライブ回路 2 がスイッチング素子 Q1 を駆動し、スイッチング素子 Q1 は MOS-FET とされ、コンバータトランス PIT は、結合係数 k の値を小さくして、比較的漏れインダクタンスの値が大きい構造とされている。コンバータトランス PIT の構造については後述する。

20

30

【0037】

そして、コンバータトランスの二次巻線 N2 が二次側直列共振コンデンサ C3 と接続され、漏れインダクタの生成する二次側インダクタンス成分(図 1 において、インダクタンス L2 で表す等価インダクに対応するインダクタンス成分)と前記二次側直列共振コンデンサの容量とによって支配される二次側共振周波数を有する二次側直列共振回路を形成する。そして、二次側直列共振回路から二次側整流回路(整流ダイオード Do1 および整流ダイオード Do2 と平滑コンデンサ Co で形成される)によって出力される二次側直流出力電圧 Eo の値を所定の値とするような制御信号を前記発振・ドライブ回路 2 に供給する制御回路 1 を備えている。

40

【0038】

さらに、一次側直列共振回路に流れる電流の一方向の成分に応じた電流を交流電源 AC から流すとともに、ブリッジ整流回路 Di からの電流を平滑コンデンサ Co に流すための力率改善回路 10 を備えている。そして、力率改善回路 10 は、力率改善ダイオード D1 と力率改善インダクタ Lo とフィルタコンデンサ CN とから形成されている。なお、フィルタコンデンサ CN はノーマルモードノイズを除去するためのフィルタとしても機能する。

【0039】

すなわち、上述したように、第 1 実施形態では、E 級スイッチングコンバータによって電力電送を行うこと、E 級スイッチングコンバータを構成する一次側直列共振コンデンサ

50

C 2 が力率改善回路 1 0 と接続されていること、および、二次側についても二次側直列共振回路が構成されるとともに、二次側直流出力電圧の値を所定の値とするために、制御回路 1 を備え、制御回路 1 からの信号を発振・ドライブ回路 2 に加え、発振・ドライブ回路 2 から出力される駆動信号によってスイッチング素子 Q 1 のゲートを駆動することを第 1 実施形態の特徴とする。

【 0 0 4 0 】

以下に、図 1 に示す第 1 実施形態のスイッチング電源回路のより細部の構成について説明をする。

【 0 0 4 1 】

コンバータトランス P I T は、一次側と二次側とを絶縁するとともに電圧の変換を行う機能を有するが、さらに、E 級スイッチングコンバータを機能させるための共振回路の一部を構成するインダクタ L 1 としても機能する。ここで、インダクタ L 1 は、コンバータトランス P I T の漏れインダクタによって形成されるインダクタンス成分である。図 2 のコンバータトランス P I T の断面図に沿って、第 1 実施形態におけるコンバータトランス P I T の具体的な構造を説明する。

【 0 0 4 2 】

コンバータトランス P I T は、フェライト材による E 型コア C R 1 と E 型コア C R 2 とを互いの磁脚が対向するように組み合わせた E E 型コア (E E 字形コア) を備える。そして、一次側と二次側の巻装部については、相互に独立するようにして分割し、例えば樹脂などによって形成されるボビン B が備えられる。このボビン B の一方の巻装領域に対して一次巻線 N 1 を巻装する。また、他方の巻装領域に対して二次巻線 N 2 を巻装する。このようにして一次巻線 N 1 および二次巻線 N 2 が巻装されたボビン B を E E 字形コアに取り付けることで、一次巻線 N 1 および二次巻線 N 2 がそれぞれ異なる巻装領域により、E E 字形コアの中央磁脚に巻装される状態となる。このようにしてコンバータトランス P I T 全体としての構造が得られる。

【 0 0 4 3 】

この E E 字形コアの中央磁脚に対しては、2 . 2 m m のギャップ G を形成する。これによって、一次側と二次側との結合係数 k の値としては、0 . 6 7 を得ている。このようにして、一次側と二次側とを望ましくは、0 . 7 以下の結合係数となる疎結合として、大きなインダクタンス値の漏れインダクタ L 1 を得るようにしている。なお、ギャップ G は、E 型コア C R 1 および E 型コア C R 2 の中央磁脚を、2 本の外磁脚よりも短くすることで形成している。また、一次巻線 N 1 の巻数は 5 8 T (ターン) 、一次巻線 N 1 の巻数は 3 0 T (ターン) とし、コア材は、E E R 3 5 (コア材名称) とした。

【 0 0 4 4 】

スイッチング素子 Q 1 は、上述したように M O S - F E T が選定され、ソース・ドレイン間に並列にボディダイオード D D を内蔵する。また、インダクタ L 1 0 (チョークコイル P C C) のインダクタンス値は 1 m H (ミリ・ヘンリー) とした。また、一次側直列共振コンデンサ C 2 の値は 0 . 0 2 0 μ F (マイクロ・ファラッド) とし、コンデンサ C 1 の値は、5 6 0 0 p F (ピコ・ファラッド) とした。

【 0 0 4 5 】

コンバータトランス P I T の二次側では、一次巻線 N 1 により誘起された交番電圧に相似した電圧波形が二次巻線 N 2 に発生する。この二次巻線 N 2 に対しては、二次側直列共振コンデンサ C 3 を直列に接続している。これにより、二次巻線 N 2 側から見た漏れインダクタ L 2 と二次側直列共振コンデンサ C 3 とによって二次側直列共振回路を形成する。この二次側直列共振回路の共振周波数は、上述した一次側直列共振コンデンサ C 2 と漏れインダクタ L 1 とによって定まる一次側直列共振周波数の周波数とほぼ等しくなるように設定されている。

【 0 0 4 6 】

また、二次側整流回路は、二次側直列共振コンデンサ C 3 が直列接続された二次巻線 N 2 に対して、高速で働く、整流ダイオード D o 1 および整流ダイオード D o 2 と平滑コン

10

20

30

40

50

デンサC_oを接続することで、倍電圧半波整流回路として形成される。この倍電圧半波整流回路は、二次巻線N₂の一の端部に対して、二次側直列共振コンデンサC₃を介して整流ダイオードD_{o1}のアノードと、整流ダイオードD_{o2}のカソードを接続する。また、整流ダイオードD_{o1}のカソードを平滑コンデンサC_oの正極端子に接続する。二次巻線N₂の他の端部と、整流ダイオードD_{o2}のアノードと、平滑コンデンサC_oの負極端子とは、二次側アースに対して接続されている。

【0047】

制御回路1は、入力された二次側直流出力電圧E_oと所定の値の基準電圧値との差に応じた検出出力を発振・ドライブ回路2に供給する。発振・ドライブ回路2では、入力された制御回路1の検出出力に応じて主としてはスイッチング周波数を可変するようにして、

10

【0048】

このようにしてスイッチング素子Q₁のスイッチング周波数が可変制御されることにより、電源回路における一次側、二次側の共振インピーダンスが変化し、コンバータトランスPITの一次巻線N₁から二次巻線N₂側に伝送される電力量、また、二次側整流回路から負荷に供給すべき電力量が変化することになる。これにより、二次側直流出力電圧E_oの大きさを基準電圧と一致させる動作が得られることになる。つまり、二次側直流出力電圧E_oの安定化が図られる。

20

【0049】

続いて、力率改善回路10について説明する。この力率改善回路10は、商用交流電源ACから整流平滑電圧E_iを得るための整流平滑回路における整流電流経路に対して挿入されるようにして設けられる。第1実施形態の力率改善回路10は、力率改善インダクタL_o、力率改善ダイオードD₁、およびフィルタコンデンサC_Nを備えて成る。力率改善回路10は、ブリッジ整流回路D_iの正極出力端子に力率改善インダクタL_oとフィルタコンデンサC_Nの一端を接続し、力率改善ダイオードD₁のアノードおよび力率改善インダクタL_oの他の一端を一次側直列共振コンデンサC₂の一端に接続し、力率改善ダイオードD₁のカソードおよびフィルタコンデンサC_Nの他の一端を平滑コンデンサC_iの正極性端子に接続するようになされている。第1実施形態においては、力率改善インダクタ

30

【0050】

次に、第1実施形態のスイッチング電源回路の各部の作用を順に説明する。まず、第1実施形態の一の要部であるE級スイッチングコンバータの作用を説明する。話を簡単にするために、最初は、力率改善回路10がないとして、E級スイッチングコンバータの作用を説明する。E級スイッチングコンバータは、等価的には、一次側の一次側直列共振コンデンサC₂と漏れインダクタL₁と二次側に接続される負荷インピーダンスを一次側に換算した一次側換算負荷インピーダンスとスイッチング素子Q₁（ボディダイオードD_Dを含む、以下の説明において特に断らない限り同様とする）とが直列に接続された直列共振

40

【0051】

このような構成のE級スイッチングコンバータは、スイッチング素子Q₁をオン・オフすることによって一次側の一次側直列共振コンデンサC₂と漏れインダクタL₁と一次側換算負荷インピーダンス（二次側の負荷が一次巻線と二次巻線との電磁結合によって一次側直列共振回路に直列に負荷として挿入される等価的なインピーダンス）によって形成されるQ値の高い共振回路を共振させる。このときにこの共振回路に流れる電流は、Q値が高いのでほぼ正弦波電流となる。一方、インダクタL₁₀（チョークコイルPCC）のインダクタンス値はこの共振回路の共振周波数に対しては、非常に大きなインピーダンス

50

を有するようになされているので、インダクタ L_{10} を流れる電流は直流に近いものとなる。この結果、スイッチング素子 Q_1 およびコンデンサ C_1 に流れる電流の波形も正弦波に近いものとなる。そして、コンバータトランス PIT の一次巻線 N_1 および二次巻線 N_2 に発生する電圧もほぼ正弦波となる。なお、チョークコイル PC_C とコンデンサ C_1 とで付加的な並列共振回路を構成して、特性をより改善している。

【0052】

二次巻線 N_2 に得られる交番電圧の一方の極性に対応する半周期においては、整流ダイオード D_2 に順方向電圧が印加されることになるので、整流ダイオード D_2 が導通し、整流電流を二次側直列共振コンデンサ C_3 に対して充電する動作が得られる。これによって、二次側直列共振コンデンサ C_3 には、二次巻線 N_2 に誘起される交番電圧レベルの等倍に対応したレベルの両端電圧が生成される。二次巻線に得られる交番電圧の他方の極性に対応する半周期においては、整流ダイオード D_2 に順方向電圧が印加されて導通する。このとき、平滑コンデンサ C_0 に対しては、二次巻線 N_2 に発生する電圧と、二次側直列共振コンデンサ C_3 の両端電圧とが重畳された電位により充電が行われる。これによって平滑コンデンサ C_0 の両端電圧としては、二次巻線 N_2 に誘起される交番電圧レベルの2倍に対応したレベルによる二次側直流出力電圧 E_0 が得られることになる。この整流動作では、平滑コンデンサ C_0 に対しては、二次巻線 N_2 に励起される交番電圧の一方の半周期にのみ充電が行われる。つまり、倍電圧半波としての整流動作が得られている。この二次側直流出力電圧 E_0 は、負荷に供給される。また、分岐して制御回路1に対して検出電圧として出力される。

【0053】

ここで、一次側の共振回路の共振周波数と二次側の共振回路の共振周波数の共振周波数がほぼ等しく設定されているので、一次側から二次側への周波数に対する電力電送特性は、僅かな周波数の変動によって極めて敏感なものとなる。すなわち、第1実施形態においては、E級スイッチングコンバータの二次側にもほぼ一次側と同様な共振周波数の直列共振回路を配することによって、僅かな周波数の違いによって電送する電力の量を大きく変化させることができるものである。このことは、二次側直流出力電圧 E_0 を所定の値に保つ場合においては、広範囲な負荷変動にもかかわらず、制御回路1がごく僅かに周波数を変化させる信号を、発振・ドライブ回路2を介してスイッチング素子 Q_1 に供給すれば、安定した定電圧特性が得られること意味するものである。このようにしてスイッチング素子 Q_1 のスイッチング周波数が可変制御されることにより、電源回路における一次側、二次側の共振インピーダンスが変化し、コンバータトランス PIT の一次巻線 N_1 から二次巻線 N_2 に伝送される電力量が変化することになる。これにより、二次側直流出力電圧 E_0 の値が所定値に保たれる。なお、本実施形態においては、一次側の共振回路の共振周波数と二次側の共振回路の共振周波数の共振周波数がほぼ等しく設定したが、相互の周波数の関係は適宜定め得るものである。

【0054】

次に、第1実施形態の他の要部である力率改善回路10の作用を説明する。上述のE級スイッチングコンバータの作用の説明においては、力率改善回路10が存在しないものとして説明をしたが、実際には、力率改善回路10に一次側直列共振回路の電流が流れる。ここで、高周波の共振電流が同一経路を両方向流れるとすると、何ら交流電源 AC からの交流入力電流 I_{AC} に変化を与えないことがないので、一方向の電流のみが交流入力電流 I_{AC} の増加に寄与するように、力率改善ダイオード D_1 と力率改善インダクタ L_0 によって正方向と負方向とで異なる電流経路となるようになされている。

【0055】

すなわち、上述した一次側の共振電流の一方向の流れは、一次側直列共振コンデンサ C_2 から力率改善ダイオード D_1 さらに平滑コンデンサ C_i を流れ、他方向の流れの一部は、ブリッジ整流回路 D_i から力率改善インダクタ L_0 さらに一次側の一次側直列共振コンデンサ C_2 に流れる。このようにして、力率改善回路10がなければ、平滑コンデンサ C_i の電圧がブリッジ整流回路 D_i から得られる脈流電圧の大きさよりも大きい場合には、

ブリッジ回路 D_i からの電流は途切れ、短時間しか流れることはないが、力率改善回路 10 を設けることによって、ブリッジ整流回路 D_i から平滑コンデンサ C_i に対して電流が流れることとなり、脈流電流の導通期間が長くなる。そして、交流入力電流 I_{AC} の導通期間も、この整流電流の導通期間にほぼ一致したものとなり、力率の改善が図られることとなる。

【0056】

(第1実施形態の要部の動作波形と測定データ)

【0057】

図1に示す第1実施形態のスイッチング電源回路の要部の動作波形を図3に示し、測定データを図4および図5に示す。

10

【0058】

図3は、力率改善回路10の主要部の動作波形を商用交流電源周期により示している。図3の上段より下段に向かって、交流入力電圧 V_{AC} (図1を参照)、交流入力電流 I_{AC} (図1を参照)、電圧 V_2 (図1を参照)、電流 I_2 (図1を参照)、電圧 V_3 (図1を参照)、二次側直流出力電圧 E_o のリップル成分である E_o の各々を示す。図3の電圧 V_2 および電流 I_2 の波形図で斜線を施した部分は、スイッチング素子 Q_1 のスイッチング波形と同じ周期でスイッチングしていることを示すものである。ここで、力率改善インダクタ L_o に流れる電流 I_1 は、上述したように共振電流に基づくものであり、この電流によって交流入力電流 I_{AC} の流通期間が拡大されることを図3は表している。また、二次側直流出力電圧 E_o は、所定値である $175V$ (ボルト) を平均値として、交流入力電圧 V_{AC} の半分の周期の $80mV_{p-p}$ (ピークツーピーク値) のリップル電圧が重畳する。

20

【0059】

図4は、交流入力電圧 V_{AC} の値が $100V$ の入力電圧条件下において負荷電力 P_o の値が、 $0W$ (無負荷) から $300W$ (最大負荷電力) の範囲での負荷変動に対する整流平滑電圧 E_i 、力率 PF 、および交流入力電力に対する直流出力電力の電力変換効率 $AC-DC$ を示している。また、図5は、負荷電力を $300W$ (最大負荷電力) 一定とする負荷条件下で、交流入力電圧 V_{AC} の値を $85V$ から $144V$ まで変化させた範囲における、整流平滑電圧 E_i 、力率 PF および電力変換効率 $AC-DC$ を示している。

30

【0060】

整流平滑電圧 E_i は、図4に示すように、軽負荷の傾向となるほど緩やかに上昇する傾向となっているが、負荷電力の値が $100W$ 以上では、ほぼ一定の値に収まっている。一方、交流入力電圧 V_{AC} の変化に対しては、ほぼ比例して変化するものとなる。また、力率 PF は、図4に示すように、 $50W$ 程度の軽負荷においてピーク値として 0.9 にちかづき、 $20W$ から $300W$ の範囲では、 0.75 以上を維持しており、実用上十分な力率値が得られているといえる。なお、交流入力電圧 V_{AC} の変動に対しては、図5に示すように、ほぼ一定とみてよい特性となる。

【0061】

また、電力変換効率 $AC-DC$ については、図4および図5に示すようにして、負荷電力の値が $100W$ あたりでピークとなるが、負荷変動に対しては、ほぼ一定とみてよい特性で、負荷電力 $25W$ から負荷電力 $300W$ の範囲で 90% 以上の電力変換効率 $AC-DC$ が得られている。交流入力電圧 V_{AC} の変動に対しては、 $85V$ から $144V$ の範囲で、ほぼ一定の 90% 以上を維持している。

40

【0062】

図1に示した第1実施形態のスイッチング電源回路では、図21に背景技術として示すスイッチング電源回路の場合よりも電力変換効率 $AC-DC$ が向上している。これは、主としては、力率改善回路10を備える構成としたことで、アクティブフィルタを不要としたことによる。すなわち、本実施形態では、アクティブフィルタを備える場合のように前段と後段の2つの電力変換効率値の積により総合効率が低下することはない。

【0063】

50

また、第1実施形態のスイッチング電源回路では、アクティブフィルタを不要としたことで、回路構成部品の点数削減が図られる。つまりアクティブフィルタは、図21を参照した説明からも分かるように、スイッチング素子Q103と、これらを駆動するための力率・出力電圧制御用IC120等を始め、多くの部品により構成される。これに対し、第1実施形態のスイッチング電源回路においては、力率改善のために必要な追加部品として、フィルタコンデンサCN、力率改善ダイオードD1、力率改善インダクタLoを備えればよく、アクティブフィルタと比較すれば非常に少ない部品点数とすることができる。これにより、力率改善機能を有する電源回路として、図21に示す回路よりもはるかに低コストとすることができる。また、部品点数が大幅に削減されることで、回路基板についても有効に小型軽量化を図ることができる。

10

【0064】

また、第1実施形態のスイッチング電源回路では、E級共振形コンバータおよび力率改善回路10の動作はいわゆるソフトスイッチング動作であるから、図25に示したアクティブフィルタと比較すればスイッチングノイズのレベルは大幅に低減される。特に、E級スイッチングコンバータに入力される電流を直流電流にちかづけることができるのでスイッチングノイズのレベルは非常に小さなものとできる。さらに加えて、第1実施形態のスイッチング回路においては、一次側の直列共振回路とともに二次側の直列共振回路を備えるので極めて僅かな周波数の変化によって二次側直流出力電圧Eoを所定電圧に維持することができ、ノイズフィルタの設計も容易なものとなる。このような理由から、1個のコモンモードチョークコイルCMCと2個のアクロスコンデンサCLから成る1段のノイズフィルタを備えれば、電源妨害規格をクリアすることが十分に可能とされる。また、整流出力ラインのノーマルモードノイズについては、1個のフィルタコンデンサCNのみにより十分な対策が可能である。

20

【0065】

また、スイッチング素子Q1と二次側の整流ダイオードDo1および整流ダイオードDo2、さらに、力率改善ダイオードD1、力率改善インダクタLoなどもスイッチング素子Q1に同期して動作するものである。したがって、アース電位としては、図25の電源回路のように、アクティブフィルタ側と、その後段のスイッチングコンバータとの間で干渉することが無く、スイッチング周波数の変化に関わらず安定させることができる。

【0066】

また、第1実施形態のスイッチング電源回路により得られる力率PFとしては、図4および図5にて示したように極めて良好な特性を有し、このような力率特性によれば、電源高調波歪み規制をクリアすることができ、実用上十分な力率が得られているといえる。このようにして図1に示す本実施形態の電源回路は、アクティブフィルタを備える電源回路が有する各種の問題を解決した力率改善電源を得ているものである。

30

【0067】

(第2実施形態)

【0068】

図6に、第1実施形態のスイッチング電源回路の変形例である第2実施形態のスイッチング電源回路を示す。この図において、図1に示すと同一部分については同一符号を付して説明を省略する。第2実施形態のスイッチング電源回路においては力率改善回路11が備えられる。この力率改善回路11では、図1に示した力率改善回路10の構成に対して、低速型のバイパスダイオードD1Aを追加して設けている。このバイパスダイオードD1Aは、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子にアノードを接続し、平滑コンデンサCiの正極端子にカソードを接続している。したがって、この力率改善回路11においては、力率改善回路10の入力側に対してバイパスダイオードD1Aが並列に接続されていることになる。このようにすることによって、ブリッジ整流回路Diからの整流電流は、バイパスダイオードD1Aにも分岐して流れることになるので、力率改善ダイオードD1に流れる整流電流量は低減する。これにより、力率改善ダイオードD1におけるスイッチング損失が低減され電力変換効率が向上する。特に、重負荷傾向となる力率改善ダイオードD

40

50

1 に流れる電流の量が大きくなるので、効率の改善効果が顕著となる。

【0069】

(二次側回路の変形例)

【0070】

その他の第1実施形態および第2実施形態の変形例として、二次側回路の変形例を図7および図8に示す。

【0071】

図7に示す電源回路は、二次側整流回路として倍電圧全波整流回路を備える。すなわち、二次巻線N2についてセンタータップを施すことで、このセンタータップを境界にして二次巻線部N2A、二次巻線部N2Bに2分割する。二次巻線部N2A、二次巻線部N2Bには、同じ所定巻数(ターン数)が設定される。二次巻線N2のセンタータップは、二次側アースに接続される。また、二次巻線N2における二次巻線部N2A側の端部に対しては二次側直列共振コンデンサC3Aを直列に接続し、二次巻線N2における二次巻線部N2B側の端部に対しては二次側直列共振コンデンサC3Bを直列に接続する。これにより、二次巻線部N2Aの漏れインダクタンス成分と二次側直列共振コンデンサC3Aのキャパシタンスから成る第1の二次側直列共振回路と、二次巻線部N2Bの漏れインダクタンス成分と二次側直列共振コンデンサC3Bのキャパシタンスから成る第2の二次側直列共振回路とが形成される。

【0072】

そして、二次巻線N2における二次巻線部N2A側の端部を、二次側直列共振コンデンサC3Aの直列接続を介して整流ダイオードD01のアノードと整流ダイオードD02のカソードとの接続点に対して接続する。また、二次巻線N2における二次巻線部N2B側の端部を、二次側直列共振コンデンサC3Bの直列接続を介して、整流ダイオードD03のアノードと整流ダイオードD04のカソードとの接続点に対して接続する。そして、整流ダイオードD01、整流ダイオードD03の各カソードは、平滑コンデンサC0の正極端子に接続する。平滑コンデンサC0の負極端子は二次側アースに接続される。また、整流ダイオードD02、整流ダイオードD04の各アノードの接続点は二次側アースに接続する。

【0073】

このようにして、二次巻線部N2A、二次側直列共振コンデンサC3A、整流ダイオードD01、整流ダイオードD02、および平滑コンデンサC0から成る、第1の二次側直列共振回路を備える第1の倍電圧半波整流回路と、二次巻線部N2B、二次側直列共振コンデンサC3B、整流ダイオードD03、整流ダイオードD04、および平滑コンデンサC0から成る、第2の二次側直列共振回路を備える第2の倍電圧半波整流回路とが形成されることになる。このようにして平滑コンデンサC0に対しては、二次巻線N2の交番電圧の、一方の極性の半周期では、二次巻線部N2Bの誘起電圧と二次側直列共振コンデンサC3Bの両端電圧の重畳電位による整流電流の充電が行われ、他方の極性の半周期では、二次巻線部N2Aの誘起電圧と二次側直列共振コンデンサC3Aの両端電圧の重畳電位による整流電流の充電が行われることとなる。これにより、平滑コンデンサC0の両端電圧である二次側直流出力電圧E0としては、二次巻線部N2A、二次巻線部N2Bの誘起電圧レベルの2倍に対応するレベルが得られることになる。つまり、倍電圧全波整流回路が得られる。

【0074】

図8に示す電源回路では、二次巻線N2と二次側直列共振コンデンサC3の直列接続回路(二次側直列共振回路)に接続される二次側整流回路として、4本の整流ダイオードD01、整流ダイオードD02、整流ダイオードD03、整流ダイオードD04から成るブリッジ整流回路と、1本の平滑コンデンサC0から成るブリッジ全波整流回路を備える。二次巻線N2の巻き終わり端部は、二次側直列共振コンデンサC3を介して整流ダイオードD01のアノードと整流ダイオードD02のカソードの接続点に接続する。また、二次巻線N2の巻き始め端部を、整流ダイオードD03のアノードと整流ダイオードD04のカ

10

20

30

40

50

ソードの接続点に接続する。整流ダイオード D o 1 のカソードと整流ダイオード D o 3 のカソードを平滑コンデンサ C o の正極端子に接続する。平滑コンデンサ C o の負極端子は二次側アース電位にて、整流ダイオード D o 2 のアノードと整流ダイオード D o 4 のアノードの接続点と接続される。

【 0 0 7 5 】

このようにして形成される全波整流回路によっては、二次巻線 N 2 に誘起される交番電圧の一方の半周期において、ブリッジ整流回路の整流ダイオード D o 1、整流ダイオード D o 4 の組が導通して、平滑コンデンサ C o に対して整流電流を充電する動作が得られる。また、二次巻線 N 2 に誘起される交番電圧の他方の半周期においては、整流ダイオード D o 2、整流ダイオード D o 3 の組が導通して平滑コンデンサ C o に対して整流電流を充電する動作が得られる。これによって平滑コンデンサ C o の両端電圧として、二次巻線 N 2 に誘起される交番電圧レベルの等倍に対応したレベルの二次側直流出力電圧 E o が生成される。

10

【 0 0 7 6 】

(第 3 実施形態)

【 0 0 7 7 】

図 9 に、第 1 実施形態のスイッチング電源回路の変形例である第 3 実施形態のスイッチング電源回路を示す。この図において、図 1 に示すと同一部分については同一符号を付して説明を省略する。第 1 実施形態のスイッチング電源回路と第 3 実施形態のスイッチング電源回路との差異は、力率改善回路 1 0 に替えて力率改善回路 1 2 を用いる点にあり、上述したように、力率改善回路 1 2 における同一符号を付した、フィルタコンデンサ C N の容量は $1 \mu F$ 、力率改善インダクタ L o のインダクタンス値は $56 \mu H$ であり、さらに、力率改善ダイオード D 1 も力率改善回路 1 0 におけると同様のものである。異なる点は、力率改善ダイオード D 1 と力率改善インダクタ L o との配置を入れ替えた点にある。

20

【 0 0 7 8 】

力率改善回路 1 2 の作用は、基本的に力率改善回路 1 0 と大きくかわるところはなく、一次側の直列共振の共振電流に基づき交流入力電流 I A C を流し、力率改善を図る点においては力率改善回路 1 0 と同様である。すなわち、一次側直列共振コンデンサ C 2 に流入する電流および力率改善インダクタ L o に流れる電流の一部が力率改善ダイオード D 1 を介して流れ、これにより交流入力電流 I A C の導通期間を拡大して力率改善を図るものである。

30

【 0 0 7 9 】

(第 3 実施形態の要部の動作波形と測定データ)

【 0 0 8 0 】

図 9 に示す第 3 実施形態のスイッチング電源回路の要部の動作波形を図 1 0 に示し、測定データを図 1 1 および図 1 2 に示す。

【 0 0 8 1 】

図 1 0 は、力率改善回路 1 0 の主要部の動作波形を商用交流電源周期により示している。図 1 0 の上段より下段に向かって、交流入力電圧 V A C (図 9 を参照)、交流入力電流 I A C (図 9 を参照)、電圧 V 2 (図 9 を参照)、電流 I 1 (図 9 を参照)、電流 I 2 (図 9 を参照)、二次側直流出力電圧 E o のリップル成分である E o の各々を示す。図 9 の電圧 V 2、電流 I 1 および電流 I 2 の波形図で斜線を施した部分は、スイッチング素子 Q 1 のスイッチング波形と同じ周期でスイッチングしていることを示すものである。ここで、力率改善ダイオード D 1 に流れる電流 I 1 は、上述したように共振電流に基づくものであり、この電流によって交流入力電流 I A C の流通期間が拡大されることを図 9 は表している。また、二次側直流出力電圧 E o は、所定値である $175 V$ (ボルト) を平均値として、交流入力電圧 V A C の半分の周期の $100 m V p - p$ (ピークツーピーク値) のリップル電圧が重畳する。

40

【 0 0 8 2 】

図 1 1 は、交流入力電圧 V A C の値が $100 V$ の入力電圧条件下において負荷電力 P o

50

の値が、0 W（無負荷）から300 W（最大負荷電力）の範囲での負荷変動に対する整流平滑電圧 E_i 、力率 PF 、および交流入力電力に対する直流出力電力の電力変換効率 $AC-DC$ を示している。また、図12は、負荷電力を300 W（最大負荷電力）一定とする負荷条件下で、交流入力電圧 V_{AC} の値を85 Vから144 Vまで変化させた範囲における、整流平滑電圧 E_i 、力率 PF および電力変換効率 $AC-DC$ を示している。

【0083】

整流平滑電圧 E_i は、図11に示すように、軽負荷となるほど緩やかに上昇する傾向となっているが、負荷変動に対しては、負荷電力の値が100 W以上では、ほぼ一定の値に収まっている。一方、交流入力電圧 V_{AC} の変化に対しては、ほぼ比例して変化するものとなる。また、力率 PF は、図4に示すように、負荷の電力量が大きくなるにしたがい、大きくなり、負荷電力50 Wから300 Wの範囲では0.75に達し、実用上十分な力率値が得られているといえる。なお、交流入力電圧 V_{AC} の変動に対しては、図12に示すように、ほぼ一定で、0.9以上の高力率の特性となる。

10

【0084】

また、電力変換効率 $AC-DC$ については、図11および図12に示すようにして、負荷電力の値が100 Wあたりでピークとなるが、負荷変動に対しては、ほぼ一定とみてよい特性で、負荷電力50 Wから負荷電力300 Wの範囲で90%以上の電力変換効率 $AC-DC$ が得られている。交流入力電圧 V_{AC} の変動に対しては、85 Vから144 Vの範囲で、ほぼ一定の90%以上を維持している。

【0085】

図9に示した第3実施形態のスイッチング電源回路では、図21に背景技術として示すスイッチング電源回路の場合よりも電力変換効率 $AC-DC$ が向上している。これは、主としては、力率改善回路12を備える構成としたことで、アクティブフィルタを不要としたことによる。すなわち、本実施形態では、アクティブフィルタを備える場合のように前段と後段の2つの電力変換効率値の積により総合効率が低下することはない。

20

【0086】

また、第3実施形態のスイッチング電源回路では、アクティブフィルタを不要としたことで、回路構成部品の点数削減が図られる。つまりアクティブフィルタは、図21を参照した説明からも分かるように、スイッチング素子 Q_{103} と、これらを駆動するための力率・出力電圧制御用 IC_{120} 等を始め、多くの部品により構成される。これに対し、第3実施形態のスイッチング電源回路においては、力率改善のために必要な追加部品として、フィルタコンデンサ C_N 、力率改善ダイオード D_1 、力率改善インダクタ L_o を備えればよく、アクティブフィルタと比較すれば非常に少ない部品点数とすることができる。これにより、力率改善機能を有する電源回路として、図21に示す回路よりもはるかに低コストとすることができる。また、部品点数が大幅に削減されることで、回路基板についても有効に小型軽量化を図ることができる。

30

【0087】

また、第3実施形態のスイッチング電源回路では、E級共振形コンバータおよび力率改善回路10の動作はいわゆるソフトスイッチング動作であるから、図25に示したアクティブフィルタと比較すればスイッチングノイズのレベルは大幅に低減される。特に、E級スイッチングコンバータに入力される電流を直流電流にちかづけることができるのでスイッチングノイズのレベルは非常に小さなものとできる。さらに加えて、第3実施形態のスイッチング回路においては、一次側の直列共振回路とともに二次側の直列共振回路を備えるので極めて僅かな周波数の変化によって二次側直流出力電圧 E_o を所定電圧に維持することができ、ノイズフィルタの設計も容易なものとできる。このような理由から、1個のコモンモードチョークコイル CMC と2個のアクロスコンデンサ CL から成る1段のノイズフィルタを備えれば、電源妨害規格をクリアすることが十分に可能とされる。また、直流出力ラインのノーマルモードノイズについては、1個のフィルタコンデンサ C_N のみにより十分な対策が可能である。

40

【0088】

50

また、スイッチング素子 Q_1 と二次側の整流ダイオード D_{o1} および整流ダイオード D_{o2} 、さらに、力率改善ダイオード D_1 、力率改善インダクタ L_o などもスイッチング素子 Q_1 に同期して動作するものである。したがって、アース電位としては、図25の電源回路のように、アクティブフィルタ側と、その後段のスイッチングコンバータとの間で干渉することが無く、スイッチング周波数の変化に関わらず安定させることができる。

【0089】

また、第3実施形態のスイッチング電源回路により得られる力率 PF としては、図11および図12にて示したように、特に大電力領域において、極めて良好な特性を有し、このような力率特性によれば、電源高調波歪み規制をクリアすることができ、実用上十分な力率が得られているといえる。このようにして図9に示す第3実施形態の電源回路は、アクティブフィルタを備える電源回路が有する各種の問題を解決した力率改善電源を得ているものである。

10

【0090】

(第4実施形態)

【0091】

図13に、第3実施形態のスイッチング電源回路の変形例である第4実施形態のスイッチング電源回路を示す。この図において、図9に示すと同一部分については同一符号を付して説明を省略する。第4実施形態のスイッチング電源回路においては力率改善回路13が備えられる。この力率改善回路13では、図9に示した力率改善回路12の構成に対して、低速型のバイパスダイオード D_{1A} を追加して設けている。このバイパスダイオード D_{1A} は、ブリッジ整流回路 D_i の正極出力端子にアノードを接続し、平滑コンデンサ C_i の正極端子にカソードを接続している。したがって、この力率改善回路11においては、力率改善回路10の入力側に対してバイパスダイオード D_{1A} が並列に接続されていることになる。このようにすることによって、ブリッジ整流回路 D_i からの整流電流は、バイパスダイオード D_{1A} にも分岐して流れることになるので、力率改善ダイオード D_1 に流れる整流電流量は低減する。これにより、力率改善ダイオード D_1 におけるスイッチング損失が低減され電力変換効率が向上する。特に、重負荷傾向となる力率改善ダイオード D_1 に流れる電流の量が大きくなるので、効率の改善効果が顕著となる。

20

【0092】

その他の第3実施形態および第4実施形態の変形例として、図7および図8に示す二次側回路の変形例を用いることができる。

30

【0093】

(第5実施形態)

【0094】

図14に、第3実施形態のスイッチング電源回路の変形例である第5実施形態のスイッチング電源回路を示す。この図において、図9に示すと同一部分については同一符号を付して説明を省略する。第3実施形態のスイッチング電源回路と第5実施形態のスイッチング電源回路との差異は、力率改善回路12に替えて力率改善回路14を用いる点にある。力率改善回路14においては、固定のインダクタンス値を有するものであった力率改善インダクタ L_o に替えて、インダクタンス値を可変とすることができる制御トランス $PR T$ を用いる点が力率改善回路12と異なるものである。

40

【0095】

そして、制御トランス $PR T$ を制御するために、ブリッジ整流回路 D_i に流れる電流に応じた信号 S_{Di} を検出する回路、整流平滑電圧 E_i の大きさに応じた信号 S_{Ei} を検出する回路、信号 S_{Di} の大きさおよび/または信号 S_{Ei} の大きさに応じて制御トランス $PR T$ のインダクタンスを制御する力率制御回路3を備える点が、さらに、図9に示す第3実施形態のスイッチング電源回路と相異なる。なお、上述したように、力率改善回路14における同一符号を付した、フィルタコンデンサ C_N の容量は $1\mu F$ であり、力率改善ダイオード D_1 は力率改善回路12におけると同様のものである。

【0096】

50

ブリッジ整流回路 D_i に流れる電流に応じた信号 S_{D_i} の検出は、抵抗 R_{51} の両端の電圧を検出することによって行い、整流平滑電圧 E_i の大きさに応じた信号 S_{E_i} の検出は、整流平滑電圧 E_i を抵抗 R_{52} と抵抗 R_{53} とで分圧することによって行った。

【0097】

また、図15に制御トランス PRT の一の構造例を示す。制御トランス PRT は、4本の磁極を有し、同一形状のコア CR_{11} とコア CR_{12} とを組み合わせた立体コアと、巻線 N_o と、巻線 N_c とを有して形成される。そして、巻線 N_o と巻線 N_c とは、図15に示すように直交して磁極に巻回されている。このような構造を有する制御トランス PRT の巻線 N_o は力率改善インダクタ L_o として機能し、巻線 N_c に流れる電流の大きさによって、力率改善インダクタ L_o のインダクタンス値を制御することができる。本実施形態に用いる制御トランス PRT では、巻線 N_c に流れる電流の値が 5 mA (ミリ・アンペア) の場合には制御トランス PRT の巻線 N_o により形成される力率改善インダクタ L_o の値は $80\text{ }\mu\text{H}$ (マイクロ・ヘンリー) であり、巻線 N_c に流れる電流の値が 50 mA の場合には力率改善インダクタ L_o の値は $20\text{ }\mu\text{H}$ である特性のものを採用した。

10

【0098】

力率制御回路3は、通常の電圧電流変換器であり、信号 S_{D_i} の大きさおよび/または信号 S_{E_i} の大きさに応じて制御トランス PRT の巻線 N_c に流れる電流の大きさを制御する。これにより、信号 S_{D_i} の大きさおよび/または信号 S_{E_i} の大きさに応じて力率改善インダクタ L_o のインダクタンス値を制御して、ブリッジ整流回路 D_i に流れる電流の変化に応じ、または、整流平滑電圧 E_i の大きさの変化に応じ、さらには、ブリッジ整流回路 D_i に流れる電流の変化、および、整流平滑電圧 E_i の大きさの変化に応じ、力率が良好となるように力率改善インダクタ L_o のインダクタンス値を調整することができる。

20

【0099】

このような制御トランス PRT を構成要素とする力率改善回路14を有する第5実施形態のスイッチング電源回路の特性を図16および図17に示す。なお、各部の動作波形は、図10におけると同様であるので説明を省略する。

【0100】

図16は、交流入力電圧 V_{AC} の値が 100 V の入力電圧条件下において負荷電力 P_o の値が、 0 W (無負荷) から 300 W (最大負荷電力) の範囲での負荷変動に対する整流平滑電圧 E_i 、力率 PF 、および交流入力電力に対する直流出力電力の電力変換効率 $ACDC$ を示している。また、図17は、負荷電力を 300 W (最大負荷電力) 一定とする負荷条件下で、交流入力電圧 V_{AC} の値を 85 V から 144 V まで変化させた範囲における、整流平滑電圧 E_i 、力率 PF および電力変換効率 $ACDC$ を示している。ここで、図16および図17において、実線は、力率改善インダクタ L_o としてインダクタンスの値が変化する制御トランス PRT を用いた場合の特性であり、破線は力率改善インダクタ L_o として固定のインダクタンス値を有する固定インダクタを用いる場合の特性である。

30

【0101】

整流平滑電圧 E_i は、図16に示すように、制御トランス PRT を用いた場合には、負荷変動に対しては、固定インダクタを用いる場合に較べて、低負荷領域で整流電圧が上昇している。これは、低負荷時に力率が大幅に改善されたことに対応して、ブリッジ整流回路 D_i から平滑コンデンサ C_i に電流が流れる期間が上昇し整流平滑電圧 E_i の値も上昇している。一方、交流入力電圧 V_{AC} の変化に対しては、整流平滑電圧 E_i は、ほぼ比例して変化するものとなる。また、力率 PF は、図16に示すように、負荷の電力量が小さい領域で、大きく改善しており、負荷の大きさが 15 W から 300 W の範囲では負荷変動によらず 0.75 に達し、実用上十分な力率値が得られているといえる。なお、交流入力電圧 V_{AC} の変動に対しては、図12に示すように、ほぼ一定で、 0.9 以上の高力率の特性となる。

40

【0102】

50

また、電力変換効率 AC DCについては、図16および図17に示すようにして、負荷変動に対しては、負荷電力の値が100Wあたりでピークとなるが、ほぼ一定とみてよい特性で、負荷電力50Wから負荷電力300Wの範囲で90%以上の電力変換効率 AC DCが得られている。交流入力電圧VACの変動に対しては、85Vから144Vの範囲で、ほぼ一定の90%以上を維持している。

【0103】

(第6実施形態)

【0104】

図18に、第1実施形態のスイッチング電源回路の変形例である第6実施形態のスイッチング電源回路を示す。この図において、図1に示す第1実施形態における同一部分については同一符号を付して説明を省略する。第1実施形態のスイッチング電源回路と第6実施形態のスイッチング電源回路との差異は、力率改善回路1に替えて力率改善回路15を用いる点にある。力率改善回路15においては、固定のインダクタンスを有するものであった力率改善インダクタL_oに替えて、インダクタンス値を可変とすることができる制御トランスPRTを用いる点が力率改善回路1と異なるものである。

10

【0105】

そして、図14に示す第5実施形態と同様に、制御トランスPRT、信号SD_iを検出する回路、信号SE_iを検出する回路、力率制御回路3を備える点が、さらに、図1に示す第1実施形態のスイッチング電源回路と相異なる。これらの部分については、同一の符号を付して、説明を省略する。

20

【0106】

第6実施形態のスイッチング電源回路の特性データは省略するが、第5実施形態と同様に負荷の電力が低領域から高領域まで、良好な力率特性を有することを特徴とする。なお、第1実施形態および第2実施形態における同様に、二次回路の変形例を第5実施形態および第6実施形態にも適応することができるものである。

【0107】

図14に示した第5実施形態のスイッチング電源回路および図18に示した第6実施形態のスイッチング電源回路では、図21に背景技術として示すスイッチング電源回路の場合よりも電力変換効率 AC DCが向上している。これは、主としては、力率改善回路14および力率改善回路15を備える構成としたことで、アクティブフィルタを不要としたことによる。すなわち、本実施形態では、アクティブフィルタを備える場合のように前段と後段の2つの電力変換効率値の積により総合効率が低下することはない。

30

【0108】

また、第5実施形態のスイッチング電源回路および第6実施形態のスイッチング電源回路では、アクティブフィルタを不要としたことで、回路構成部品の点数削減が図られる。つまりアクティブフィルタは、図21を参照した説明からも分かるように、スイッチング素子Q103と、これらを駆動するための力率・出力電圧制御用IC120等を始め、多くの部品により構成される。これに対し、第3実施形態のスイッチング電源回路においては、力率改善のために必要な追加部品として、フィルタコンデンサCN、力率改善ダイオードD1、力率改善インダクタL_oを備えればよく、アクティブフィルタと比較すれば非常に少ない部品点数とすることができる。これにより、力率改善機能を有する電源回路として、図21に示す回路よりもはるかに低コストとすることができる。また、部品点数が大幅に削減されることで、回路基板についても有効に小型軽量化を図ることができる。

40

【0109】

また、第5実施形態のスイッチング電源回路および第6実施形態のスイッチング電源回路では、E級共振形コンバータおよび力率改善回路14、力率改善回路15の動作はいわゆるソフトスイッチング動作であるから、図25に示したアクティブフィルタと比較すればスイッチングノイズのレベルは大幅に低減される。特に、E級スイッチングコンバータに入力される電流を直流電流にちかづけることができるのでスイッチングノイズのレベルは非常に小さなものとできる。さらに加えて、第5実施形態のスイッチング電源回路およ

50

び第6実施形態のスイッチング電源回路においては、一次側の直列共振回路とともに二次側の直列共振回路を備えるので極めて僅かな周波数の変化によって二次側直流出力電圧 E_o を所定電圧に維持することができ、ノイズフィルタの設計も容易なものとできる。このような理由から、1個のコモンモードチョークコイル C_{MC} と2個のアクロスコンデンサ C_L から成る1段のノイズフィルタを備えれば、電源妨害規格をクリアすることが十分に可能とされる。また、整流出力ラインのノーマルモードノイズについては、1個のフィルタコンデンサ C_N のみにより十分な対策が可能である。

【0110】

また、スイッチング素子 Q_1 と二次側の整流ダイオード D_{o1} および整流ダイオード D_{o2} 、さらに、力率改善ダイオード D_1 、制御トランス PRT などもスイッチング素子 Q_1 に同期して動作するものである。したがって、アース電位としては、図25の電源回路のように、アクティブフィルタ側と、その後段のスイッチングコンバータとの間で干渉することが無く、スイッチング周波数の変化に関わらず安定させることができる。

10

【0111】

また、第5実施形態のスイッチング電源回路および第6実施形態のスイッチング電源回路により得られる力率 PF としては、良好な特性が得られ、特に、力率改善回路14および力率改善回路15は、ブリッジ整流回路 D_i に流れる電流に応じた信号 S_{Di} の大きさおよび/または整流平滑電圧 E_i の大きさに応じた信号 S_{Ei} の大きさに応じて制御トランス PRT のインダクタンスを制御する力率制御回路3を備えることによって負荷の大小にかかわらず極めて良好な特性を有し、このような力率特性によれば、電源高調波歪み規制をクリアすることができ、実用上十分な力率が得られているといえる。このようにして、第5実施形態のスイッチング電源回路および第6実施形態のスイッチング電源回路は、アクティブフィルタを備える電源回路が有する各種の問題を解決した力率改善電源を得ているものである。

20

【0112】

なお、これまでに説明した実施形態の電源回路の具体的設計例は、交流入力電圧 V_{AC} は、100Vの商用交流電源が入力されることを前提としているのであるが、本発明は、交流入力電圧 V_{AC} の値として、特に限定があるものではない、例えば、200Vの商用交流電源入力に対応した設計として場合にも、本願発明に基づいた構成とすることで同様の効果が得られる。また、例えば、一次側電圧共振形コンバータの細部の回路形態や、二次側直列共振回路を含んで形成する二次側整流回路の構成などは他にも考えられるものである。また、スイッチング素子については、例えば $IGBT$ ($Insulated\ Gate\ Bipolar\ Transistor$)、バイポーラトランジスタなど、 $MOS-FET$ 以外の素子を選定することも考えられる。また、上記各実施形態では、他励式のスイッチングコンバータを挙げているが、自励式として構成した場合にも本発明は適用できる。

30

【図面の簡単な説明】

【0113】

【図1】第1実施形態のスイッチング電源回路の構成例を示す回路図である。

【図2】実施形態のスイッチング電源回路が備えるコンバータトランスの構造例を示す断面図である。

40

【図3】第1実施形態の電源回路における要部の動作を商用交流電源周期により示す波形図である。

【図4】第1実施形態の電源回路についての、負荷変動に対する整流平滑電圧、力率、および $AC-DC$ 電力変換効率の特性を示す図である。

【図5】第1実施形態の電源回路についての、交流入力電圧変動に対する整流平滑電圧、力率、および $AC-DC$ 電力変換効率の特性を示す図である。

【図6】第2実施形態のスイッチング電源回路の構成例を示す回路図である。

【図7】実施形態の電源回路に対応する二次側の変形例としての構成例を示す回路図である。

50

【図 8】実施形態の電源回路に対応する二次側の変形例としての構成例を示す回路図である。

【図 9】第 3 実施形態のスイッチング電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 10】第 3 実施形態の電源回路における要部の動作を商用交流電源周期により示す波形図である。

【図 11】第 3 実施形態の電源回路についての、負荷変動に対する整流平滑電圧、力率、および AC DC 電力変換効率の特性を示す図である。

【図 12】第 3 実施形態の電源回路についての、交流入力電圧変動に対する整流平滑電圧、力率、および AC DC 電力変換効率の特性を示す図である。

【図 13】第 4 実施形態のスイッチング電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 14】第 5 実施形態のスイッチング電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 15】制御トランス PRT の構造図である。

【図 16】第 5 実施形態の電源回路についての、負荷変動に対する整流平滑電圧、力率、および AC DC 電力変換効率の特性を示す図である。

【図 17】第 5 実施形態の電源回路についての、交流入力電圧変動に対する整流平滑電圧、力率、および AC DC 電力変換効率の特性を示す図である。

【図 18】第 6 実施形態のスイッチング電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 19】背景技術に示すアクティブフィルタのコントロール回路系の構成を示す回路図である。

【図 20】背景技術に示すアクティブフィルタの動作を説明する波形図である。

【図 21】背景技術に示すアクティブフィルタを実装した電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 22】背景技術に示すアクティブフィルタの動作を説明する波形図である。

【図 23】背景技術に示すアクティブフィルタを実装した電源回路において得られる交流入力電圧と交流入力電流の波形を示した波形図である。

【図 24】背景技術に示すアクティブフィルタを実装した電源回路の負荷変動に対する電力変換効率、力率、整流平滑電圧の各特性について示した特性図である。

【図 25】背景技術に示すアクティブフィルタを実装した電源回路の交流入力電圧変動に対する電力変換効率、力率、整流平滑電圧の各特性について示した特性図である。

【符号の説明】

【0114】

1 制御回路、2 発振・ドライブ回路、3 力率制御回路、

10、11、12、13、14、15 力率改善回路

AC 商用交流電源、B ボビン、C1、C11、コンデンサ

C2 一次側直列共振コンデンサ、C3、C3A、C3B 二次側直列共振コンデンサ

CL アクロスコンデンサ、CMC コモンモードチョークコイル

CN フィルタコンデンサ、Ci、Co、Cout 平滑コンデンサ

CR1、CR2、CR11、CR12 コア、D1 力率改善ダイオード

D11、Do1、Do2、Do3、Do4 整流ダイオード

D1A バイパスダイオード、DD ボディダイオード

Di ブリッジ整流回路、Ei 整流平滑電圧

Eo 二次側直流出力電圧、G ギャップ、I1、I2 電流、IAC 交流入力電流

L1、L2、L10、インダクタ、Lo 力率改善インダクタ

LFT ラインフィルタトランス、N1 一次巻線、N2 二次巻線

N2A 二次巻線部、N2B 二次巻線部、Nc、No 巻線

PCC チョークコイル、PF 力率

PIT コンバータトランス、PRT 制御トランス

Q101、Q102、Q103 スwitching素子

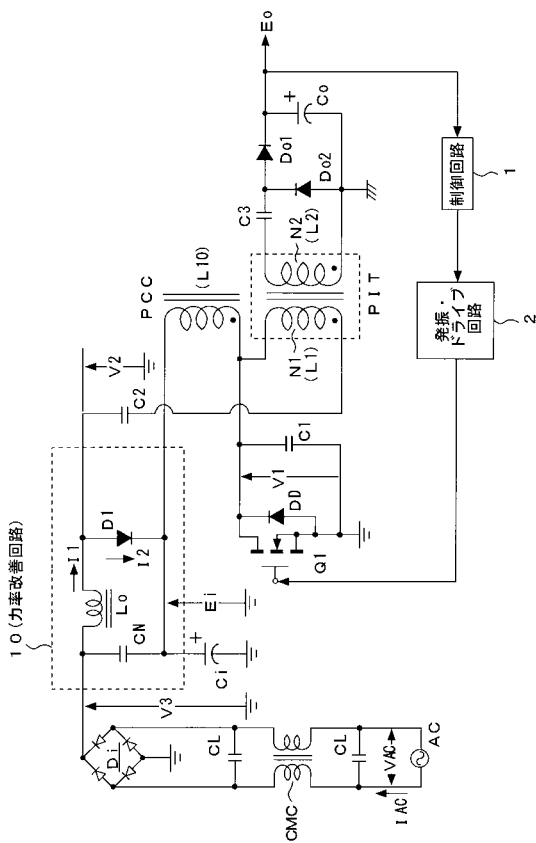
R51、R52、R53 抵抗、SDi、SEi 信号

T1、T2、T3、T4 端子、V1、V2、V3 電圧、VAC 交流入力電圧

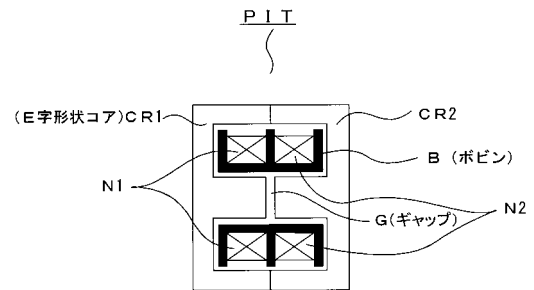
10 20 30 40 50

A C D C 電力変換効率

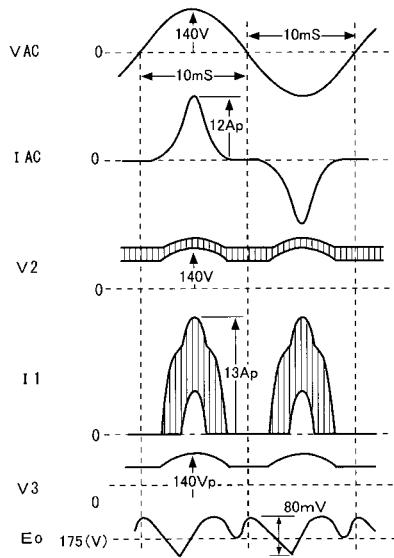
【図1】



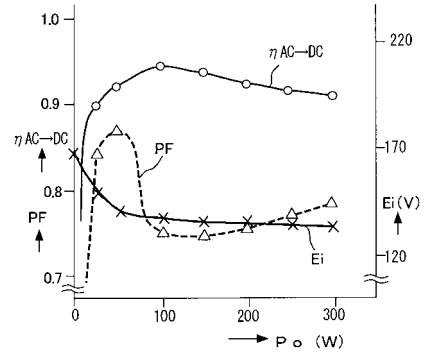
【図2】



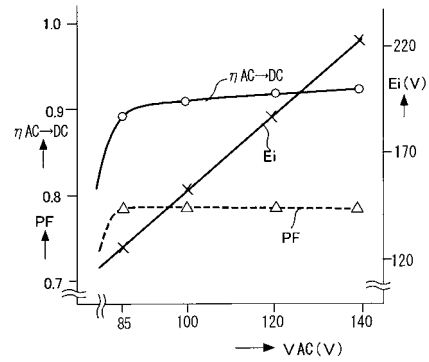
【 図 3 】



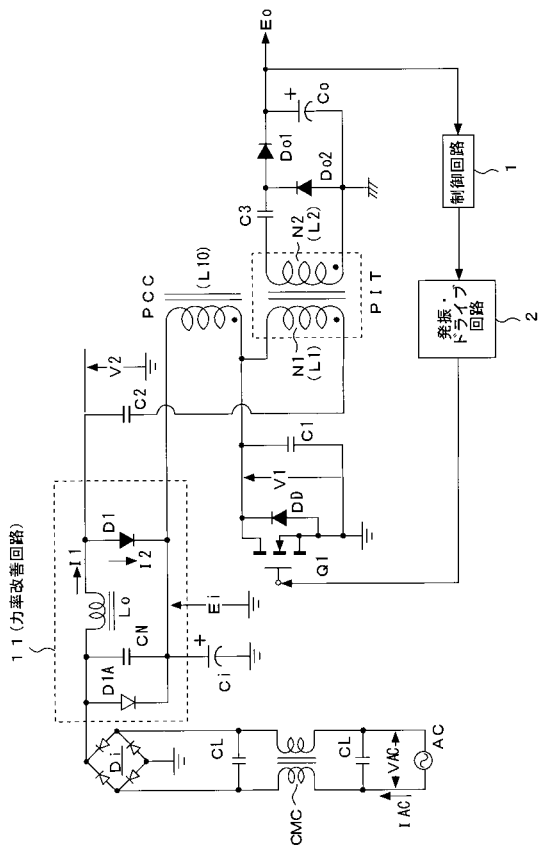
【 図 4 】



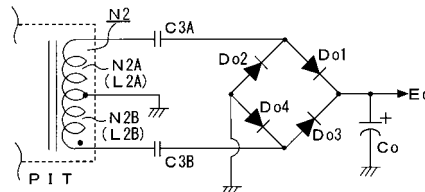
【 図 5 】



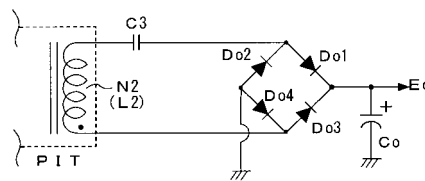
【 図 6 】



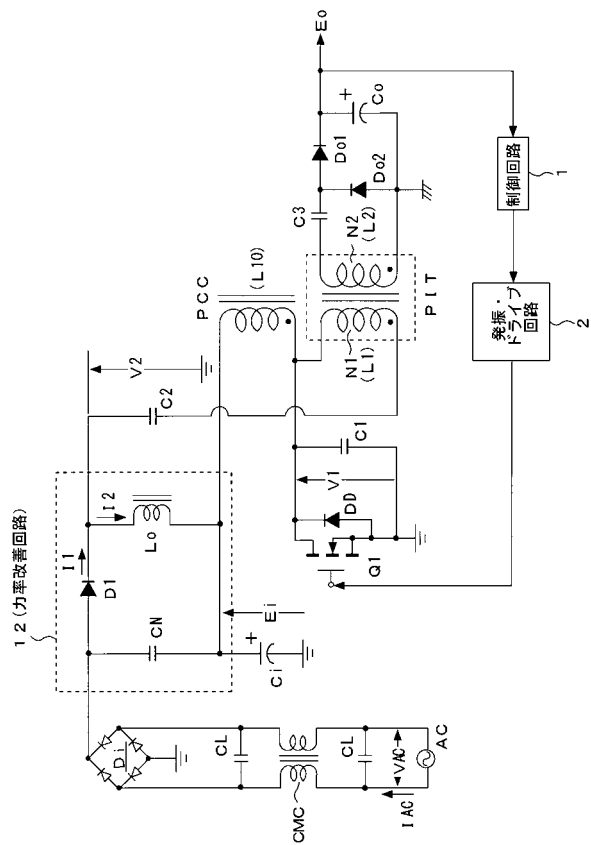
【 図 7 】



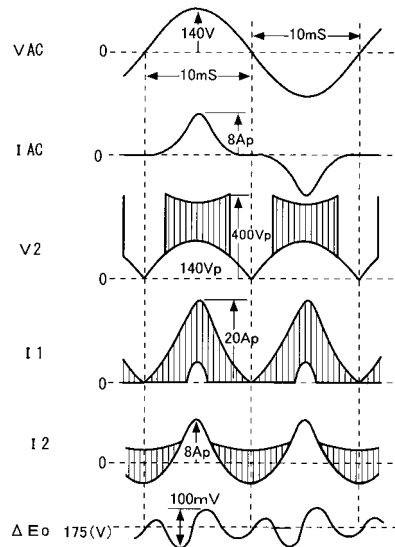
【 図 8 】



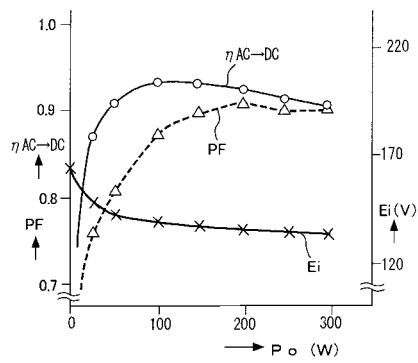
【 図 9 】



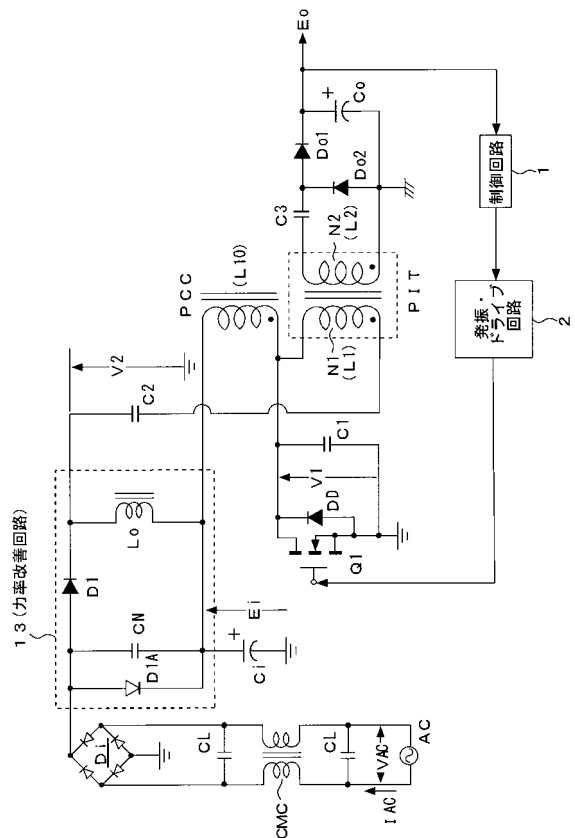
【 図 10 】



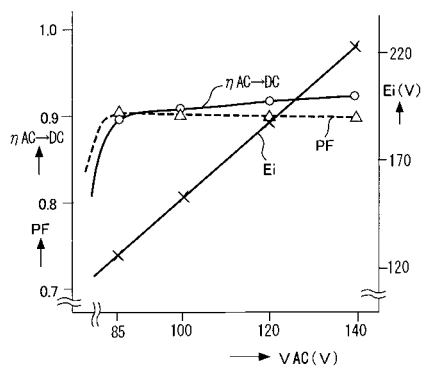
【 図 11 】



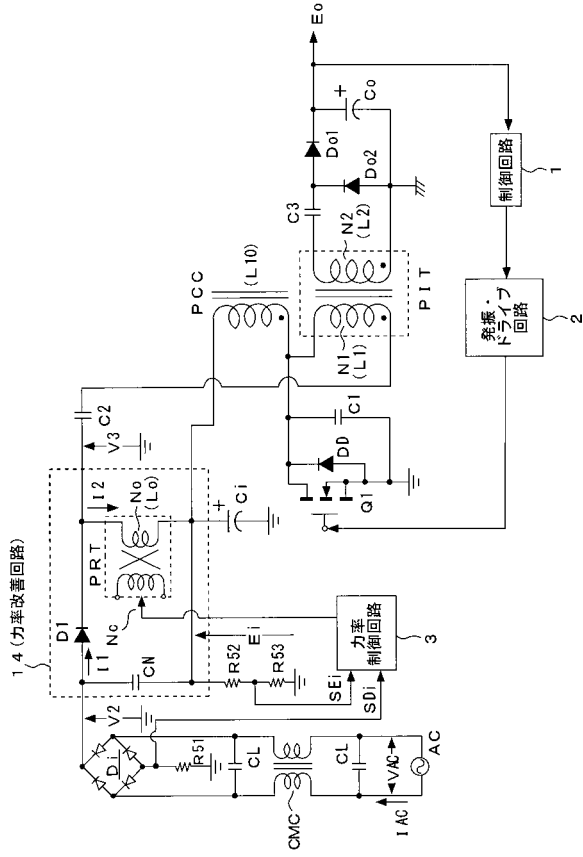
【 図 13 】



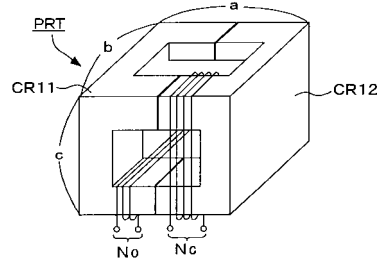
【 図 12 】



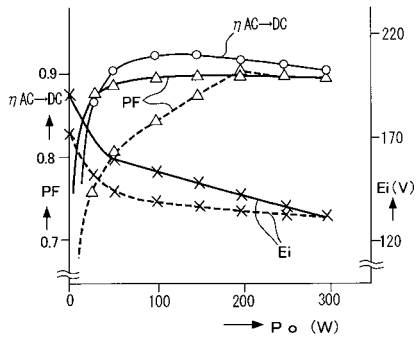
【 図 1 4 】



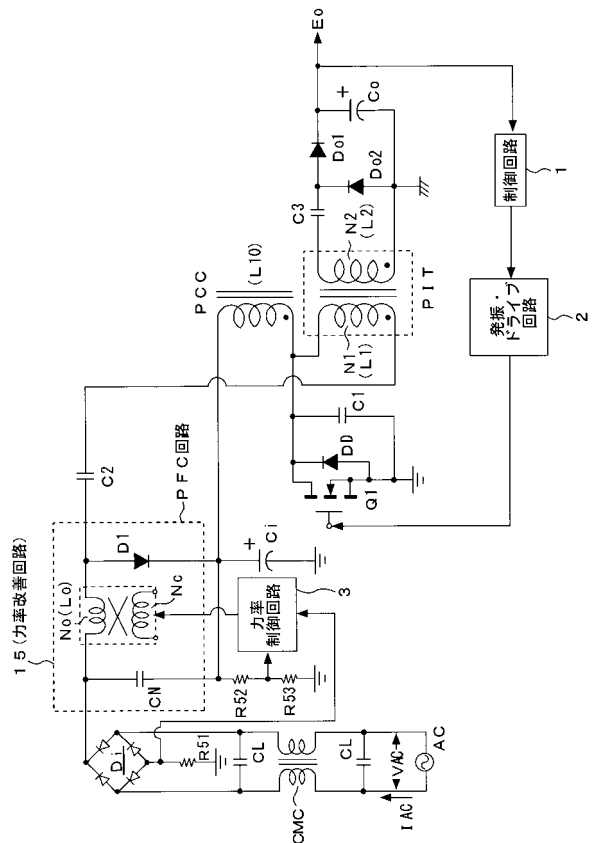
【 図 1 5 】



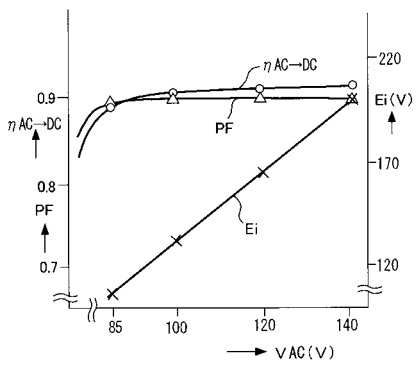
【 図 1 6 】



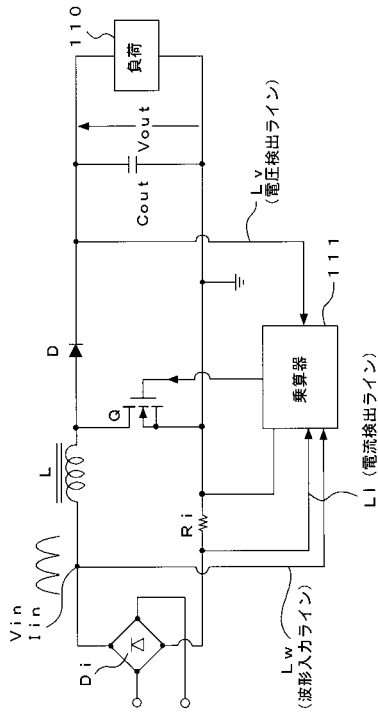
【 図 1 8 】



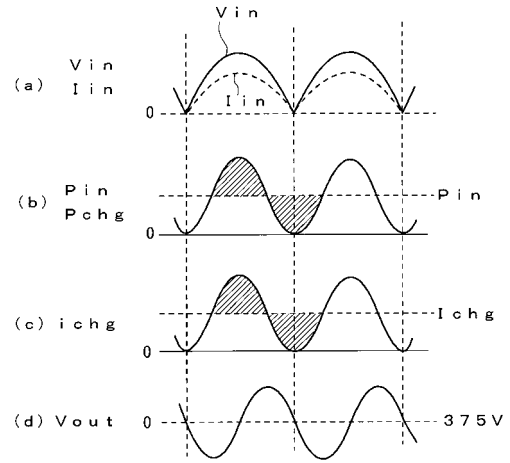
【 図 1 7 】



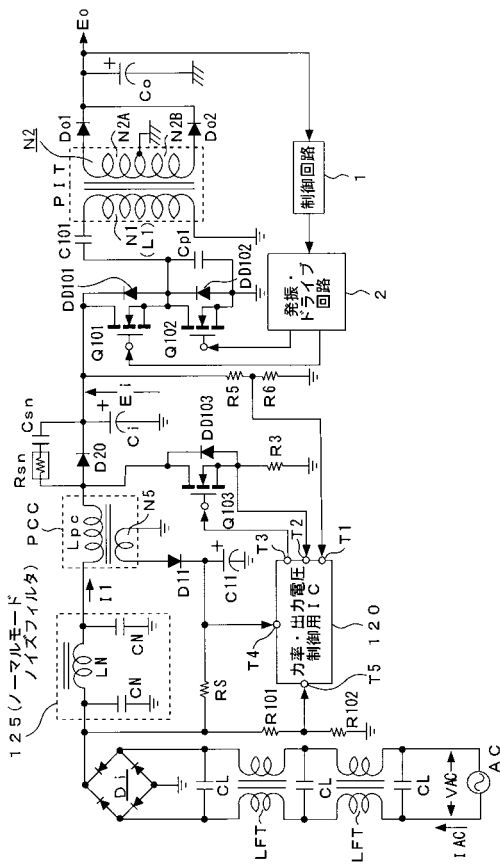
【 図 1 9 】



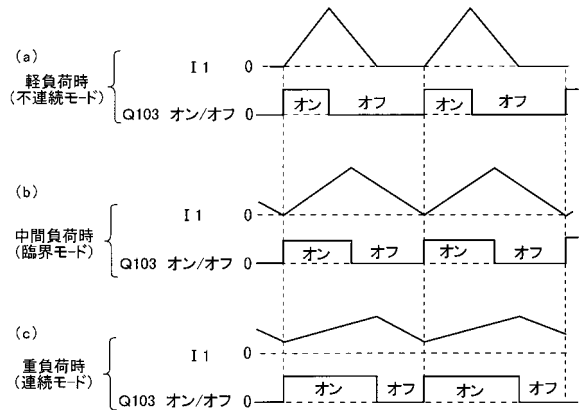
【 図 2 0 】



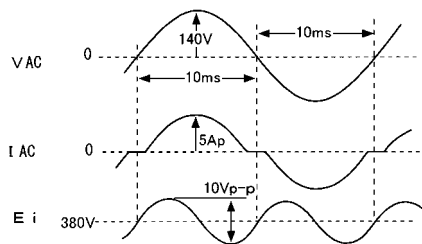
【 図 2 1 】



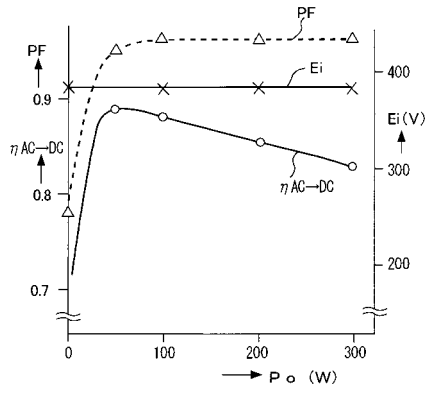
【 図 2 2 】



【 図 2 3 】



【 図 2 4 】



【 図 2 5 】

