

(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2007-151258

(P2007-151258A)

(43) 公開日 平成19年6月14日(2007.6.14)

(51) Int. Cl.

H02M 3/28 (2006.01)

F I

H02M 3/28

Q

テーマコード(参考)

5H730

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 35 頁)

(21) 出願番号 特願2005-340100 (P2005-340100)
 (22) 出願日 平成17年11月25日(2005.11.25)

(71) 出願人 000002185
 ソニー株式会社
 東京都港区港南1丁目7番1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 AS01 BB75 BB78 CC03
 CC04 DD04 DD16 EE04 EE07
 EE59 FD03 FG09 ZZ16

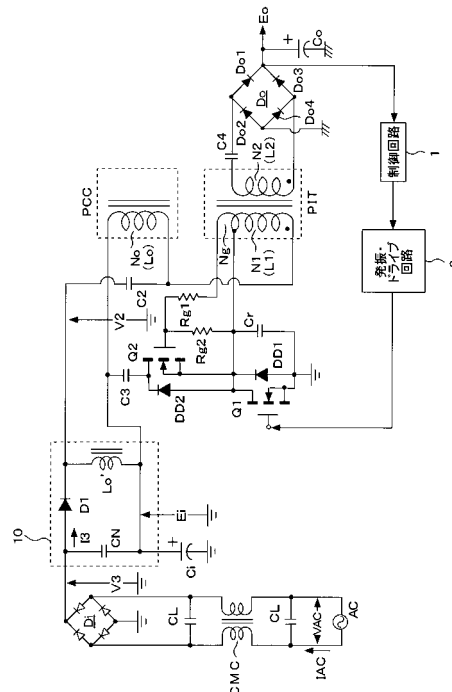
(54) 【発明の名称】 スイッチング電源回路

(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ACから直流電力を生成し、電圧・電流共振変形E級コンバータに供給して直流電圧Eoを得る。さらに、一次側直列共振コンデンサC2に流れる電流を力率改善用コイルLo'を介して平滑コンデンサCiに帰還する電力再生方式力率改善回路によって力率を改善し、スイッチング素子Q1がオフのときにオンとされる補助スイッチング素子Q2と電圧クランプ用コンデンサC3との直列回路によってスイッチング素子Q1に与えられ電圧をクランプする。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流電源からの入力交流電力を入力して整流平滑化する一次側整流素子と平滑コンデンサとを具備して形成され、直流電力を生成する一次側整流平滑回路と、

前記直流電力が一端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端に一次巻線の一端が接続される漏れインダクタンスを有するコンバータトランスと、

前記一次巻線の他端に交流電圧を印加するために接続されるスイッチング素子と、

前記一次巻線の前記一端及び前記チョークコイルの前記他端が一次側直列共振コンデンサの一端と接続されて、前記チョークコイルの有するインダクタンスと前記一次側直列共振コンデンサの容量で定まる共振周波数を有する第 1 の一次側直列共振回路と、前記一次巻線に生じる漏れインダクタンスと前記一次側直列共振コンデンサの容量で定まる共振周波数を有する第 2 の一次側直列共振回路と、

10

前記スイッチング素子に一次側並列共振コンデンサが並列に接続されて形成される一次側並列共振回路と、

前記スイッチング素子をオン・オフ駆動する発振・ドライブ回路と、

前記コンバータトランスの二次巻線に接続される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コンデンサの前記他端と前記平滑コンデンサとの間に接続されて、前記一次側直列共振回路の一方の電流を流す力率改善用コイルと、前記一次側直列共振コンデンサの前記他端と前記一次側整流素子との間に接続されて、前記一次側直列共振回路の他方向の電流を流す力率改善ダイオードと、を具備する力率改善回路と、

20

前記チョークコイルの前記一端と前記コンバータトランスの前記一次巻線の前記他端に対して並列に接続され、前記スイッチング素子がオフのときにオンとされる補助スイッチング素子と電圧クランプ用コンデンサの直列接続回路と、

を備えるスイッチング電源回路。

【請求項 2】

交流電源からの入力交流電力を入力して整流平滑化する一次側整流素子と平滑コンデンサとを具備して形成され、直流電力を生成する一次側整流平滑回路と、

30

前記直流電力が一端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端に一次巻線の一端が接続される漏れインダクタンスを有するコンバータトランスと、

前記一次巻線の他端に交流電圧を印加するために接続されるスイッチング素子と、

前記一次巻線の前記一端及び前記チョークコイルの前記他端が一次側直列共振コンデンサの一端と接続されて、前記チョークコイルの有するインダクタンスと前記一次側直列共振コンデンサの容量で定まる共振周波数を有する第 1 の一次側直列共振回路と、前記一次巻線に生じる漏れインダクタンスと前記一次側直列共振コンデンサの容量で定まる共振周波数を有する第 2 の一次側直列共振回路と、

前記スイッチング素子に一次側並列共振コンデンサが並列に接続されて形成される一次側並列共振回路と、

40

前記スイッチング素子をオン・オフ駆動する発振・ドライブ回路と、

前記コンバータトランスの二次巻線に接続される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コンデンサの前記他端と前記平滑コンデンサとの間に接続されて、前記一次側直列共振回路の一方の電流を流す力率改善用一次巻線を有する力率改善用トランスと、前記力率改善用トランスに巻装されて力率改善用一次巻線と疎結合とされる力率改善用二次巻線に接続されて、前記一次側直列共振回路の他方向の電流を流す力率改善ダイオードと、を具備する力率改善回路と、

50

前記チョークコイルの前記一端と前記コンバータトランスの前記一次巻線の前記他端に対して並列に接続され、前記スイッチング素子がオフのときにオンとされる補助スイッチング素子と電圧クランプ用コンデンサの直列接続回路と、
を備えるスイッチング電源回路。

【請求項 3】

交流電源からの交流電力を整流する一次側整流素子と平滑コンデンサとを具備して形成され、直流電力を生成する一次側整流回路と、

前記直流電力がチョーク装置一次巻線の一端に印加されるチョーク装置と、

前記チョーク装置一次巻線の他端にコンバータトランス一次巻線の一端が接続される漏れインダクタンスを有するコンバータトランスと、

10

前記コンバータトランス一次巻線の他端に交流電圧を印加するために接続されるスイッチング素子と、

前記一次巻線の前記一端及び前記チョーク装置一次巻線の前記他端が一次側直列共振コンデンサの一端と接続されて、前記チョーク装置一次巻線の有するインダクタンスと前記一次側直列共振コンデンサの容量で定まる共振周波数を有する第 1 の一次側直列共振回路と、前記一次巻線に生じる漏れインダクタンスと前記一次側直列共振コンデンサの容量で定まる共振周波数を有する第 2 の一次側直列共振回路と、

前記スイッチング素子に一次側並列共振コンデンサが並列に接続されて形成される一次側並列共振回路と、

前記スイッチング素子をオン・オフ駆動する発振・ドライブ回路と、

20

前記コンバータトランスの二次巻線に接続される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、

前記チョーク装置に巻装され、前記チョーク装置一次巻線と疎に結合されるチョーク装置二次巻線と前記一次側整流素子との間に接続されて、前記チョーク装置二次巻線に発生する一方向の共振電圧を前記平滑コンデンサに付与する力率改善ダイオードを具備する力率改善回路と、

前記チョーク装置一次巻線の前記一端と前記コンバータトランスの前記一次巻線の前記他端に対して並列に接続され、前記スイッチング素子がオフのときにオンとされる補助スイッチング素子と電圧クランプ用コンデンサの直列接続回路と、

30

を備えるスイッチング電源回路。

【請求項 4】

前記コンバータトランスの二次巻線に接続される二次側整流回路は、二次側直列共振コンデンサを有する全波ブリッジ整流回路、倍電圧全波回路又は倍電圧半波回路のいずれかである請求項 1 ないし請求項 3 の 1 項に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 5】

前記コンバータトランスの二次巻線に接続される二次側整流回路は、部分電圧共振コンデンサを有する全波ブリッジ整流回路、センタータップ両波整流回路又は倍電圧半波回路のいずれかである請求項 1 ないし請求項 3 の 1 項に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 6】

40

前記コンバータトランス及び前記チョークコイルは、E 字型フェライト磁芯を組み合わせ、又は直交型フェライト磁芯を組み合わせ、一体形成されることを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 7】

前記コンバータトランス及び前記チョーク装置は、E 字型フェライト磁芯を組み合わせ、又は直交型フェライト磁芯を組み合わせ、一体形成されることを特徴とする請求項 3 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】

50

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】

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、商用電源は正弦波の交流電圧であるが、商用電源を整流素子と平滑コンデンサとを用いる平滑・整流回路において整流及び平滑を行う場合には、平滑・整流回路のピークホールド作用のために、商用電源からスイッチング電源回路には、交流電圧のピーク電圧付近の短時間だけ電流が流れ込むこととなり、正弦波とは大きく異なる歪み波形になってしまう。そして、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。又、このような歪み電流波形となることによって発生する商用電源周期の高調波を抑圧するための対策が必要とされてしまう。これらの問題を解決するために、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）。

【0004】

図23にこのようなアクティブフィルタの基本構成を示す。図23においては、商用の交流電源ACにブリッジ整流器Diを接続している。このブリッジ整流器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、及び乗算器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、ブリッジ整流器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、ブリッジ整流器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。又、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。

【0006】

乗算器111に対しては、電流検出ラインLI及び波形入力ライン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、ブリッジ整流器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。又、波形入力ラインLWから入力される、ブリッジ整流器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、商用の交流電源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。

【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 V_{out} の値が所定の値とされるとともに、整流電圧 V_{in} に対して整流電流 I_{in} を相似形の波形とする。この結果、商用の交流電源ACからブリッジ整流器Diに印加される交流電圧と、ブリッジ整流器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。

【0008】

図24(a)は、図23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。又、図24(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24(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。又、図24(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25は、図23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。又、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。

20

【0010】

この図25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器Diが接続される。又、ブリッジ整流器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。

30

【0011】

ブリッジ整流器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 L_{pc} 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23における平滑コンデンサ C_{out} と同様の機能を有するものである。又、チョークコイルPCCのインダクタ L_{pc} と、高速スイッチングダイオードD20は、それぞれ、図23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。又、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 C_{sn} 、抵抗 R_{sn} の直列接続から成るRCスナバ回路が並列に接続される。

40

【0012】

スイッチング素子Q103は、図23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、及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 E_i)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 E_i 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。

【0013】

又、ブリッジ整流器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

50

と分圧抵抗 R_{102} の直列接続を設け、この分圧抵抗 R_{101} と分圧抵抗 R_{102} との接続点を端子 T_5 と接続するようにしている。これにより、端子 T_5 には、ブリッジ整流器 D_i の整流電圧が分圧されて入力されることになる。又、端子 T_2 には抵抗 103 の電圧、すなわち、スイッチング素子 Q_{103} 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 Q_{103} のソース電流は、チョークコイル PCC に流れる電流 I_1 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・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】

10

又、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} 及び直列共振コンデンサ 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。又、端子 T_4 は、起動抵抗 R_s を介して、ブリッジ整流器 D_i の正極出力端子と接続される。商用の交流電源 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は、ブリッジ整流器 D_i 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電源として、動作を開始する。

【0015】

20

又、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 及び分圧抵抗 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、商用の交流電源 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。

【0016】

30

ここで、図25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26及び図27により示す。先ず、図26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26(a)は、軽負荷時の動作を示し、図26(b)は中間負荷時の動作を示し、図26(c)は重負荷時の動作を示す。図26(a)、図26(b)、図26(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と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 $85V$ から $264V$ の範囲に対して、整流平滑電圧 E_i の値は $380V$ 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。

40

【0017】

又、図27に、交流入力電流 I_{AC} 及び整流平滑電圧 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 $100V$ 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。又、このような力率の改善と共に、整流平滑電圧 E_i は、 $380V$ の平均値で安定化されることが示されている。又、図示するように、 $380V$ に対して $10V_{p-p}$ のリップル変動を有している。

50

【0018】

再び図25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、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_{102} 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 DD_{101} 、ボディダイオード DD_{102} が接続されている。スイッチング素子 Q_{101} 、スイッチング素子 Q_{102} 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。又、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 E_o 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 E_o の安定化を図るようにされる。

10

【0019】

コンバータトランスPITは、スイッチング素子 Q_{101} 、スイッチング素子 Q_{102} 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 N_1 の一方の端部は、スイッチング素子 Q_{101} 、スイッチング素子 Q_{102} 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 C_2 を介して接続され、一次巻線 N_1 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 C_2 と一次側の漏れインダクタンス L_1 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 Q_{101} 、スイッチング素子 Q_{102} 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。

20

【0020】

コンバータトランスPITの二次側には二次巻線 N_2 が巻装される。この場合の二次巻線 N_2 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 N_{2A} と二次巻線部 N_{2B} 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 N_{2A} と二次巻線部 N_{2B} の各々を整流ダイオード D_{o1} 、整流ダイオード D_{o2} の各々のアノードに接続し、整流ダイオード D_{o1} 、整流ダイオード D_{o2} の各々のカソードを平滑コンデンサ C_o 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 C_o の両端電圧として二次側直流出力電圧 E_o が得られる。この二次側直流出力電圧 E_o 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。

30

【0021】

図28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 η_{AC-DC} (総合効率)、力率PF、及び整流平滑電圧 E_i の各特性を示している。この図では、交流入力電圧 V_{AC} の値が100Vにおける負荷電力 P_o の値が300Wから0Wの変動に対する特性が示されている。又、図29は、交流入力電圧 V_{AC} の変動に対する電力変換効率 η_{AC-DC} (総合効率)、力率PF、及び整流平滑電圧 E_i の各特性を示している。この図では、負荷電力 P_o の値が300Wで一定の負荷条件の下での、交流入力電圧 V_{AC} の値が85Vから264Vの変動に対する特性が示される。

【0022】

まず、電力変換効率(総合効率)は、図28に示すようにして、負荷電力 P_o が重負荷の条件となるのにしたがって低下していく。又、交流入力電圧 V_{AC} の変動に対しては、同じ負荷条件の下では、図29に示されるように、交流入力電圧 V_{AC} 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 P_o が300Wの負荷条件で、交流入力電圧 V_{AC} 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 V_{AC} 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 V_{AC} 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】

又、力率PFについては、図28に示すように、負荷電力 P_o の変動に対してほぼ一定

50

となる特性が得られている。又、交流入力電圧 V_{AC} の変動に対する力率 PF の変動特性も、図 29 に示すように、交流入力電圧 V_{AC} 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 P_o が 300 W の負荷条件で、交流入力電圧 V_{AC} が 100 V 時には力率 PF の値は、0.96 程度、交流入力電圧 V_{AC} が 230 V 時には力率 PF の値は、0.94 程度が得られる。

【0024】

又、整流平滑電圧 E_i については、図 28、図 29 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】

10

【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 25 に示した電源回路は、従来から知られている図 23 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用することによって、力率改善を図っている。

【0026】

しかしながら、図 25 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 25 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 25 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。

20

【0027】

又、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と、厳重なノイズ抑制対策が必要となる。このため、図 25 に示した回路では、商用の交流電源 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。又、整流出力ラインに対しては、1 個のインダクタ L_N と、2 個のフィルタコンデンサ C_N 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、コストアップ及び電源回路基板の実装面積の大型化を招いている。

30

【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 60 kHz 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 80 kHz ~ 200 kHz 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。

40

【0029】

又、さらに、交流入力電圧の範囲を広くする場合には、スイッチング素子の耐圧が高くなり、素子の選定が困難となる場合も生じた。

【課題を解決するための手段】

【0030】

本発明のスイッチング電源回路は、交流電源からの入力交流電力を入力して整流平滑化する一次側整流素子と平滑コンデンサとを具備して形成され、直流電力を生成する一次側整流平滑回路と、前記直流電力が一端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端に一次巻線の一端が接続される漏れインダクタンスを有するコンバータトランスと、前記一次巻線の他端に交流電圧を印加するために接続されるスイッチング素子と、前

50

記一次巻線の前記一端及び前記チョークコイルの前記他端が一次側直列共振コンデンサの一端と接続されて、前記チョークコイルの有するインダクタンスと前記一次側直列共振コンデンサの容量で定まる共振周波数を有する第1の一次側直列共振回路と、前記一次巻線に生じる漏れインダクタンスと前記一次側直列共振コンデンサの容量で定まる共振周波数を有する第2の一次側直列共振回路と、前記スイッチング素子に一次側並列共振コンデンサが並列に接続されて形成される一次側並列共振回路と、前記スイッチング素子をオン・オフ駆動する発振・ドライブ回路と、前記コンバータトランスの二次巻線に接続される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コンデンサの前記他端と前記平滑コンデンサとの間に接続されて、前記一次側直列共振回路の一方向の電流を流す力率改善用コイルと、前記一次側直列共振コンデンサの前記他端と前記一次側整流素子との間に接続されて、前記一次側直列共振回路の他方向の電流を流す力率改善ダイオードと、を具備する力率改善回路と、前記チョークコイルの前記一端と前記コンバータトランスの前記一次巻線の前記他端に対して並列に接続され、前記スイッチング素子がオフのときにオンとされる補助スイッチング素子と電圧クランプ用コンデンサの直列接続回路と、を備える。

10

【0031】

また、別の本発明のスイッチング電源回路は、交流電源からの入力交流電力を入力して整流平滑化する一次側整流素子と平滑コンデンサとを具備して形成され、直流電力を生成する一次側整流平滑回路と、前記直流電力が一端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端に一次巻線の一端が接続される漏れインダクタンスを有するコンバータトランスと、前記一次巻線の他端に交流電圧を印加するために接続されるスイッチング素子と、前記一次巻線の前記一端及び前記チョークコイルの前記他端が一次側直列共振コンデンサの一端と接続されて、前記チョークコイルの有するインダクタンスと前記一次側直列共振コンデンサの容量で定まる共振周波数を有する第1の一次側直列共振回路と、前記一次巻線に生じる漏れインダクタンスと前記一次側直列共振コンデンサの容量で定まる共振周波数を有する第2の一次側直列共振回路と、前記スイッチング素子に一次側並列共振コンデンサが並列に接続されて形成される一次側並列共振回路と、前記スイッチング素子をオン・オフ駆動する発振・ドライブ回路と、前記コンバータトランスの二次巻線に接続される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コンデンサの前記他端と前記平滑コンデンサとの間に接続されて、前記一次側直列共振回路の一方向の電流を流す力率改善用一次巻線を有する力率改善用トランスと、前記力率改善用トランスに巻装されて力率改善用一次巻線と疎結合とされる力率改善用二次巻線に接続されて、前記一次側直列共振回路の他方向の電流を流す力率改善ダイオードと、を具備する力率改善回路と、前記チョークコイルの前記一端と前記コンバータトランスの前記一次巻線の前記他端に対して並列に接続され、前記スイッチング素子がオフのときにオンとされる補助スイッチング素子と電圧クランプ用コンデンサの直列接続回路と、を備える。

20

30

【0032】

また、さらに、別の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整流する一次側整流素子と平滑コンデンサとを具備して形成され、直流電力を生成する一次側整流回路と、前記直流電力がチョーク装置一次巻線の一端に印加されるチョーク装置と、前記チョーク装置一次巻線の他端にコンバータトランス一次巻線の一端が接続される漏れインダクタンスを有するコンバータトランスと、前記コンバータトランス一次巻線の他端に交流電圧を印加するために接続されるスイッチング素子と、前記一次巻線の前記一端及び前記チョーク装置一次巻線の前記他端が一次側直列共振コンデンサの一端と接続されて、前記チョーク装置一次巻線の有するインダクタンスと前記一次側直列共振コンデンサの容量で定まる共振周波数を有する第1の一次側直列共振回路と、前記一次巻線に生じる漏れインダクタンスと前記一次側直列共振コンデンサの容量で定まる共振周波数を有する第2の一次側直列共振回路と、前記スイッチング素子に一次側並列共振コンデンサが並列に

40

50

接続されて形成される一次側並列共振回路と、前記スイッチング素子をオン・オフ駆動する発振・ドライブ回路と、前記コンバータトランスの二次巻線に接続される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、前記チョーク装置に巻装され、前記チョーク装置一次巻線と疎に結合されるチョーク装置二次巻線と前記一次側整流素子との間に接続されて、前記チョーク装置二次巻線に発生する一方向の共振電圧を前記平滑コンデンサに付与する力率改善ダイオードを具備する力率改善回路と、前記チョーク装置一次巻線の前記一端と前記コンバータトランスの前記一次巻線の前記他端に対して並列に接続され、前記スイッチング素子がオフのときにオンとされる補助スイッチング素子と電圧クランプ用コンデンサの直列接続回路と、を備える。

10

【0033】

すなわち、上述したこれらのスイッチング電源回路は、交流電源からの入力交流電力を入力して直流電力を生成する一次側整流平滑回路を備え、その直流電力を、コンバータに供給する。

【0034】

コンバータは、チョークコイル又チョーク装置一次巻線の有するインダクタンスと一次側直列共振コンデンサの容量で定まる共振周波数を有する第1の一次側直列共振回路と、コンバータトランスの一次巻線に生じる漏れインダクタンスと一次側直列共振コンデンサの容量で定まる共振周波数を有する第2の一次側直列共振回路と、一次側並列共振コンデンサが並列に接続されて形成される一次側並列共振回路と、を有する電圧・電流共振多重共振コンバータとされている。

20

【0035】

そして、コンバータに備えられるスイッチング素子をオン・オフ駆動する発振・ドライブ回路と、コンバータトランスの二次巻線に接続される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ており、二次側直流出力電圧の値を所定の値とする。

【0036】

さらに、一次側直列共振コンデンサに流れる電流を力率改善用コイルを介して平滑コンデンサに帰還する電力回生方式力率改善回路、又は、一次側直列共振コンデンサに流れる電流を、力率改善用トランスを介して平滑コンデンサに帰還する電圧帰還方式力率改善回路、又は、チョーク装置のチョーク装置二次巻線に発生する電圧を平滑コンデンサに帰還する電圧帰還方式力率改善回路のいずれかを備えて、力率を改善する。

30

【0037】

さらに、チョークコイル又はチョーク装置一次巻線とコンバータトランスの一次巻線との直列回路に対して、スイッチング素子がオフのときにオンとされる補助スイッチング素子と電圧クランプ用コンデンサとの直列接続回路を並列に接続してスイッチング素子に付与される電圧をクランプする。

【発明の効果】**【0038】**

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。又、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、及び低コスト化が図られる。又、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及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、又、回路基板のパターン設計なども容易となる。さらに、スイッチング素子の耐圧も低いものとなる。

40

50

【発明を実施するための最良の形態】

【0039】

本発明を実施するための最良の形態（以下、実施の形態という）について説明するのに先立ち、まず、E級共振形によりスイッチング動作するスイッチングコンバータ（以下、E級スイッチングコンバータともいう）の基本構成について、図21及び図22を参照して説明しておく。

【0040】

図21は、E級スイッチングコンバータとしての基本構成を示している。この図に示すE級スイッチングコンバータは、E級共振形で動作するDC-ACインバータとしての構成を採る。

【0041】

この図に示すE級スイッチングコンバータは、スイッチング素子Q1を備える。この場合のスイッチング素子Q1は、例えば、MOS-FETである。このMOS-FETとしてのスイッチング素子Q1には、ボディダイオードDDが、ドレイン-ソース間に対して並列接続されるようにして形成される。又、同じくスイッチング素子Q1のドレイン-ソース間に対しては、一次側並列共振コンデンサCrが並列に接続される。

【0042】

スイッチング素子Q1のドレインは、チョークコイルL10の直列接続を介して、直流入力電圧Einの正極と接続される。スイッチング素子Q1のソースは、直流入力電圧Einの負極と接続される。又、スイッチング素子Q1のドレインに対しては、チョークコイルL11の一端が接続され、他端には直列共振コンデンサC11が直列に接続される。直列共振コンデンサC11と直流入力電圧Einの負極との間には、負荷となるインピーダンスZが挿入される。ここでのインピーダンスZは、二次側の負荷を一次側に換算したものである。

【0043】

このような構成のE級スイッチングコンバータは、チョークコイルL10のインダクタンスと一次側並列共振コンデンサCrの容量（キャパシタンス）とにより形成される並列共振回路と、チョークコイルL11のインダクタンスと直列共振コンデンサC11の容量とにより形成される直列共振回路とを備える複合共振形コンバータの一形態であるとみることができる。又、スイッチング素子を1つのみ備えて形成される点では、シングルエンド方式の電圧共振形コンバータと同じであるといえる。

【0044】

図22は、図21に示した構成のE級スイッチングコンバータについての要部の動作を示している。

【0045】

スイッチング電圧V1は、スイッチング素子Q1の両端に得られる電圧であり、スイッチング素子Q1がオンとなる期間TONにおいて0レベルで、オフとなる期間TOFFにおいて正弦波状のパルスとなる波形である。このスイッチングパルス波形は、上記並列共振回路の共振動作（電圧共振動作）により得られる。

【0046】

スイッチング電流IQ1は、スイッチング素子Q1（及びボディダイオードDD）に流れる電流であり、期間TOFFでは0レベルで、期間TONにおいては、先ず開始時点から一定期間において、ボディダイオードDDを流れることで負極性となり、この後に反転して正極性となって、スイッチング素子Q1のドレインからソースに流れる。

【0047】

又、E級スイッチングコンバータの出力として、上記直列共振回路に流れるとされる電流I2は、スイッチング素子Q1（及びボディダイオードDD）に流れるスイッチング電流IQ1と、一次側並列共振コンデンサCrに流れる電流とを合成したものとなり、正弦波成分を含む波形となる。

【0048】

10

20

30

40

50

又、上記スイッチング電流 I_{Q1} とスイッチング電圧 V_1 との関係によっては、スイッチング素子 Q_1 のターンオフタイミングにおいて ZVS 動作が得られており、ターンオンタイミングにおいて ZVS 及び ZCS 動作が得られていることも示される。

【0049】

又、直流入力電圧 E_{in} の正極端子からチョークコイル L_{10} を流れるようにして E 級スイッチングコンバータに流入する電流 I_1 は、チョークコイル L_{10} 、 L_{11} のインダクタンスについて、 $L_{10} > L_{11}$ の関係を設定していることで、図示するようにして所定の平均レベルをとる脈流波形となる。このような脈流波形は、近似的な直流としてみることができる。

【0050】

(第1実施形態)

本実施の形態としては、上述した E 級スイッチングコンバータの基本構成に基づく変形 E 級スイッチングコンバータを電源回路に適用する。図1の回路図に示す、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して、 E 級スイッチング動作の多重共振コンバータを構成するとともに、力率改善回路及びアクティブ回路を用いた電圧クランプ回路を具備するものである。力率改善回路としては、力率改善用コイル $L_{o'}$ を介することによって、一次側の直列共振電流を直流入力電圧の平滑コンデンサに帰還して、力率の向上を図る電力回生方式力率改善回路を付加して交流入力電圧が広範囲に、高圧に及んでも対応可能とした。さらに、電圧クランプ回路を付加して、交流入力電圧が高圧に及んでも対応可能とした。

【0051】

図1に示す実施形態のスイッチング電源回路について、商用の交流電源 AC 側から、順に以下に説明する。商用の交流電源 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器 Di に接続される。ここで、コモンモードノイズフィルタは、商用の交流電源 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。

【0052】

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器 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 D_1 及び力率改善用コイル $L_{o'}$ を介して平滑コンデンサ C_i に充電される。これにより平滑コンデンサ C_i の両端電圧として整流平滑電圧 E_i が得られる。すなわち、ブリッジ整流器 Di と平滑コンデンサ C_i 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 D_1 は後述する力率改善回路10の一部を構成する。力率改善ダイオード D_1 の作用については、力率改善回路10の全体の作用とともに後述する。ここで、整流平滑電圧 E_i は、交流入力電圧 V_{AC} の等倍に対応したレベルとなる。この整流平滑電圧 E_i 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。

【0053】

E 級スイッチングコンバータは、チョークコイル $PC C$ 、コンバータトランス PIT 、一次側直列共振コンデンサ C_2 、一次側並列共振コンデンサ C_r 及びスイッチング素子 Q_1 を主要部として形成される。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。

【0054】

平滑コンデンサ C_i の一端とチョークコイル $PC C$ の一端が接続されて、整流平滑電圧 E_i 、すなわち直流電力が、このチョークコイル $PC C$ の一端に印加される。そして、チョークコイル $PC C$ の他方の端子に、漏れインダクタンスを有するコンバータトランス PIT の一次巻線 N_1 の一方の端子が接続される。又、チョークコイル $PC C$ の他方の端子及び一次巻線 N_1 一方の端子が一次側直列共振コンデンサ C_2 と接続されている。そして、一次側の漏れインダクタンス成分(図1において、インダクタンス L_1 で表す)及びチ

10

20

30

40

50

ヨークコイル PCC のインダクタンス成分 (図 1 において、インダクタンス L_o で表す) と一次側直列共振コンデンサ C_2 の容量とによって一次側直列共振周波数が支配を受ける一次側直列共振回路が形成される。

【 0 0 5 5 】

又、チョークコイル PCC のインダクタンス L_o 及びインダクタンス L_1 と一次側並列共振コンデンサ C_r の容量によって一次側並列共振周波数が支配を受ける一次側並列共振回路が形成される。そして、一次側直列共振回路及び一次側並列共振回路に交流電力を供給するスイッチング素子 Q_1 が一次巻線 N_1 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 Q_1 を駆動し、スイッチング素子 Q_1 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。

10

【 0 0 5 6 】

なお、共振周波数が「支配を受ける」とは、主としてこれらの要素によって共振周波数が定まることを言うものである。例えば、一次側直列共振周波数は、インダクタンス L_1 、インダクタンス L_o 及び一次側直列共振コンデンサ C_2 のみならず、平滑コンデンサ C_i 等によっても影響されるが、一次側直列共振コンデンサ C_2 の容量の値に較べて平滑コンデンサ C_i の容量の値が非常に大きいので、比較的一次側直列共振周波数に対する影響は少ない。又、一次側並列共振周波数は、平滑コンデンサ C_i 等によっても影響されるが比較的一次側並列共振周波数に対する影響は少ないものである。このように影響が比較的大きなインダクタンス又は容量を構成する部分が、共振周波数を支配するものである。

20

【 0 0 5 7 】

ここで、一次側直列共振回路は、チョークコイル PCC の有するインダクタンスと一次側直列共振コンデンサ C_2 の容量で定まる共振周波数を有する第 1 の一次側直列共振回路と、一次巻線 N_1 に生じる漏れインダクタンスと一次側直列共振コンデンサ C_2 の容量で定まる共振周波数を有する第 2 の一次側直列共振回路と、を備えるものとなっている。

【 0 0 5 8 】

そして、コンバータトランスの二次巻線 N_2 が二次側直列共振コンデンサ C_4 と接続され、二次側の漏れインダクタンス成分 (図 1 において、インダクタンス L_2 で表す) と二次側直列共振コンデンサ C_4 の容量とによって共振周波数が支配を受け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 D_{o1} ないし整流ダイオード D_{o4} で構成されるブリッジ整流回路と平滑コンデンサ C_o で形成される) によって出力される二次側直流出力電圧 E_o 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。

30

【 0 0 5 9 】

さらに、ブリッジ整流器 D_i からの電流を平滑コンデンサ C_i に流す力率改善ダイオード D_1 と、一次側直列共振コンデンサ C_2 に流れる一次側の直列共振電流を平滑コンデンサ C_i に流すための力率改善用コイル L_o' と、力率改善ダイオード D_1 に一次側の直列共振電流を流すフィルタコンデンサ C_N とを具備する力率改善回路 10 を備えている。なお、フィルタコンデンサ C_N 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。

40

【 0 0 6 0 】

又、さらに、チョークコイル PCC の一方の端子とコンバータトランス PIT の一次巻線 N_1 の他方の端子とに対して、電圧クランプ用コンデンサ C_3 と補助スイッチング素子 Q_2 との直列回路によって形成されるアクティブ回路を用いた電圧クランプ回路を並列に接続している。力率改善回路 10 及びアクティブ回路を用いた電圧クランプ回路の作用については後述する。

【 0 0 6 1 】

すなわち、上述したように、実施形態では、一次側が変形の E 級スイッチング動作の電圧電流共振コンバータであり、二次側が電流共振回路を有する多重共振コンバータによっ

50

て電力電送を行う。又、E級スイッチング動作の電圧電流共振コンバータを構成する一次側直列共振コンデンサC2の一次側の直列共振電流を、力率改善用コイルL_o'を介して平滑コンデンサC_iに帰還する電力回生方式の力率改善回路を備える。さらに、スイッチング素子Q1に加わる電圧を抑えるためにアクティブ素子である補助スイッチング素子Q2と電圧クランプ用コンデンサC3を有するクランプ回路、及び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Q1のゲートを駆動する。

【0062】

以下に、図1に示す実施形態のスイッチング電源回路の細部の構成についてより詳細に説明をする。 10

【0063】

まず、コンバータトランスPITの詳細について説明する。コンバータトランスPIT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ンスL1としても機能する。ここで、インダクタンスL1は、コンバータトランスPITによって形成される漏れインダクタンス成分である。図2に示すコンバータトランスPITの断面図に沿って、具体的な構造を説明する。

【0064】

コンバータトランスPITは、フェライト材によるE型コアCR1とE型コアCR2とを互いの磁脚が対向するように組み合わせたEE型コア(EE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。そして、一次巻線N1及び二次巻線N2が巻装されたボビンBをEE字形コアに取り付けることで、一次巻線N1と制御巻線Ngとが同一の巻装領域に、二次巻線N2が異なる巻装領域に分離され、EE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PIT全体としての構造が得られる。 20

【0065】

このEE字形コアの中央磁脚に対しては、1.6mm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、0.8以下を得ている。このようにして、大きなインダクタンス値の漏れインダクタンスL1を得るようにしている。なお、ギャップGは、E型コアCR1及びE型コアCR2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。又、一次巻線N1の巻数は45T(ターン)、二次巻線N2の巻数は30T(ターン)、制御巻線Ngは1T(ターン)とし、コア材は、EER35(コア材名称)とした。 30

【0066】

チョークコイルPCCは巻線Noがコアに巻装されて形成されるものであり、チョークコイルPCCのインダクタンスLoの値は、0.36mH(ミリ・ヘンリー)とした。又、コンバータトランスPITとチョークコイルPCCとを、図3又は図4に示すように一体構成としても良いものである。 40

【0067】

図3に示す構成においては、上述した図2に示すコンバータトランスPITの構成にさらにチョークコイル用コアを追加してこのコアに巻線Noを追加している。図2に示すギャップGは、図3ではギャップG1で表され、チョークコイル用コア側に形成されたギャップG2はインダクタンスLoの飽和を防止するためのものである。ギャップG2は、チョークコイル用コアを構成するE型コアの中央磁脚を、2本の外磁脚よりも短くすることで形成している。なお、ギャップG1は1.6mmとし、ギャップG2は0.8mmとしている。

【0068】

又図4に示す別の例では、直交フェライト磁芯を2組、組み合わせて直交フェライトト 50

ランスとしている。このような構成においては、一次巻線 N_1 及び制御巻線 N_g と二次巻線 N_2 との結合係数 k の値は、コア部分を介しての結合が少ないために必然的に小さくなるものである。又、一次巻線 N_1 、制御巻線 N_g と二次巻線 N_2 に鎖交する磁束と、巻線 N_o に鎖交する磁束とは直交するので、コンバータトランス PIT の機能とチョークコイル PC の機能とは磁気的には分離されていることとなる。図 4 に示すギャップ G_3 は、コンバータトランス PIT 及びチョークコイル PC の両方の特性を定めるのに寄与するものである。なお、図 3、図 4 のいずれの構造においても、一次側と二次側との結合係数 k の値は図 2 示すものと等しく 0.8 以下とし、一次巻線 N_1 の巻数は $45T$ (ターン)、二次巻線 N_2 の巻数は $30T$ (ターン)、制御巻線 N_g は $1T$ (ターン)、インダクタンス L_o の値は $0.36mH$ となるようにしている。

10

【0069】

コンバータトランス PIT 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_4 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ンス L_2 と二次側直列共振コンデンサ C_4 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 と漏れインダクタンス 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本実施形態では設定されているが、二次側直列共振回路の共振周波数は、一次側直列共振周波数との関係では適宜、定め得るものである。又、二次側直列共振回路を設けることなく、部分電圧共振回路を二次側に設けるものとしても良いものである。

20

【0070】

スイッチング素子 Q_1 は、上述したように $MOS-FET$ 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 DD_1 を内蔵する。又、一次側直列共振コンデンサ C_2 の値は $0.027\mu F$ (マイクロ・ファラッド) とし、一次側並列共振コンデンサ C_r の値は、 $1000pF$ (ピコ・ファラッド) とした。

【0071】

又、二次側整流回路は、二次側直列共振コンデンサ C_4 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 Do_1 ないし整流ダイオード Do_4 で構成されるブリッジ整流器 Do と平滑コンデンサ Co を接続することで、ブリッジ型全波整流回路として形成される。このブリッジ型全波整流回路は、ブリッジ整流器 Do の入力側の一端を、二次側直列共振コンデンサ C_4 を介して二次巻線 N_2 の一端に接続し、ブリッジ整流器 Do の入力側の他端を二次巻線 N_2 の他端に接続する。又、ブリッジ整流器 Do の出力側の一端を、平滑コンデンサ Co の一端に接続し、ブリッジ整流器 Do の出力側の他端を平滑コンデンサ Co の他端に接続する。ここで、二次側直列共振コンデンサ C_4 の値は $0.068\mu F$ とした。

30

【0072】

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、スイッチング素子 Q_1 を駆動する。又、スイッチング周波数とともに一周期におけるスイッチング素子 Q_1 のオンとなる時間の比率である時比率を変化させるようにしても良い。

40

【0073】

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 側に伝送される電力量、又、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。

【0074】

続いて、力率改善回路 10 の構成をより詳細に説明する。この力率改善回路 10 は、商

50

用の交流電源 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。実施形態の力率改善回路 10 は、力率改善ダイオード D_1 、力率改善用コイル $L_{o'}$ 及びフィルタコンデンサ C_N を有している。そして、力率改善ダイオード D_1 のカソードと平滑コンデンサ C_i との間に力率改善用コイル $L_{o'}$ が接続されている。また、力率改善ダイオード D_1 のアノードにブリッジ整流器 D_i の出力側の一端とフィルタコンデンサ C_N の一端とが接続されている。そして、フィルタコンデンサ C_N の他端と平滑コンデンサ C_i とが接続されている。ここで、フィルタコンデンサ C_N の値は $1 \mu F$ (マイクロ・ファラッド) 程度とし、二次巻線 N_4 に生じる漏れインダクタンス L_4 の値は $43 \mu H$ (マイクロ・ヘンリー) とした。又、力率改善ダイオード D_1 のカソードと力率改善用コイル $L_{o'}$ との接続点には、一次側直列共振コンデンサ C_2 が接続されている。 10

【0075】

さらに、続いて、アクティブ回路を用いた電圧クランプ回路について詳細に説明する。アクティブ回路のアクティブ素子としては、補助スイッチング素子 Q_2 が用いられ、この補助スイッチング素子 Q_2 を制御するためにコンバータトランス PIT には、一次巻線 N_1 と直列であって電圧が加算される方向に、制御巻線 N_g が設けられ、この制御巻線 N_g からの電圧が抵抗 R_{g1} と抵抗 R_{g2} とで分圧されて補助スイッチング素子 Q_2 として機能する $MOSFET$ のゲートに加えられるようになされている。

【0076】

補助スイッチング素子 Q_2 のドレインには、電圧クランプ用コンデンサ C_3 が接続されている。すなわち、電圧クランプ用コンデンサ C_3 と補助スイッチング素子 Q_2 とは直列接続回路を形成している。そして、この電圧クランプ用コンデンサ C_3 と補助スイッチング素子 Q_2 との直列接続回路は、チョークコイル PCC の一方の端子とコンバータトランス PIT の一次巻線 N_1 の他方の端子とに対して、並列に接続されている。電圧クランプ用コンデンサ C_3 の値は、 $0.068 \mu F$ とし、抵抗 R_{g1} の値は 220 (オーム)、抵抗 R_{g2} の値は 100 としている。 20

【0077】

なお、制御巻線 N_g は、一次巻線 N_1 から積み上げるように巻かれているが、補助スイッチング素子 Q_2 として機能する $MOSFET$ のソースが一次巻線 N_1 の一方の端子に接続されているので、巻線を積み上げるように接続されているのであり、別巻線として設けても良いものである。又、上記したような回路形態では、制御巻線 N_g によって発生する電圧の極性は、スイッチング素子 Q_1 がオフ (非導通) となる場合に補助スイッチング素子 Q_2 がオン (導通) となるように接続されている。抵抗 R_{g1} と抵抗 R_{g2} の抵抗値の比率を変化させることによって、補助スイッチング素子 Q_2 がオン (導通) となる時間が調整可能とされている。又、補助スイッチング素子 Q_2 はボディダイオード DD_2 を内蔵しており、一方向きの電流に対しては、オン・オフの切り替え制御を可能とし、他方向の電流はオン状態とし、両方向に電流を通過させることができるようになされている。 30

【0078】

次に、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。説明を容易にする観点から、まず、力率改善回路及び電圧クランプ回路が無いものとして実施形態の要部の一つである E 級スイッチングコンバータについて説明し、つづいて、力率改善回路 10 の作用を説明し、さらに、電圧クランプ回路について説明をする。 40

【0079】

E 級スイッチングコンバータは、最も原理的には、一次側の一次側直列共振コンデンサ C_2 と一次側並列共振コンデンサ C_r と一次巻線に発生する漏れインダクタンス L_1 とチョークコイル PCC のインダクタンス L_o 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 Q_1 (ボディダイオード DD 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) とで構成される電圧電流共振コンバータに整流平滑電圧 E_i が供給されるものと考えられることができる。 50

【0080】

このような構成のE級スイッチングコンバータは、交流的に共振周波数に支配を与える部分のみに注目すると、スイッチング素子Q1をオン・オフすることによって、以下の共振現象を引き起こす。まず、上述した第1の一次側直列共振回路及び上述した第2の一次側直列共振回路によって一次側の電流共振が生じ、一次側並列共振によって電圧共振が生じる。一方、チョークコイルPCCのインダクタンスL0の値は、この共振回路の共振周波数に対しては、比較的大きなインピーダンスを有するようになされているので、インダクタンスL0を流れる電流は直流に近いものとなる。この結果、チョークコイルPCCの両端に生じる電圧及びコンバータトランスPITの一次巻線N1に流れる電流のいずれもが正弦波にちかいものとなる。そして、コンバータトランスPITの二次巻線N2に発生する電圧もほぼ正弦波となる。 10

【0081】

このようにして、二次巻線N2に発生する電圧を整流平滑する二次側では、ブリッジ整流回路によって二次巻線N2に誘起される交番電圧レベルの等倍に対応したレベルによる二次側直流出力電圧E0が得られることになる。又、二次側においては、上述したように、二次巻線N2に生じる漏れインダクタンスL2と二次側直列共振コンデンサC4とによって二次側共振回路が形成されている。一次側共振周波数と二次側共振周波数とがちかい場合には、二次巻線N2に発生する電圧は、より正弦波に近いものとなる。この二次側直流出力電圧E0は、負荷に供給される。又、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。なお、二次側直列共振コンデンサC4の値は、0.068μFとした。 20

【0082】

さらに、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場合には、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、実施形態においては、E級スイッチングコンバータを用いることによって一次側の共振回路のQ値を高くし、さらに、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のである。このことは、二次側直流出力電圧E0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Q1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。 30

【0083】

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E0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なるように設定したが、上述したように相互の周波数の関係は適宜定め得るものである。

【0084】

次に、実施形態の別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に一次側の直列共振電流を帰還する機能も実施形態のE級スイッチングコンバータは有する。すなわち、一次側直列共振コンデンサC2を流れる直列共振電流のうち、一方向の電流は、力率改善ダイオードD1を流れ、他方向の電流は力率改善用コイルL0'を介して流れる。 40

【0085】

そして、力率改善ダイオードD1を流れる電流は、一次側のブリッジ整流器Diからの電流に加算され、最終的には交流入力電流IACとなるので、交流入力電流IACの導通角を広げる作用を生じることとなる。よって、力率が改善される。ここで、力率改善用コ 50

イル L o ' のインダクタンスの値を設定して、力率改善回路の最適化を図ることができる。

【 0 0 8 6 】

さらに、つづけて、実施形態の又別の要部である電圧クランプ回路の作用を説明する。上述したように、スイッチング素子 Q 1 がオフ（非導通）となる場合に補助スイッチング素子 Q 2 がオン（導通）となるように接続されているので、スイッチング素子 Q 1 がオフ（非導通）となった場合に生じるチョークコイル P C C の一方の端子とコンバータトランス P I T の一次巻線 N 1 の他方の端子との間に高電圧が、電圧クランプ用コンデンサ C 3 を介して補助スイッチング素子 Q 2 によってクランプされる。これによって、スイッチング素子 Q 1 に付与される電圧も低いものとすることができ、スイッチング素子 Q 1 の耐電圧を低いものとする。又、負荷変動（負荷の大きさ）に応じて、補助スイッチング素子 Q 2 がオンとなる時間とオフとなる時間の比率である時比率が変化することによって、スイッチング素子 Q 1 がオン・オフとなる P W M 制御のスイッチング周波数が略一定のものとする事ができる。

10

【 0 0 8 7 】

（第 1 実施形態の要部の動作波形と測定データ）

以上、本実施形態のスイッチング電源回路の構成及び作用の説明をおこなって来たが、図 1 に示す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 5 に示し、測定データを図 6 及び図 7 に示す。

【 0 0 8 8 】

図 5 は、入力交流電圧 1 0 0 V、最大負荷電力の 3 0 0 W における力率改善回路 1 0 の主要部の動作波形を商用の交流電源周期により示している。図 5 の上段より下段に向かって、交流入力電圧 V A C（図 1 を参照）、交流入力電流 I A C（図 1 を参照）、電圧 V 2（図 1 を参照）、電流 I 3（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（図 1 を参照）のリップル成分である E o の各々を示す。

20

【 0 0 8 9 】

図 5 の電圧 V 2 及び電流 I 3 の波形図において、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 3 は、上述したように、一方向の一次側直列共振電流及び一次側の整流電流の和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電流 I 3 は表している。又、二次側直流出力電圧 E o は、所定値である 1 7 5 V（ボルト）を平均値として、交流入力電圧 V A C の半分の周期のピーク値 8 0 m V のリップル電圧が重畳する。

30

【 0 0 9 0 】

図 6 は、交流入力電圧 V A C の値が 1 0 0 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 3 0 0 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 P F、及び交流入力電力に対する直流出力電力の電力変換効率 A C D C を示している。又、図 7 は、負荷電力を 3 0 0 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 A C の値を 8 5 V から 1 4 4 V まで変化させた範囲における、整流平滑電圧 E i、力率 P F 及び電力変換効率 A C D C を示している。ここで、実線は、入力交流電圧が 1 0 0 V の場合を示し、破線は、入力交流電圧が 2 3 0 V の場合を示すものである。

40

【 0 0 9 1 】

図 6、図 7 から読み取れる代表特性の一部を紹介すると、例えば、交流入力電圧 V A C が 1 0 0 V、負荷電力 P o が 3 0 0 W のときの力率 P F の値は 0 . 9 6、負荷電力 P o が 3 0 0 W ~ 2 0 W の範囲で力率 P F の値は 0 . 7 5 以上である。又、交流入力電圧 V A C が 2 3 0 V、負荷電力 P o が 3 0 0 W のときの力率 P F の値は 0 . 8 5、負荷電力 P o が 3 0 0 W ~ 5 0 W の範囲で力率 P F の値は 0 . 7 5 以上である。

【 0 0 9 2 】

上述した第 1 実施形態のスイッチング電源回路の一側面を要約すれば、交流電源 A C か

50

らの入力交流電力を入力して整流平滑化する一次側整流素子 D_i と平滑コンデンサ C_i とを具備して形成され、直流電力を生成する一次側整流平滑回路と、このようにして得られた直流電力が一端に印加されるチョークコイル PCC と、このチョークコイル PCC の他端に一次巻線 N_1 の一端が接続される漏れインダクタンス L_1 を有するコンバータトランス PIT と、一次巻線 N_1 の他端に交流電圧を印加するために接続されるスイッチング素子 Q_1 と、一次巻線 N_1 の一端及びチョークコイル PCC の他端が一次側直列共振コンデンサ C_2 の一端と接続されて、チョークコイル PCC の巻線 N_o の有するインダクタンス L_o と一次側直列共振コンデンサ C_2 の容量で定まる共振周波数を有する第 1 の一次側直列共振回路と、一次巻線 N_1 に生じる漏れインダクタンス L_1 と一次側直列共振コンデンサ C_2 の容量で定まる共振周波数を有する第 2 の一次側直列共振回路と、スイッチング素子 Q_1 に一次側並列共振コンデンサ C_r が並列に接続されて形成される一次側並列共振回路と、スイッチング素子 Q_1 をオン・オフ駆動する発振・ドライブ回路 2 と、コンバータトランス PIT の二次巻線 N_2 に接続される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 E_o の値を所定の値とするような制御信号を発振・ドライブ回路 2 に供給する制御回路 1 と、一次側直列共振コンデンサ C_2 の他端と平滑コンデンサ C_i との間に接続されて、一次側直列共振回路の一方の電流を流す力率改善用コイル L_o' と、一次側直列共振コンデンサ C_2 の他端と一次側整流素子 D_i との間に接続されて、一次側直列共振回路の他方向の電流を流す力率改善ダイオード D_1 と、を具備する力率改善回路 10 と、チョークコイル PCC の一端とコンバータトランス PIT の一次巻線 N_1 の他端に対して並列に接続され、スイッチング素子 Q_1 がオフのときにオンとされる補助スイッチング素子 Q_2 と電圧クランプ用コンデンサ C_3 の直列接続回路と、を備えるものである。

【0093】

このような実施形態のスイッチング電源回路では、図 25 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 $AC \rightarrow DC$ が向上している。又、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 25 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、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 及び力率改善用コイル 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 25 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。又、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。

【0094】

又、実施形態のスイッチング電源回路では、E 級スイッチングコンバータ及び力率改善回路 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を用いる回路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。

【0095】

さらに加えて、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及び一次側の並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。又、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。

【0096】

又、スイッチング素子 Q_1 と二次側の整流ダイオード D_{o1} 及び整流ダイオード D_{o2}

、さらに、力率改善ダイオード D 1 などスイッチング素子 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 2 5 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。

【 0 0 9 7 】

さらに、電圧クランプ用コンデンサ C 3 と補助スイッチング素子 Q 2 によって電圧をクランプするので、これによって、スイッチング素子 Q 1 に付与される電圧も低いものとすることができ、スイッチング素子 Q 1 の耐電圧を低いものとする。又、負荷変動（負荷の大きさ）に応じて、補助スイッチング素子 Q 2 がオンとなる時間とオフとなる時間の比率である時比率が変化することによって、スイッチング素子 Q 1 がオン・オフとなる P W M 制御のスイッチング周波数が略一定のものとする事ができる。

10

【 0 0 9 8 】

（第 2 実施形態）

第 2 実施形態は、第 1 実施形態とコンバータ、電圧クランプ回路の構成は略同一としながらも、力率改善回路の構成を第 1 実施形態とは異ならせ、一次側の直列共振電流を疎結合の力率改善用トランスを介して平滑コンデンサに帰還する電圧帰還方式力率改善回路とするものである。第 1 実施形態における同一の構成部分には同一の符号を付して、説明を省略して、第 1 実施形態と異なる部分を中心として、以下に説明する。

【 0 0 9 9 】

本実施の形態としては、上述した E 級スイッチングコンバータの基本構成に基づく変形 E 級スイッチングコンバータを電源回路に適用する。図 8 の回路図に示す、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して、E 級スイッチング動作の多重共振コンバータを構成するとともに、力率改善回路及びアクティブ回路を用いた電圧クランプ回路を具備するものである。力率改善回路としては、力率改善用トランス V F T を介することによって、一次側の直列共振電流を直流入力電圧の平滑コンデンサに帰還して、力率の向上を図る電力回生方式力率改善回路を付加して交流入力電圧が広範囲に、高圧に及んでも対応可能とした。さらに、電圧クランプ回路を付加して、交流入力電圧が高圧に及んでも対応可能とした。

20

【 0 1 0 0 】

第 1 の実施形態と異なる部分である力率改善回路 1 1 の構成及び作用を以下に説明する。力率改善回路 1 1 は力率改善ダイオード D 1、力率改善用トランス V F T 及びフィルタコンデンサ C N を備えている。

30

【 0 1 0 1 】

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器 D i 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 D 1 及び力率改善用トランス V F T の二次巻線 N 4 を介して平滑コンデンサ C i に充電される。これにより平滑コンデンサ C i の両端電圧として整流平滑電圧 E i が得られる。

【 0 1 0 2 】

本実施形態において、実験結果を得た主要なパラメータを以下に示す。コンバータトランス P I T は、図 2 に示し、第 1 実施形態と略同様のものであるが、この E E 字形コアの中央磁脚に対しては、1 . 6 m m のギャップ G を形成し、一次側と二次側との結合係数 k の値としては、0 . 8 以下を得ている。一次巻線 N 1 の巻数は 4 5 T、二次巻線 N 2 の巻数は 3 0 T、制御巻線 N g は 1 T とし、コア材は、E E R 3 5（コア材名称）とした。

40

【 0 1 0 3 】

チョークコイル P C C のインダクタンス L o の値は、0 . 4 5 m H とした。又、コンバータトランス P I T とチョークコイル P C C とは、図 3 又は図 4 に示すように一体構成としても良いものである。

【 0 1 0 4 】

又、一次側直列共振コンデンサ C 2 の値は 0 . 0 2 0 μ F とし、一次側並列共振コンデ

50

ンサC_rの値は、1000 pFとし、二次側直列共振コンデンサC₄の値は、0.068 μFとし、電圧クランプ用コンデンサC₃の値は、0.068 μFとした。

【0105】

力率改善回路11の構成をより詳細に説明する。この力率改善回路10は、商用の交流電源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。実施形態の力率改善回路10は、力率改善ダイオードD₁、力率改善用トランスVFT及びフィルタコンデンサC_Nを有している。そして、力率改善ダイオードD₁のカソードと平滑コンデンサC_iとの間に力率改善用トランスVFTの二次巻線N₄が接続されている。すなわち、力率改善ダイオードD₁のカソードに二次巻線N₄の一端が接続され、平滑コンデンサC_iに二次巻線N₄の他端が接続されている。また、力率改善ダイオードD₁のアノードにブリッジ整流器D_iの出力側の一端とフィルタコンデンサC_Nの一端とが接続されている。そして、フィルタコンデンサC_Nの他端と平滑コンデンサC_iと二次巻線N₄の他端とが相互に接続されている。ここで、フィルタコンデンサC_Nの値は1 μF程度とし、二次巻線N₄に生じる漏れインダクタンスL₄の値は60 μHとした。

10

【0106】

一方、力率改善用トランスVFTの一次巻線N₃は、一次側直列共振コンデンサC₂の他端と平滑コンデンサC_iとの間に力率改善用トランスVFTの一次巻線N₃が接続されている。すなわち、一次側直列共振コンデンサC₂の他端に一次巻線N₃の一端が接続され、平滑コンデンサC_iに一次巻線N₃の他端が接続されている。ここで、一次巻線N₃に生じる漏れインダクタンスL₃の値は66 μHとした。

20

【0107】

ここで、力率改善用トランスVFTの構造は、図2に示すコンバータトランスPITと同様にフェライト材によるE型コアCR₁とE型コアCR₂とを互いの磁脚が対向するように組み合わせたEE型コア（EE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。そして、一次巻線N₃及び二次巻線N₄が巻装されたボビンBをEE字形コアに取り付けることで、一次巻線N₃と二次巻線N₄とが異なる巻装領域に分離され、EE字形コアの中央磁脚に巻装される状態となる。このときに一次巻線N₃と二次巻線N₄との結合係数は0.85以下に設定されている。

30

【0108】

力率改善回路11の作用を説明する。本実施形態のE級スイッチングコンバータの一次側直列共振コンデンサC₂を流れる直列共振電流のうち、一方向の電流は、力率改善用トランスVFTの二次巻線N₄及び力率改善ダイオードD₁を流れ、他方向の電流は力率改善用トランスVFTの一次巻線N₃を介して流れる。

【0109】

そして、力率改善ダイオードD₁を流れる電流は、一次側のブリッジ整流器D_iからの電流に加算され、最終的には交流入力電流I_{AC}となるので、交流入力電流I_{AC}の導通角を広げる作用を生じることとなる。よって、力率が改善される。ここで、一次巻線N₃と二次巻線N₄とに流れる電流の比は巻線比に逆比例したものとなり、一次巻線N₃と二次巻線N₄とに生じる電圧の比は、巻線比に比例したものとなる。すなわち、一次側の直列共振電流に応じて発生する電圧に比例した電圧が二次巻線N₄に発生させて、平滑コンデンサC_iに電圧帰還するものと解釈することもできる。このようにして、一次巻線N₃と二次巻線N₄とに生じる電圧の比（電流の比でもある）と、漏れインダクタンスL₃及び漏れインダクタンスL₄の比とを自由に設定できるので、力率改善回路の最適化を容易に図ることができる。

40

【0110】

（第2実施形態の要部の動作波形と測定データ）

図8に示す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9に示し、測定データを図10及び図11に示す。

50

【0111】

図9は、入力交流電圧100V、最大負荷電力の300Wにおける力率改善回路11の主要部の動作波形を商用の交流電源周期により示している。図9の上段より下段に向かって、交流入力電圧VAC(図8を参照)、交流入力電流IAC(図8を参照)、電圧V2(図8を参照)、電流I3(図8を参照)、電圧V3(図8を参照)、二次側直流出力電圧Eo(図8を参照)のリップル成分であるEoの各々を示す。

【0112】

図9の電圧V2及び電流I3の波形図において、斜線を施した部分は、スイッチング素子Q1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D1に流れる電流I3は、上述したように、一方向の一次側直列共振電流及び一次側の整流電流の和に基づくものであり、この電流によって交流入力電流IACの流通期間が拡大されることを電流I3は表している。又、二次側直流出力電圧Eoは、所定値である175V(ボルト)を平均値として、交流入力電圧VACの半分の周期のピーク値80mVのリップル電圧が重畳する。

【0113】

図10は、交流入力電圧VACの値が100Vの入力電圧条件下において負荷電力Po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Ei、力率PF、及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。又、図11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VAC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Ei、力率PF及び電力変換効率ACDCを示している。ここで、実線は、入力交流電圧が100Vの場合を示し、破線は、入力交流電圧が230Vの場合を示すものである。

【0114】

図10、図11から読み取れる代表特性の一部を紹介すると、例えば、交流入力電圧VACが100V、負荷電力Poが300Wのときの力率PFの値は0.82、負荷電力Poが300W~10Wの範囲で力率PFの値は0.75以上である。又、交流入力電圧VACが230V、負荷電力Poが300Wのときの力率PFの値は0.86、負荷電力Poが300W~60Wの範囲で力率PFの値は0.75以上である。

【0115】

上述した第2実施形態のスイッチング電源回路の一側面を要約すれば、交流電源ACからの入力交流電力を入力して整流平滑化する一次側整流素子Diと平滑コンデンサCiとを具備して形成され、直流電力を生成する一次側整流平滑回路と、直流電力が一端に印加されるチョークコイルPCCと、チョークコイルPCCの他端に一次巻線N1の一端が接続される漏れインダクタンスL1を有するコンバータトランスPITと、一次巻線N1の他端に交流電圧を印加するために接続されるスイッチング素子Q1と、一次巻線N1の一端及びチョークコイルPCCの他端が一次側直列共振コンデンサC2の一端と接続されて、チョークコイルPCCの有するインダクタンスLoと一次側直列共振コンデンサC2の容量で定まる共振周波数を有する第1の一次側直列共振回路と、一次巻線N1に生じる漏れインダクタンスL1と一次側直列共振コンデンサC2の容量で定まる共振周波数を有する第2の一次側直列共振回路と、スイッチング素子Q1に一次側並列共振コンデンサCrが並列に接続されて形成される一次側並列共振回路と、スイッチング素子Q1をオン・オフ駆動する発振・ドライブ回路2と、コンバータトランスPITの二次巻線N2に接続される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と、一次側直列共振コンデンサC2の他端と平滑コンデンサCiとの間に接続されて、一次側直列共振回路の一方向の電流を流す力率改善用一次巻線N3を有する力率改善用トランスVFTと、前記力率改善用トランスVFTに巻装されて力率改善用一次巻線N3と疎結合とされる力率改善用二次巻線N4に接続されて、一次側直列共振回路の他方向の電流を流す力率改善ダイオードD1と、を具備する力率改善回路11と、チョークコイルPCCの一端とコンバータ

10

20

30

40

50

ランスPITの一次巻線N1の他端に対して並列に接続され、スイッチング素子Q1がオフのときにオンとされる補助スイッチング素子Q2と電圧クランプ用コンデンサC3の直列接続回路と、を備えるものである。

【0116】

このような実施形態のスイッチング電源回路では、図25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ACDCが向上している。又、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25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、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及び力率改善用トランスVFT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25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。又、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。また、力率改善用トランスVFTの力率改善用一次巻線N3と力率改善用二次巻線N4との巻線比、結合係数を適切に設定することによって力率改善回路の最適化が図れる。

10

【0117】

又、実施形態のスイッチング電源回路では、E級スイッチングコンバータ及び力率改善回路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を用いる回路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。

20

【0118】

さらに加えて、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及び一次側の並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。又、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。

30

【0119】

又、スイッチング素子Q1と二次側の整流ダイオードDo1及び整流ダイオードDo2、さらに、力率改善ダイオードD1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。

【0120】

さらに、電圧クランプ用コンデンサC3と補助スイッチング素子Q2によって電圧をクランプするので、これによって、スイッチング素子Q1に付与される電圧も低いものとすることができ、スイッチング素子Q1の耐電圧を低いものとする。又、負荷変動(負荷の大きさ)に応じて、補助スイッチング素子Q2がオンとなる時間とオフとなる時間の比率である時比率が変化することによって、スイッチング素子Q1がオン・オフとなるPWM制御のスイッチング周波数が略一定のものとする事ができる。

40

【0121】

(第3実施形態)

第3実施形態は、第1実施形態及び第2実施形態とコンバータ、電圧クランプ回路の構成は略同一としながらも、第1実施形態及び第2実施形態において用いたチョークコイルに替えて、一次巻線(チョーク装置一次巻線)と二次巻線(チョーク装置二次巻線)とを巻

50

装して、この両者を疎に結合したチョーク装置を用いるものである。そして、このチョーク装置一次巻線は、第1実施形態及び第2実施形態のチョークコイルと等しい作用を有する。一方、チョーク装置二次巻線は力率改善回路に対しても作用を及ぼす。すなわち、このチョーク装置二次巻線に生じる共振パルス電圧（共振電圧）を平滑コンデンサに帰還して、力率改善回路を電圧帰還方式力率改善回路とするものである。第1実施形態における同一の構成部分には同一の符号を付して、説明を省略して、第1実施形態及び第2実施形態と異なる部分を中心として、以下に説明する。

【0122】

ここで、第3実施形態においては、上述したように、第1実施形態におけるチョークコイルは第3実施形態においては存在しない。しかしながら、チョーク装置におけるチョーク装置一次巻線はチョークコイルと同様の作用を生じるので、第3実施形態におけるチョーク装置一次巻線を第1実施形態におけるチョークコイルに置き換えることによって、コンバータとしての作用、電圧クランプ回路の作用は説明することができるので、この部分についての説明も省略するものである。

10

【0123】

本実施の形態としては、上述したE級スイッチングコンバータの基本構成に基づく変形E級スイッチングコンバータを電源回路に適用する。図12の回路図に示す、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して、E級スイッチング動作の多重共振コンバータを構成するとともに、力率改善回路及びアクティブ回路を用いた電圧クランプ回路を具備するものである。力率改善回路としては、チョーク装置二次巻線を介することによって、一次側の共振電圧を平滑コンデンサに帰還して、力率の向上を図る電圧帰還方式力率改善回路を付加して交流入力電圧が広範囲に、高圧に及んでも対応可能とした。さらに、電圧クランプ回路を付加して、交流入力電圧が高圧に及んでも対応可能とした。

20

【0124】

図12に沿って第3実施形態の第1の実施形態と異なる部分である力率改善回路12の構成及び作用を以下に説明する。力率改善回路12は力率改善ダイオードD1及びフィルタコンデンサCNを備えている。この力率改善回路12に対しては、チョーク装置PCTのチョーク装置二次巻線No'から共振電圧が供給されるようになされている。

【0125】

チョーク装置PCTはチョーク装置一次巻線及びNoチョーク装置二次巻線No'がコアに巻装されて形成されるものであり、図2に示すコンバータトランスPITと同様の構造を有している。すなわち、チョーク装置PCTは、フェライト材によるE型コアCR1とE型コアCR2とを互いの磁脚が対向するように組み合わせたEE型コアを備える。そして、チョーク装置一次巻線及びNoとチョーク装置二次巻線No'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。そして、チョーク装置一次巻線及びNo及びチョーク装置二次巻線No'が巻装されたボビンBをEE字形コアに取り付けることで、チョーク装置一次巻線及びNoとチョーク装置二次巻線No'とが異なる巻装領域に分離され、EE字形コアの中央磁脚に巻装される状態となる。

30

40

【0126】

チョーク装置一次巻線及びNoの有するインダクタンスLoの値は、0.45mH、チョーク装置二次巻線No'の有するインダクタンスLo'の値は、125µHとした。このようなインダクタンスはチョーク装置一次巻線及びNoとチョーク装置二次巻線No'が疎結合とされることによって主として生じるものであり、両方の巻線における結合係数kの値は、0.84とした。

【0127】

又、コンバータトランスPITとチョーク装置PCTとを、図3又は図4に示すと同様に一体構成としても良いものである。図3に示すと同様の構成においては、上述した図2に示すコンバータトランスPITの構成にさらにチョーク装置を形成するためのコアを追

50

加してこのコアにチョーク装置一次巻線 N_o 及びチョーク装置二次巻線 N_o' を追加している。

【0128】

又、図4に示す構成と同様の構成では、直交フェライト磁芯を2組、組み合わせて直交フェライトトランスとしている。このような構成においては、コンバータトランス一次巻線 N_1 及び制御巻線 N_g とコンバータトランス二次巻線 N_2 との結合係数 k の値は、コア部分を介しての結合が少ないために必然的に小さくなるものである。又、コンバータトランス一次巻線 N_1 、制御巻線 N_g 及びコンバータトランス二次巻線 N_2 に鎖交する磁束と、チョーク装置一次巻線 N_o 及びチョーク装置二次巻線 N_o' に鎖交する磁束とは直交するので、コンバータトランス PIT の機能とチョーク装置 PCT の機能とは磁気的には分離されていることとなる。

10

【0129】

ここで、チョーク装置 PCT に関連する第1実施形態と異なる部分について、説明する。交流電力は、4本の低速型の整流素子をブリッジ接続して形成したブリッジ整流器 D_i 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 D_1 及びチョーク装置 PCT のチョーク装置二次巻線 N_o' を介して平滑コンデンサ C_i に充電される。これにより平滑コンデンサ C_i の両端電圧として整流平滑電圧 E_i が得られる。

【0130】

次に、力率改善回路12の作用を説明する。上述したチョーク装置二次巻線 N_o' の両端に生じる正弦波電圧のうち、一方向の電圧は力率改善ダイオード D_1 を介して平滑コンデンサ C_i に印加される。この結果、力率改善ダイオード D_1 に高周波（交流）電流が一次側のブリッジ整流器 D_i からの電流に加算され、最終的には交流入力電流 I_{AC} となるので、交流入力電流 I_{AC} の導通角を広げる作用を生じることとなる。よって、力率が改善される。なお、チョーク装置二次巻線 N_o' とチョーク装置一次巻線 N_o の巻線比は、電力仕様、電圧仕様に応じて最適なる力率となるように設定することができるものである。

20

【0131】

ここで、本実施形態において、実験結果を得た主要なパラメータを以下に示す。コンバータトランス PIT は、図2に示し、第1実施形態と略同様のものであるが、この EE 字形コアの中央磁脚に対しては、1.6mmのギャップ G を形成し、一次側と二次側との結合係数 k の値としては、0.8以下を得ている。一次巻線 N_1 の巻数は45T、二次巻線 N_2 の巻数は30T、制御巻線 N_g は1Tとし、コア材は、 $EE R 35$ （コア材名称）とした。

30

【0132】

又、一次側直列共振コンデンサ C_2 の値は $0.033 \mu F$ とし、一次側並列共振コンデンサ C_r の値は、 $1000 pF$ とし、二次側直列共振コンデンサ C_4 の値は、 $0.068 \mu F$ とし、電圧クランプ用コンデンサ C_3 の値は、 $0.068 \mu F$ とした。

【0133】

（第3実施形態の要部の動作波形と測定データ）

40

図12に示す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13に示し、測定データを図14及び図15に示す。

【0134】

図13は、入力交流電圧100V、最大負荷電力の300Wにおける力率改善回路12の主要部の動作波形を商用の交流電源周期により示している。図13の上段より下段に向かって、交流入力電圧 V_{AC} （図12を参照）、交流入力電流 I_{AC} （図12を参照）、電圧 V_2 （図12を参照）、電流 I_3 （図12を参照）、電圧 V_3 （図12を参照）、二次側直流出力電圧 E_o （図12を参照）のリプル成分である E_o の各々を示す。

【0135】

図13の電圧 V_2 及び電流 I_3 の波形図において、斜線を施した部分は、スイッチング

50

素子Q1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D1に流れる電流I3は、上述したように、一方向の一次側直列共振電流及び一次側の整流電流の和に基づくものであり、この電流によって交流入力電流IACの流通期間が拡大されることを電流I3は表している。又、二次側直流出力電圧Eoは、所定値である175V(ボルト)を平均値として、交流入力電圧VACの半分の周期のピーク値50mVのリップル電圧が重畳する。

【0136】

図14は、交流入力電圧VACの値が100Vの入力電圧条件下において負荷電力Po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Ei、力率PF、及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。又、図15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VAC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Ei、力率PF及び電力変換効率ACDCを示している。ここで、実線は、入力交流電圧が100Vの場合を示し、破線は、入力交流電圧が230Vの場合を示すものである。

10

【0137】

図14、図15から読み取れる代表特性の一部を紹介すると、例えば、交流入力電圧VACが100V、負荷電力Poが300Wのときの力率PFの値は0.78、負荷電力Poが300W~20Wの範囲で力率PFの値は0.75以上である。又、交流入力電圧VACが230V、負荷電力Poが300Wのときの力率PFの値は0.895、負荷電力Poが300W~25Wの範囲で力率PFの値は0.75以上である。

20

【0138】

上述した第3実施形態のスイッチング電源回路の一側面を要約すれば、交流電源ACからの交流電力を整流する一次側整流素子Diと平滑コンデンサCiとを具備して形成され、直流電力を生成する一次側整流回路と、直流電力がチョーク装置一次巻線Noの一端に印加されるチョーク装置PCTと、チョーク装置一次巻線Noの他端にコンバータトランス一次巻線N1の一端が接続される漏れインダクタンスL1を有するコンバータトランスPITと、コンバータトランス一次巻線N1の他端に交流電圧を印加するために接続されるスイッチング素子Q1と、一次巻線N1の一端及びチョーク装置一次巻線Noの他端が一次側直列共振コンデンサC2の一端と接続されて、チョーク装置一次巻線Noの有するインダクタンスLoと一次側直列共振コンデンサC2の容量で定まる共振周波数を有する第1の一次側直列共振回路と、一次巻線N1に生じる漏れインダクタンスL1と一次側直列共振コンデンサC2の容量で定まる共振周波数を有する第2の一次側直列共振回路と、スイッチング素子Q1に一次側並列共振コンデンサCrが並列に接続されて形成される一次側並列共振回路と、スイッチング素子Q1をオン・オフ駆動する発振・ドライブ回路2と、コンバータトランスPITの二次巻線N2に接続される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と、チョーク装置PCTに巻装され、チョーク装置一次巻線Noと疎に結合されるチョーク装置二次巻線No'と一次側整流素子Diとの間に接続されて、チョーク装置二次巻線No'に発生する一方向の共振電圧を平滑コンデンサCiに付与する力率改善ダイオードD1を具備する力率改善回路と、チョーク装置一次巻線Noの一端とコンバータトランスPITの一次巻線N1の他端に対して並列に接続され、スイッチング素子Q1がオフのときにオンとされる補助スイッチング素子Q2と電圧クランプ用コンデンサC3の直列接続回路と、を備えるものである。

30

40

【0139】

このような実施形態のスイッチング電源回路では、図25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ACDCが向上している。又、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25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IC

50

120等を始め、多くの部品により構成される。これに対し、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D₁及びチョーク装置二次巻線N_{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25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。又、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。また、チョーク装置一次巻線N_oとチョーク装置二次巻線N_{o'}との巻線比、結合係数を適切に設定することによって、コンバータ部の一次側直列共振周波数の最適化とともに力率改善回路の最適化が図れる。

【0140】

又、実施形態のスイッチング電源回路では、E級スイッチングコンバータ及び力率改善回路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を用いる回路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。また、電力仕様、電圧仕様に応じて最適なる力率となるように、チョーク装置二次巻線N_{o'}とチョーク装置一次巻線N_oの巻線比を設定することができるものである。

【0141】

さらに加えて、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及び一次側の並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。又、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。

【0142】

又、スイッチング素子Q₁と二次側の整流ダイオードD_{o1}及び整流ダイオードD_{o2}、さらに、力率改善ダイオードD₁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。

【0143】

さらに、電圧クランプ用コンデンサC₃と補助スイッチング素子Q₂によって電圧をクランプするので、これによって、スイッチング素子Q₁に付与される電圧も低いものとしてことができ、スイッチング素子Q₁の耐電圧を低いものとしてできる。又、負荷変動(負荷の大きさ)に応じて、補助スイッチング素子Q₂がオンとなる時間とオフとなる時間の比率である時比率が変化することによって、スイッチング素子Q₁がオン・オフとなるPWM制御のスイッチング周波数が略一定のものとしてすることができる。

【0144】

(二次側回路の変形例)

第1実施形態ないし第3実施形態において置き換え可能な二次側回路の変形例を図16ないし図20に示す。

【0145】

図16に示す二次側整流回路は、倍電圧全波整流回路を構成する。すなわち、二次巻線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N_{2A}、二次巻線部N_{2B}に2分割する。二次巻線部N_{2A}、二次巻線部N_{2B}には、同じ巻数(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。又、二次巻線N₂における二次巻線部N_{2A}側の端部に対しては二次側直列共振コンデンサC₄を直列に接続し、二次巻線N₂における二次巻線部N_{2B}側の端部に対しても同一容量の二次側直列共振コンデンサC₄を直列に接続する。これにより、二次巻線部

10

20

30

40

50

N 2 A 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 C 4 の容量から成る第 1 の二次側直列共振回路と、二次巻線部 N 2 B 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 C 4 の容量から成る第 1 の二次側直列共振回路と略等しい共振周波数を有する第 2 の二次側直列共振回路とが形成される。

【 0 1 4 6 】

そして、二次巻線 N 2 における二次巻線部 N 2 A 側の端部を、二次側直列共振コンデンサ C 4 の直列接続を介して整流ダイオード D o 1 のアノードと整流ダイオード D o 2 のカソードとの接続点に対して接続する。又、二次巻線 N 2 における二次巻線部 N 2 B 側の端部を、二次側直列共振コンデンサ C 4 の直列接続を介して、整流ダイオード D o 3 のアノードと整流ダイオード D o 4 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 D o 1、整流ダイオード D o 3 の各カソードは、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に接続される。又、整流ダイオード D o 2、整流ダイオード D o 4 の各アノードの接続点は二次側アースに接続する。

10

【 0 1 4 7 】

このようにして、二次巻線部 N 2 A、二次側直列共振コンデンサ C 4、整流ダイオード D o 1、整流ダイオード D o 2、及び平滑コンデンサ C o 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 N 2 B、二次側直列共振コンデンサ C 4、整流ダイオード D o 1、整流ダイオード D o 2、及び平滑コンデンサ C o 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 C o に対しては、二次巻線 N 2 の交番電圧の、一方の極性の半周期では、二次巻線部 N 2 B の誘起電圧と二次側直列共振コンデンサ C 4 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 N 2 A の誘起電圧と二次側直列共振コンデンサ C 4 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 C o の両端電圧である二次側直列出力電圧 E o としては、二次巻線部 N 2 A、二次巻線部 N 2 B 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。

20

【 0 1 4 8 】

図 1 7 に示す二次側整流回路は、倍電圧半波整流回路を構成する。すなわち、二次巻線 N 2 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 C 4 の容量から成る二次側直列共振回路とが形成される。そして、二次巻線 N 2 に発生される一方の極性の電圧は、整流ダイオード D o 2 を介して二次側直列共振コンデンサ C 4 を充電し、他方の極性の電圧は、整流ダイオード D o 1 を介してコンデンサ C o を充電する。二次側直列共振コンデンサ C 4 に充電された電圧とコンデンサ C o に充電された電圧とは加算されるので、二次巻線 N 2 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。

30

【 0 1 4 9 】

図 1 8 に示す二次側整流回路は、部分電圧共振コンデンサ C 5 と二次巻線 N 2 の漏れインダクタンス成分で部分電圧共振回路を形成するとともに、整流ダイオード D o 1 ないし整流ダイオード D o 4 で構成されるブリッジ整流素子を用いた全波整流回路である。

【 0 1 5 0 】

図 1 9 に示す二次側整流回路は、部分電圧共振コンデンサ C 5 と二次巻線部 N 2 A 及び二次巻線部 N 2 B の漏れインダクタンス成分で部分電圧共振回路を形成するとともに、整流ダイオード D o 1 及び整流ダイオード D o 2 で構成されるセンタータップ両波整流回路である。

40

【 0 1 5 1 】

図 2 0 に示す二次側整流回路は、部分電圧共振コンデンサ C 5 と二次巻線 N 2 の漏れインダクタンス成分で部分電圧共振回路を形成するとともに、整流ダイオード D o 1 及び整流ダイオード D o 2 で構成される倍電圧半波整流回路である。

【 0 1 5 2 】

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 A C

50

は、100Vの商用の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VACの値として、特に限定があるものではない、例えば、200Vの商用の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。又、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。又、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。又、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。

10

【図面の簡単な説明】

【0153】

【図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】実施形態のコンバータトランスの構造例である。

【図3】実施形態のコンバータトランスの構造例である。

【図4】実施形態のコンバータトランスの構造例である。

【図5】実施形態の電源回路における要部の動作を商用の交流電源周期により示す波形図である。

【図6】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、及び電力変換効率の特性を示す図である。

20

【図7】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、及び電力変換効率の特性を示す図である。

【図8】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9】実施形態の電源回路における要部の動作を商用の交流電源周期により示す波形図である。

【図10】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、及び電力変換効率の特性を示す図である。

【図11】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、及び電力変換効率の特性を示す図である。

【図12】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。

30

【図13】実施形態の電源回路における要部の動作を商用の交流電源周期により示す波形図である。

【図14】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、及び電力変換効率の特性を示す図である。

【図15】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、及び電力変換効率の特性を示す図である。

【図16】実施形態の二次側回路の変形例である。

【図17】実施形態の二次側回路の変形例である。

【図18】実施形態の二次側回路の変形例である。

【図19】実施形態の二次側回路の変形例である。

40

【図20】実施形態の二次側回路の変形例である。

【図21】実施形態のE級スイッチングコンバータの基本原理を示す図である。

【図22】実施形態のE級スイッチングコンバータの動作原理に基づく波形図である。

【図23】背景技術に示すアクティブフィルタの構成図である。

【図24】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25】背景技術に示すスイッチング電源回路の構成例を示す回路図である。

【図26】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27】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ける交流入力電圧、交入力電流及び平滑電圧を商用の交流電源周期により示す波形図である。

【図28】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

50

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29】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】

【0154】

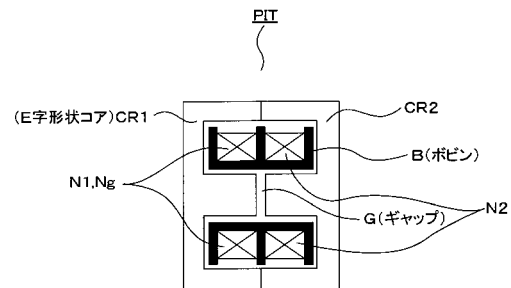
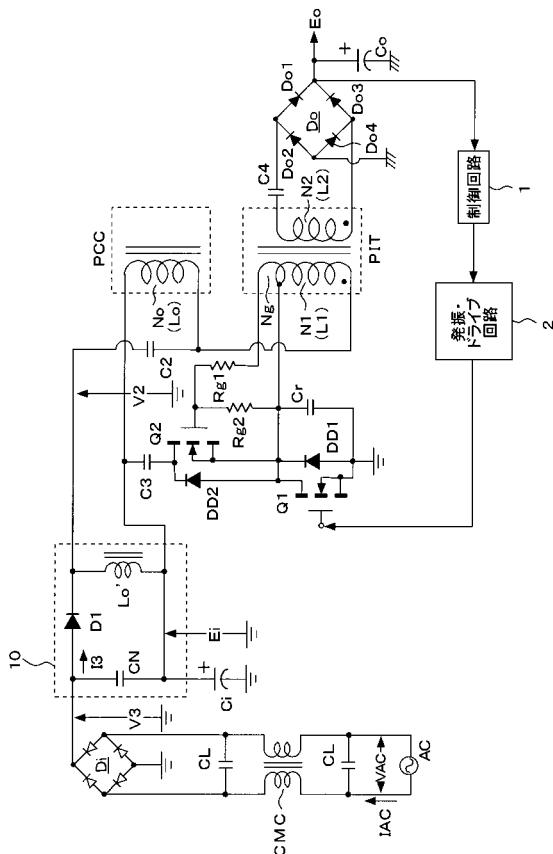
1 制御回路、2 発振・ドライブ回路、10、11、12 力率改善回路、AC 商用の交流電源、 C_r 一次側並列共振コンデンサ、 C_2 一次側直列共振コンデンサ、 C_3 電圧クランプ用コンデンサ、 C_4 二次側直列共振コンデンサ、 C_5 部分共振コンデンサ、 C_L アクロスコンデンサ、 CMC コモンモードチョークコイル、 C_N フィルタコンデンサ、 C_i 、 C_o 平滑コンデンサ、 $CR1$ 、 $CR2$ コア、 D_1 力率改善ダイオード、 $Do1$ 、 $Do2$ 、 $Do3$ 、 $Do4$ 整流ダイオード、 DD 、 $DD1$ 、 $DD2$ ボディダイオード、 Di 、 Do ブリッジ整流器、 E_i 整流平滑電圧、 E_o 二次側直流出力電圧、 G 、 $G1$ 、 $G2$ 、 $G3$ ギャップ、 $I1$ 、 $I2$ 、 $I3$ 電流、 IAC 交流入力電流、 PCC チョークコイル、 LFT ラインフィルタトランス、 L_o' 力率改善用コイル、 $N1$ 一次巻線(コンバータトランス一次巻線)、 $N2$ 二次巻線(コンバータトランス二次巻線)、 $N3$ 一次巻線(力率改善用一次巻線)、 $N4$ 二次巻線(力率改善用二次巻線)、 $N2A$ 、 $N2B$ 二次巻線部、 N_g 制御巻線、 PF 力率、 PIT コンバータトランス、 PCT チョーク装置、 $Q1$ スwitching素子、 $Q2$ 補助switching素子、 $Rg1$ 、 $Rg2$ 抵抗、 $V1$ 、 $V2$ 、 $V3$ 電圧、 VFT 力率改善用トランス、 VAC 交流入力電圧、 AC/DC 電力変換効率

10

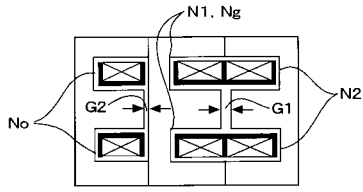
20

【図1】

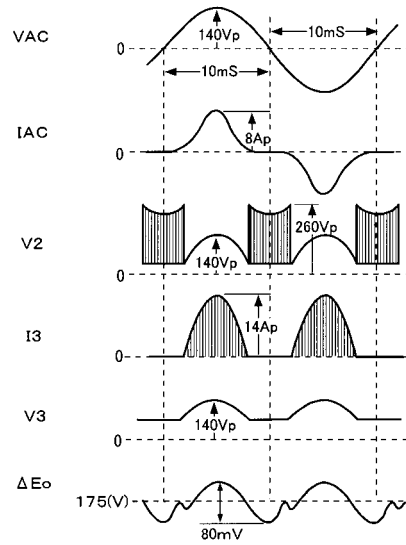
【図2】



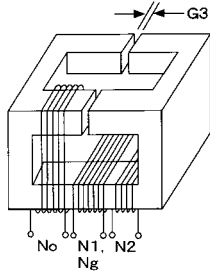
【 図 3 】



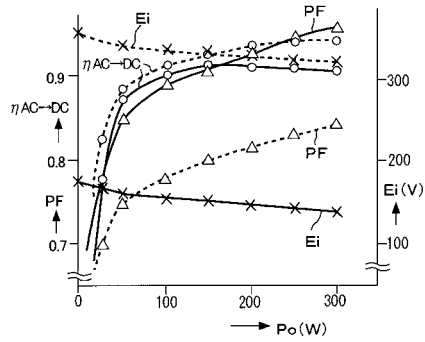
【 図 5 】



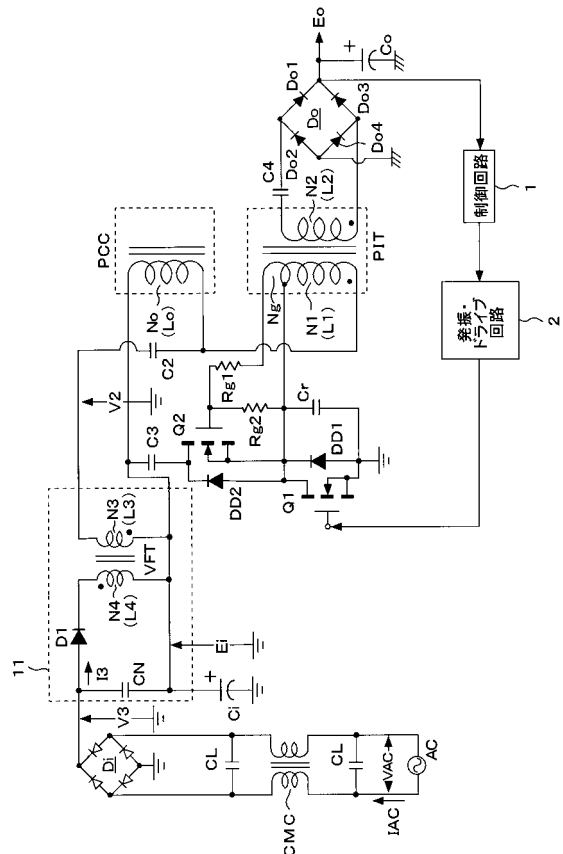
【 図 4 】



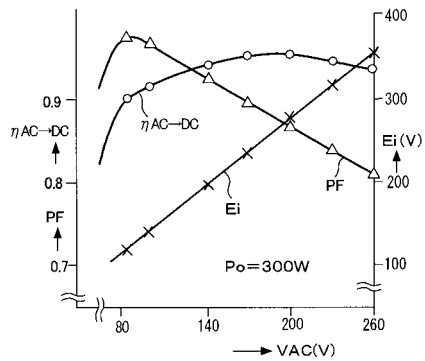
【 図 6 】



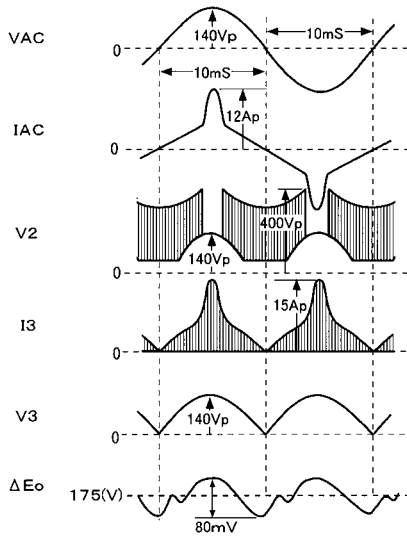
【 図 8 】



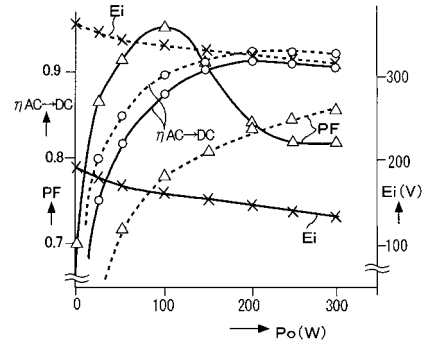
【 図 7 】



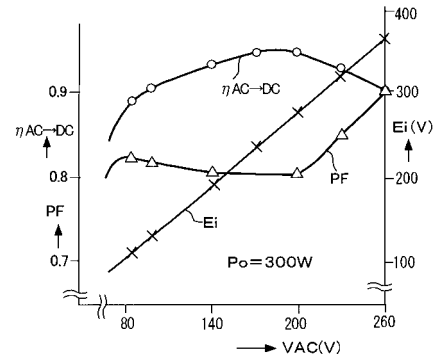
【図 9】



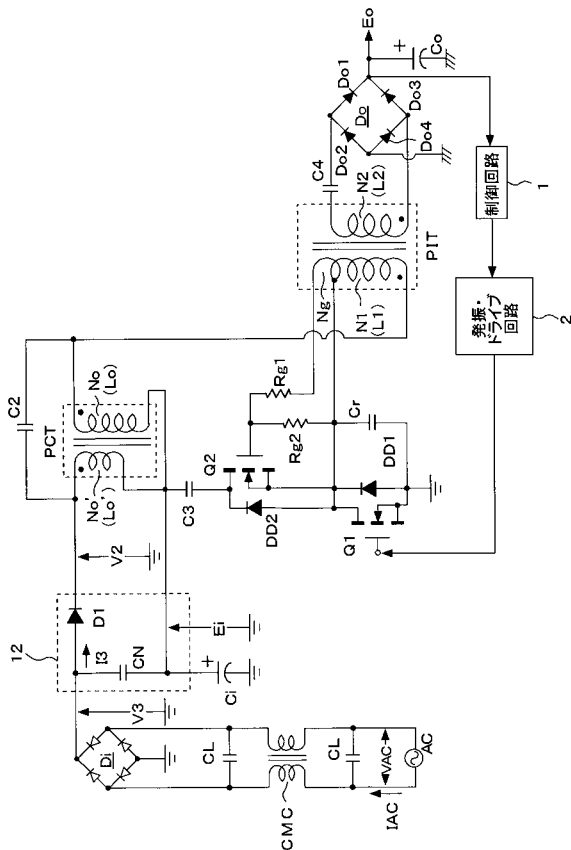
【図 10】



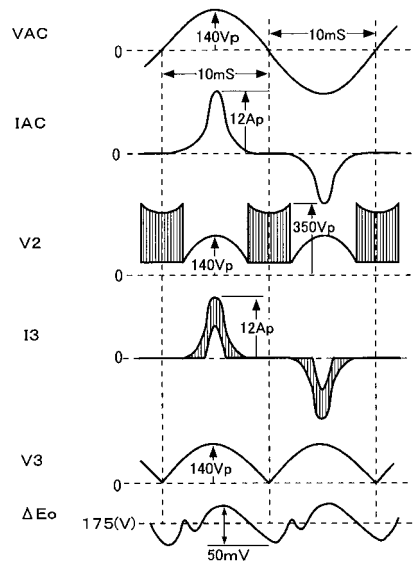
【図 11】



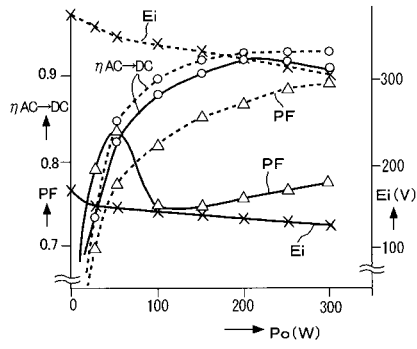
【図 12】



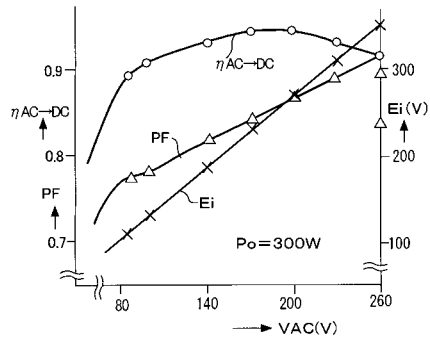
【図 13】



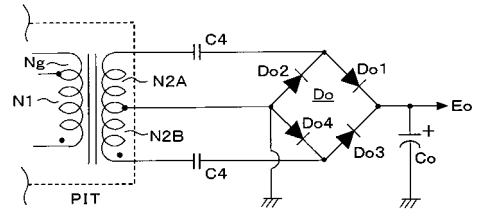
【 図 1 4 】



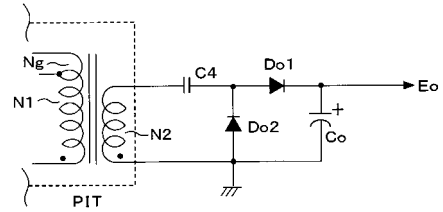
【 図 1 5 】



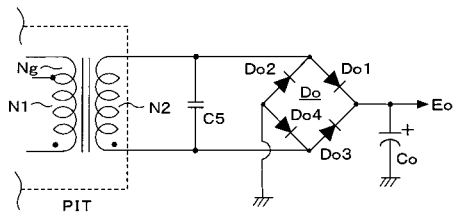
【 図 1 6 】



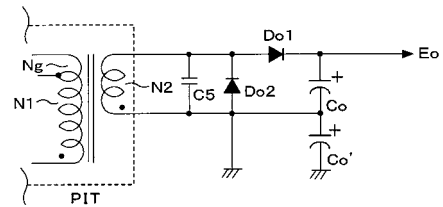
【 図 1 7 】



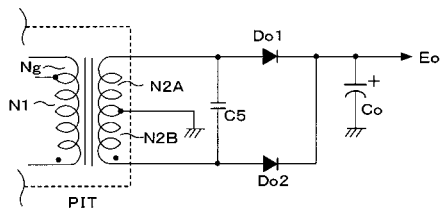
【 図 1 8 】



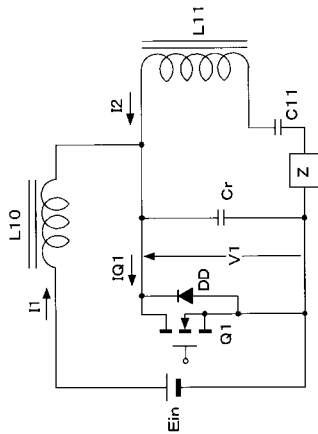
【 図 2 0 】



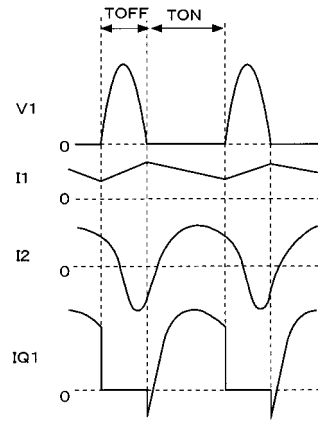
【 図 1 9 】



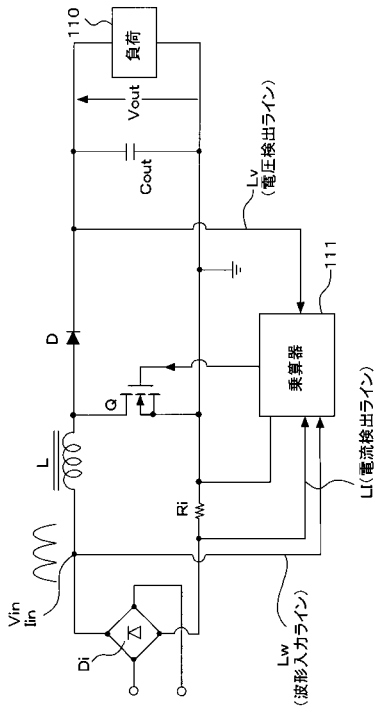
【 図 2 1 】



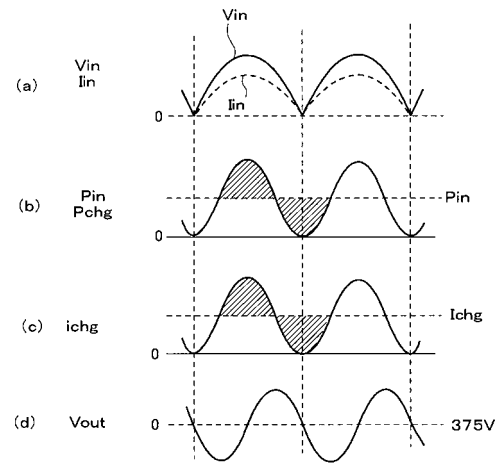
【 図 2 2 】



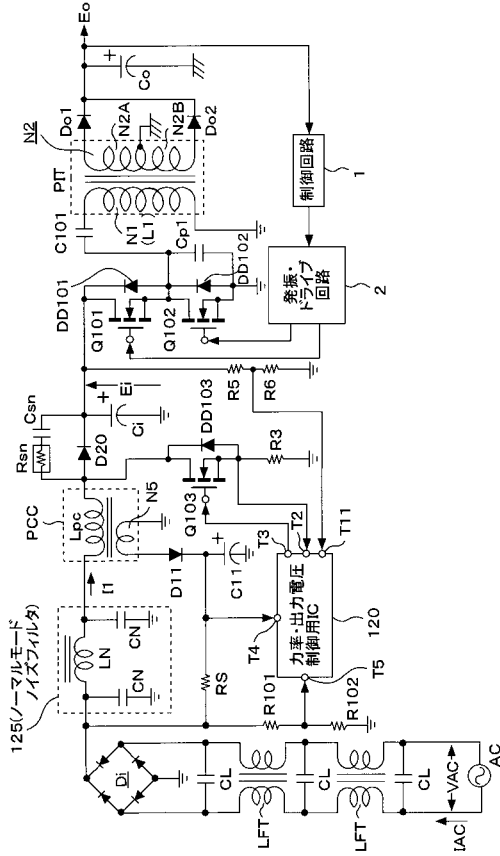
【 図 2 3 】



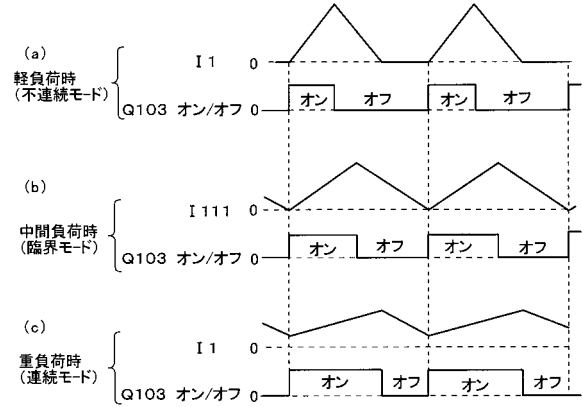
【 図 2 4 】



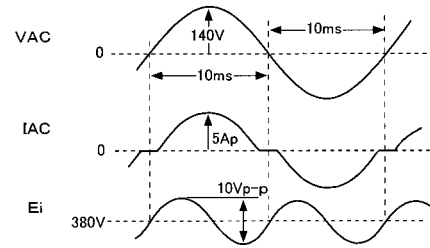
【 図 2 5 】



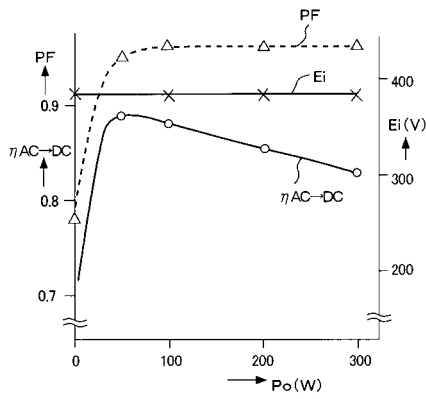
【 図 2 6 】



【 図 2 7 】



【 図 2 8 】



【 図 2 9 】

