

(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2006-271027

(P2006-271027A)

(43) 公開日 平成18年10月5日(2006.10.5)

(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 Z	

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 31 頁)

(21) 出願番号 特願2005-81944 (P2005-81944)
 (22) 出願日 平成17年3月22日 (2005.3.22)

(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 AA04 AS01 BB23 BB80 CC01
 DD04 EE02 EE07 EE59 FD01
 FG07 ZZ16

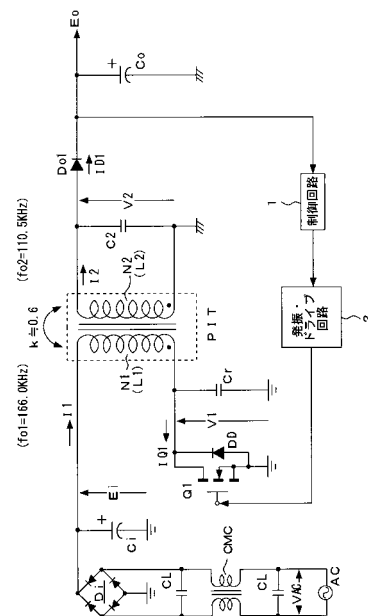
(54) 【発明の名称】 スイッチング電源回路

(57) 【要約】

【課題】電圧共振形コンバータのワイドレンジ対応を実現化し、高効率を得る。

【解決手段】電圧共振形コンバータに二次側並列共振回路を設け、絶縁コンバータトランスPITの総合結合係数 $k=0.6$ 程度以下の疎結合の状態とする。これにより、定電圧制御特性を、急峻な単峰特性として、安定化に必要なスイッチング周波数の制御範囲を縮小する。また、電力変換効率について良好な特性が得られるようにして、一次側並列共振周波数 f_{o1} と二次側並列共振周波数 f_{o2} の設定を行う。また、総合結合係数 k_t が低下されたことでスイッチング電圧のピークレベルの抑制が図られる。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流入力電圧を入力してスイッチングを行うスイッチング素子を備えて形成したスイッチング手段と、

上記スイッチング素子をスイッチング駆動するスイッチング駆動手段と、

少なくとも、上記スイッチング手段のスイッチング動作により得られるスイッチング出力が供給される一次巻線と、該一次巻線に得られたスイッチング出力により交番電圧が誘起される二次巻線とを巻装して形成される絶縁コンバータトランスと、

少なくとも、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線を含む漏洩インダクタンス成分と一次側並列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成されて、上記スイッチング手段の動作を電圧共振形とする一次側並列共振回路と、 10

上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に対して並列となる関係により二次側並列共振コンデンサを接続することで、上記二次巻線を含む漏洩インダクタンス成分と、上記二次側並列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成される二次側並列共振回路と、

上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に誘起される交番電圧に基づき整流動作を行って、二次側直流出力電圧を生成するように構成された二次側直流出力電圧生成手段と、

上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて上記スイッチング駆動手段を制御して、上記スイッチング手段のスイッチング周波数を可変することで、上記二次側直流出力電圧について定電圧制御を行う定電圧制御手段とを備え、

上記絶縁コンバータトランスは、一次側と二次側との結合係数が、 20

上記一次側並列共振回路と上記二次側並列共振回路とを有して形成される電磁結合形共振回路について、上記スイッチング周波数を有する周波数信号の入力に対する出力特性が単峰特性となり、且つ所定レベル以上の交流入力電圧入力時における上記スイッチング素子のオン期間の割合が所定以下となるようにして、疎結合とみなされる所定の値に設定され、

さらに、少なくとも所定の負荷条件の下で一定以上の電力変換効率を得られるようにして、上記一次側並列共振回路の共振周波数と、上記二次側並列共振回路の共振周波数とが設定される、

ことを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項 2】

30

上記絶縁コンバータトランスは、

E E 型コアの中央磁脚に対して上記一次巻線と上記二次巻線とが巻装された上で、上記中央磁脚に対してギャップが形成されると共に、上記 E E 型コアの外磁脚の所定位置において上記中央磁脚側に突出するようにしてフェライトシートコアが設けられている、

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 3】

上記絶縁コンバータトランスは、

E E 型コアの一方の外磁脚に上記一次巻線が巻装され、他方の外磁脚に上記二次巻線が巻装されており、上記 E E 型コアの中央磁脚に対してギャップが形成されている、

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。 40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電圧共振形コンバータを備えて成るスイッチング電源回路に関するものである。

【背景技術】

【0002】

共振形によるいわゆるソフトスイッチング電源としては、電流共振形と電圧共振形の形式が広く知られている。現状においては、実用化が容易なことを背景に、2 石のスイッチング素子をハーフブリッジ結合方式の電流共振形コンバータが広く採用されている状況に 50

ある。

しかし、現在、例えば高耐圧スイッチング素子の特性が改善されてきていることなどを背景に、電圧共振形コンバータを実用化するにあたっての耐圧の問題はクリアされてきている状況にある。また、1石のスイッチング素子によるシングルエンド方式で構成した電圧共振形コンバータについては、1石の電流共振形フォワードコンバータと比較して、入力帰還ノイズや直流出力電圧ラインのノイズ成分などの点で有利であることも知られている。

【0003】

図13は、シングルエンド方式による電圧共振形コンバータを備えるスイッチング電源回路の一構成例を示している。

この図に示すスイッチング電源回路においては、商用交流電源ACをブリッジ整流回路Di及び平滑コンデンサCiから成る整流平滑回路により整流平滑化して、平滑コンデンサCiの両端電圧として、整流平滑電圧Eiを生成している。

なお、商用交流電源ACのラインに対しては、1組のコモンモードチョークコイルCMCと、2本のアクロスコンデンサCLから成り、コモンモードのノイズを除去するノイズフィルタが設けられている。

【0004】

上記整流平滑電圧Eiは、直流入力電圧として電圧共振形コンバータに対して入力される。この電圧共振形コンバータは、上記しているように、1石のスイッチング素子Q1を備えたシングルエンド方式による構成を採る。また、この場合の電圧共振形コンバータとしては他励式となっており、MOS-FETのスイッチング素子Q1を、発振・ドライブ回路2によりスイッチング駆動するようにされている。

【0005】

スイッチング素子Q1に対しては、MOS-FETのボディダイオードDDが並列に接続される。また、スイッチング素子Q1のソース・ドレイン間に対して一次側並列共振コンデンサCrが並列に接続される。

【0006】

一次側並列共振コンデンサCrは、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1のリーケージインダクタンスL1とによって一次側並列共振回路（電圧共振回路）を形成している。そして、この一次側並列共振回路によって、スイッチング素子Q1のスイッチング動作として電圧共振形の動作が得られるようにされている。

【0007】

発振・ドライブ回路2は、スイッチング素子Q1をスイッチング駆動するために、スイッチング素子Q1のゲートに対して、ドライブ信号としてのゲート電圧を印加する。これにより、スイッチング素子Q1は、ドライブ信号の周期に応じたスイッチング周波数によりスイッチング動作を行う。

【0008】

絶縁コンバータトランスPITは、スイッチング素子Q1のスイッチング出力を二次側に伝送する。

絶縁コンバータトランスPITの構造としては、例えば、次の図14に示されるように、フェライト材によるE型コアCR11、E型コアCR12を組み合わせたEE型コアを備える。そして、一次側と二次側の巻装部について相互に独立するようにして分割した形状により、例えば樹脂などによって形成される、ボビンB10が備えられる。このボビンB10の一方の巻装部に対して一次巻線N1を巻装する。また、他方の巻装部に対して二次巻線N2を巻装する。このようにして一次側巻線及び二次側巻線が巻装されたボビンB10を上記EE型コア（CR11、CR12）に取り付けることで、一次側巻線及び二次側巻線とがそれぞれ異なる巻装領域により、EE型コアの中央磁脚に巻装される状態となる。このようにして絶縁コンバータトランスPIT全体としての構造が得られる。

【0009】

そのうえで、絶縁コンバータトランスPITのEE型コアの中央磁脚に対しては1.0mm

10

20

30

40

50

程度のギャップを形成するようにしており、これによって、一次側と二次側との間で、 $k = 0.80 \sim 0.85$ 程度の結合係数 k を得るようにしている。この程度の結合係数 k は疎結合としてみてもよい結合度であり、その分、飽和状態が得られにくくなる。

【0010】

図13において、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の一端は、スイッチング素子Q1と平滑コンデンサC_iの正極端子間に挿入されるようになっていることで、スイッチング素子Q1のスイッチング出力が伝達されるようになっている。絶縁コンバータトランスPITの二次巻線N2には、一次巻線N1により誘起された交番電圧が発生する。

【0011】

この場合には、二次巻線N2に対して二次側並列共振コンデンサC₂を並列に接続している。これにより、二次巻線N2のリーケージインダクタンスL₂と二次側並列共振コンデンサC₂のキャパシタンスとによって二次側並列共振回路（電圧共振回路）が形成される。

そのうえで、この二次側並列共振回路に対して、図示するようにして整流ダイオードD_{o1}、及び平滑コンデンサC_oを接続することで、半波整流回路を形成している。この半波整流回路は、二次巻線N2（二次側並列共振回路）に得られる交番電圧V₂の等倍に対応するレベルの二次側直流出力電圧E_oを、平滑コンデンサC_oの両端電圧として生成する。二次側直流出力電圧E_oは負荷に供給されると共に、定電圧制御用の検出電圧として、制御回路1に入力される。

【0012】

制御回路1は、検出電圧として入力される二次側直流出力電圧E_oのレベルを検出して得られる検出出力を発振・ドライブ制御回路2に入力する。

発振・ドライブ回路2は、入力される検出出力が示す二次側直流出力電圧E_oのレベルに応じて、二次側直流出力電圧E_oが所定のレベルで一定となるようにして、スイッチング素子Q1のスイッチング動作を制御する。つまり、制御すべきスイッチング動作を得るためのドライブ信号を生成して出力する。これにより、二次側直流出力電圧E_oの安定化制御が行われる。

【0013】

図15及び図16は、上記図13に示した構成の電源回路についての実験結果を示している。なお、実験にあたっては、AC100V系に対応するV_{AC}=100Vの条件として、図13の電源回路の要部について下記のようにして設定している。

絶縁コンバータトランスPITは、コアにEER-35を選定し、中央磁脚のギャップについては、1mmのギャップ長を設定する。また、一次巻線N1及び二次巻線N2のターン数T（巻数）については、それぞれN₁=43T、N₂=43Tとした。絶縁コンバータトランスPITの結合係数 k については $k = 0.81$ を設定した。

また、一次側並列共振コンデンサC_r=6800pF、二次側並列共振コンデンサC₂=0.01μFを選定した。これに応じて、一次側並列共振回路の共振周波数f_{o1}=175kHz、二次側並列共振回路の共振周波数f_{o2}=164kHzが設定される。

また、二次側直流出力電圧E_oの定格レベルは135Vであり、対応負荷電力は、最大負荷電力P_{o max}=200W～最小負荷電力P_{o min}=0Wである。

【0014】

まず、図15は、図13に示した電源回路における要部の動作をスイッチング素子Q1のスイッチング周期により示す波形図であり、図15（a）には、最大負荷電力P_{o max}=200W時におけるスイッチング電圧V₁、スイッチング電流I_{Q1}、一次巻線電流I₁、二次巻線電圧V₂、二次巻線電流I₂、二次側整流電流I_{D1}が示されている。図15（b）には、最小負荷電力P_{o min}=0W時におけるスイッチング電圧V₁、スイッチング電流I_{Q1}、一次巻線電流I₁、二次巻線電圧V₂、二次巻線電流I₂、二次側整流電流I_{D1}が示されている。

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T_{ON}において0レベルで、オフとなる期間T_{OFF}において正弦波状の共振パルスとなる波形である。この電圧V₁の共振パルス波形が、一次側スイッ

10

20

30

40

50

チングコンバータの動作が電圧共振形であることを示している。

【0015】

スイッチング電流 I_{Q1} 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 T_{OFF} においては 0 レベルで、期間 T_{ON} においては、ターンオン時においてボディダイオード DD に対して順方向に流れることで負極性となり、この後に反転してスイッチング素子 $Q1$ のドレインソース間を流れてターンオフに至るまで増加していく波形として得られる。このために、スイッチング電流 I_{Q1} としては、ターンオフタイミングにピークレベルが得られることになる。

一次巻線 $N1$ に流れる一次巻線電流 I_1 は、期間 T_{ON} において上記スイッチング電流 I_{Q1} として流れる電流成分と、期間 T_{OFF} において一次側並列共振コンデンサ C_r に流れる電流とを合成して得られるもので、図示する波形となる。 10

【0016】

また、二次側整流回路の動作として、整流ダイオード D_{o1} に流れる整流電流 I_{D1} は、最大負荷電力 $P_{o\max} = 200\text{ W}$ 時では、整流ダイオード D_{o1} のターンオン時にピークレベルが得られた後に図示する波形により 0 レベルに低減していき、整流ダイオード D_{o1} のオフ期間において 0 レベルとなる波形により流れるものとなる。なお、最小負荷電力 $P_{omin} = 0\text{ W}$ 時においては、オン期間であっても 0 レベルとなる。

二次巻線電圧 V_2 は、この場合には、二次巻線 $N2$ // 二次側並列共振コンデンサ C_2 の並列回路に得られる電圧となるもので、二次側整流ダイオード D_{o1} が導通しているオン期間に対応しては、二次側直流出力電圧 E_o のレベルによりクランプされ、二次側整流ダイオード D_{o1} のオフ期間では、負極性方向の正弦波形が得られる。また、二次巻線 $N2$ に流れる二次巻線電流 I_2 は、整流電流 I_{D1} と、二次側並列共振回路 ($N2(L_2) // C_2$) に流れる電流が合成したものとなり、例えば図示する波形により流れる。 20

【0017】

図 16 は、図 13 に示した電源回路についての、負荷変動に対するスイッチング周波数 f_s 、スイッチング素子 $Q1$ のオン期間 T_{ON} 、オフ期間 T_{OFF} 、及び $AC \rightarrow DC$ 電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) を示している。

まず、 $AC \rightarrow DC$ 電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) を見てみると、負荷電力 $P_o = 75\text{ W} \sim 200\text{ W}$ までの範囲で 90% 以上となっている。電圧共振形コンバータとして、特にスイッチング素子 $Q1$ が 1 石であるシングルエンド方式は、電力変換効率について良好な結果が得られることが知られている。 30

【0018】

また、図 16 に示されるスイッチング周波数 f_s 、オン期間 T_{ON} 、オフ期間 T_{OFF} については、図 13 の電源回路についての負荷変動に対する定電圧制御特性としてのスイッチング動作が示されることになる。この場合、スイッチング周波数 f_s は、軽負荷の傾向となるのに従って、スイッチング周波数が高くなるようにして制御されている。また、オン期間 T_{ON} 、オフ期間 T_{OFF} に関しては、負荷変動に対してオフ期間 T_{OFF} はほぼ一定であるのに対して、オン期間 T_{ON} が、軽負荷の傾向となるのに従って短縮される特性となっている。つまり、図 13 に示す電源回路は、オフ期間 T_{OFF} は一定としたうえで、例えば軽負荷の傾向となるのに応じて、オン期間 T_{ON} を短縮するようにしてスイッチング周波数を可変制御していることになる。 40

このようにして、スイッチング周波数が可変制御されることで、一次側並列共振回路及び二次側並列共振回路を備えることにより得られる誘導性インピーダンスが可変されることになる。この誘導性インピーダンスの可変によっては、一次側から二次側への伝送電力量、及び二次側並列共振回路から負荷への電力伝送量が変化することとなって、二次側直流出力電圧 E_o のレベルが可変される。これにより、二次側直流出力電圧 E_o の安定化が図られることになる。

【0019】

図 17 は、図 13 に示す電源回路の定電圧制御特性を、スイッチング周波数 f_s (kHz) と二次側直流出力電圧 E_o との関係により、模式的に示している。

ここで、一次側並列共振回路の共振周波数を f_{o1} 、二次側並列共振回路の共振周波数の f_{o2} とすると、図13の回路では、先に説明したように一次側並列共振周波数 f_{o1} に対して二次側並列共振周波数 f_{o2} が低い関係となる。

そのうえで、或る一定の交流入力電圧 V_{AC} の条件でのスイッチング周波数 f_s に対する定電圧制御特性を想定すると、図示するようにして、一次側並列共振回路の共振周波数 f_{o1} に応じた共振インピーダンスの下での最大負荷電力 $P_{o\max}$ 時／最小負荷電力 $P_{o\min}$ 時の各定電圧制御特性としては、それぞれ特性曲線A、Bとして示され、二次側並列共振回路の共振周波数 f_{o2} に応じた共振インピーダンスの下での最大負荷電力 $P_{o\max}$ 時／最小負荷電力 $P_{o\min}$ 時の各定電圧制御特性としては、それぞれ特性曲線C、Dで示されるものとなる。

10

さらに、図13の回路のようにして一次側並列共振周波数と二次側並列共振回路とを備える場合、共振周波数 f_{o1} 、 f_{o2} との間には中間共振周波数 f_o が存在することになる。中間共振周波数 f_o とスイッチング周波数 f_s との関係による共振インピーダンス特性は、最大負荷電力 $P_{o\max}$ 時は特性曲線Eで示され、最小負荷電力 $P_{o\min}$ 時は、特性曲線Fとして示される。

二次側並列共振回路を備える電圧共振形コンバータでは、この中間共振周波数 f_o のスイッチング周波数 f_s に対する共振インピーダンス特性によって、二次側直流出力電圧 E_o のレベルが決定される。また、図13に示す電圧共振形コンバータとしては、この中心共振周波数 f_o よりも低い周波数領域でスイッチング周波数 f_s を可変制御する、いわゆるローアースайд制御の方式を採る。

20

そして、この図17において中間共振周波数 f_o に対応する特性曲線E、Fとして示される特性の下で、ローアースайд制御に対応したスイッチング周波数制御により、二次側直流出力電圧 E_o の定格レベル（図13の回路の場合135V）を目標値として定電圧化を図ろうとすると、そのために必要なスイッチング周波数 f_s の可変範囲（必要制御範囲）は、 Δf_s で示される区間であることになる。換言すれば、この Δf_s で示される区間に対応する周波数範囲で、負荷変動に応じてスイッチング周波数を所要値となるようにして可変することで、二次側直流出力電圧 E_o は定格レベル t_g となるようにして制御される。

【0020】

【特許文献1】特開2000-152617号公報

30

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0021】

ところで、各種電子機器の多様化を背景に、電源回路としては、AC100V系とAC200V系との何れの商用交流電源入力にも対応して動作する、いわゆるワイドレンジ対応とすることも求められている。

【0022】

図13に示す構成の電源回路は、先に説明したように、スイッチング周波数制御により二次側直流出力電圧 E_o の安定化を図るように動作し、そのために必要とされるスイッチング周波数の可変範囲（必要制御範囲）は、図17にて説明した Δf_s によって示される。

40

図13に示す電源回路は、200W～0Wまでの比較的広範囲な負荷変動に対応するものとされている。そして、図13の電源回路について、この負荷条件に対応した実際の必要制御範囲は、 $f_s = 117.6\text{kHz} \sim 208.3\text{kHz}$ で、 $\Delta f_s = 96.7\text{kHz}$ となり、比較的広範囲なものとなっている。

【0023】

ここで、二次側直流出力電圧 E_o のレベルは、当然のことながら交流入力電圧 V_{AC} のレベルが変化することによっても変動する。すなわち、二次側直流出力電圧 E_o のレベルは、交流入力電圧 V_{AC} のレベル増減に応じて、同様に増減する。

このことから、AC100系からAC200V系までのワイドレンジでの交流入力電圧の変動に対応しては、例えばAC100系のみ、あるいはAC200V系のための単レンジ

50

での変動に対応する場合より、二次側直流出力電圧 E_{o1} のレベル変動も大きくなるということがいえる。そして、このようにして拡大した二次側直流出力電圧 E_{o1} のレベル変動に対応して定電圧制御動作を行うためには、上記した 117.6kHz～208.3kHz の範囲を、これより高い周波数の方向に拡大した、より広範囲な必要制御範囲が必要となる。

【0024】

しかしながら、現状におけるスイッチング素子を駆動するための IC（発振・ドライブ回路 2）としては、対応可能な駆動周波数の上限は 200kHz 程度が限界である。また、仮に上記のような高い周波数での駆動が可能となる IC が開発された場合にも、スイッチング素子が高周波駆動されることによって電力変換効率が著しく低下し、電源回路として実用することは実質的に不可能となる。

10

このことから、例えば図 13 に示す電源回路の構成によりワイドレンジ対応とすることは実現が非常に困難であることがわかる。

【0025】

このような事情から、共振形コンバータを備えたスイッチング電源回路としては、ワイドレンジ対応の動作を実現するとした場合には、例えば AC100V 系／200V 系の商用交流電源入力に応じて、一次側スイッチングコンバータの構成をハーフブリッジ／フルブリッジで切り換える構成を採ることが行われている。あるいは、商用交流電源 AC についての整流動作を行う整流回路の動作を、AC100V 系／200V 系の商用交流電源入力に応じて、全波整流／倍電圧整流で切り換える構成とすることも行われている。

【0026】

20

しかしながら、AC100V 系と AC200V 系とで回路構成の切り換えを行う場合には、以下のような問題点が生じる。

例えば、このような商用交流電源レベルに応じた切り換えには、入力電圧についての閾値（例えば 150V）を設定し、これを上回った場合は AC200V 系、下回った場合は AC100V 系に対応した回路切換を行うようにされるが、単純にこのような切り換えのみを行っていたのでは、例えば AC200V 系の入力時の瞬間停電等による一時的な交流入力電圧の低下に対しても、AC100V 系に対応した切り換えが行われてしまうおそれがある。つまり、例えば整流動作の切り換え構成を例に挙げれば、AC200V 系の入力であるにも関わらず、AC100V 系であるとして倍電圧整流回路に切り換えられてしまい、これによってスイッチング素子などが耐圧オーバーとなって破壊される可能性がある。

30

【0027】

そこで、実際には、上記のような誤動作が生じないようにするために、メインとなるスイッチングコンバータの直流入力電圧だけではなく、スタンバイ電源側のコンバータ回路の直流入力電圧も検出する構成を採るようにされる。

しかしながら、このようにしてスタンバイ電源側のコンバータ回路を検出するということは、基準電圧と入力電圧との比較を行うための例えばコンパレータ IC 等を実装することになるが、これにより部品点数が増加して、回路製造コストの増加、及び回路基板サイズの大型化が助長されてしまうことになる。

【0028】

また、このように誤動作防止を目的としてスタンバイ電源側のコンバータの直流入力電圧を検出するということは、メイン電源の他にスタンバイ電源を備える電子機器でなければ、実際に使用することができないということになる。つまり、電源を実装可能な電子機器の種類が、スタンバイ電源を備えたものに限定されるわけであり、それだけ利用範囲が狭くなっているという問題も生じる。

40

【0029】

また、ハーフブリッジ／フルブリッジの切り換えを行う構成では、フルブリッジ構成を可能とするためにスイッチング素子を少なくとも 4 つ備える必要がある。つまり、切り換えが不要であればハーフブリッジによりスイッチング素子が 2 つで済むものを、この場合はさらに 2 つ追加しなくてはならない。

また、整流動作の切換を行う構成としても、倍電圧整流動作を得るために平滑コンデン

50

サ C i を 2 本 備 え る よ う に し な け れ ば な ら な い 。 つ ま り 全 波 整 流 の み と す る 構 成 と 比 較 し て 、 平 滑 コ ン デ ン サ C i を 1 本 追 加 し な け れ ば な ら な く な る 。

これら の 点 で も 、 上 記 し た よ う な 回 路 切 換 を 伴 う ワ イ ド レ ン ジ 対 応 の 構 成 で は 、 回 路 製 造 コ ス ト の 増 加 、 及 び 電 源 回 路 基 板 の 大 型 化 を 招 く 。 特 に 、 整 流 動 作 切 り 換 え の 構 成 に お い て 、 平 滑 コ ン デ ン サ C i 等 は 電 源 回 路 を 構 成 す る 部 品 の う ち で も 大 型 の 部 類 に 入 る こ と か ら 、 こ の よ う な 基 板 サ イ ズ の 大 型 化 は さ ら に 助 長 さ れ る 。

【 0 0 3 0 】

また、先 に 説 明 し た よ う に し て ス イ ッ チ ン グ 周 波 数 の 制 御 範 囲 が 広 範 と な る こ と に よ る も う 1 つ の 問 題 点 と し て は 、 二 次 側 直 流 出 力 電 圧 E_o に つ い て の 安 定 化 の 高 速 応 答 特 性 が 低 下 し て し ま う と い う こ と が 挙 げ ら れ る 。

10

特 に 近 年 の 電 子 機 器 で は 、 例 え ば 各 種 駆 動 部 の オ ン / オ フ 等 に 応 じ て 負 荷 電 力 が 最 大 負 荷 と 無 負 荷 と で 瞬 時 的 に 変 化 す る 、 い わ ゆ る ス イ ッ チ ン グ 負 荷 と い わ れ る 負 荷 条 件 と な る こ と が あ る 。 こ れ に 応 じ て 電 源 回 路 側 と し て も 、 こ の よ う に 高 速 且 つ 広 範 に 変 動 す る 負 荷 電 力 に 応 じ て 、 二 次 側 直 流 出 力 電 圧 E_o の 定 電 圧 制 御 を 行 う 必 要 が あ る 。

し か し な が ら 、 上 述 の よ う に ス イ ッ チ ン グ 周 波 数 制 御 範 囲 が 広 範 で あ る と 、 最 大 値 と 最 小 値 と で 変 化 す る 負 荷 に 対 応 し て 定 電 圧 制 御 に 必 要 な ス イ ッ チ ン グ 周 波 数 へ と 変 化 さ せ る ま で に 、 そ の 分 多 く の 時 間 を 要 し て し ま う こ と に な る 。 つ ま り 、 定 電 圧 制 御 の 応 答 性 が 鈍 く な る 。

【 0 0 3 1 】

また、図 1 3 に 示 す 電 源 回 路 は 、 一 次 側 電 圧 共 振 形 コ ン バ ー タ を 備 え る 構 成 で あ り 、 こ の よ う な 構 成 の 電 源 回 路 が 電 力 変 換 効 率 に つ い て 有 利 と な る 傾 向 の 特 性 を 有 し て い る こ と は 、 先 に 説 明 し た と お り で あ る 。 し か し な が ら 、 例 え ば 近 年 の エ ネ ル ギ ー 事 情 、 環 境 事 情 な ど を 考 慮 し て 、 電 子 機 器 に つ い て は 、 よ り 高 い 電 力 変 換 効 率 特 性 と す る こ と が 求 め ら れ て い る 。 こ れ に 伴 い 、 電 子 機 器 に 搭 載 さ れ る 電 源 回 路 そ の も の に つ い て も 、 さ ら な る 電 力 変 換 効 率 の 向 上 が 要 求 さ れ て い る 状 況 に あ る 。

20

【 課 題 を 解 決 す る た め の 手 段 】

【 0 0 3 2 】

そ こ で 本 発 明 は 上 記 し た 課 題 を 考 慮 し て 、 ス イ ッ チ ン グ 電 源 回 路 と し て 次 の よ う に 構 成 す る こ と と し た 。

つ ま り 、 直 流 入 力 電 圧 を 入 力 し て ス イ ッ チ ン グ を 行 う ス イ ッ チ ン グ 素 子 を 備 え て 形 成 し た ス イ ッ チ ン グ 手 段 と 、 上 記 ス イ ッ チ ン グ 素 子 を ス イ ッ チ ン グ 駆 動 す る ス イ ッ チ ン グ 駆 動 手 段 と を 備 え る 。

30

また、少 なくとも、上 記 ス イ ッ チ ン グ 手 段 の ス イ ッ チ ン グ 動 作 に よ り 得 ら れ る ス イ ッ チ ン グ 出 力 が 供 給 さ れ る 一 次 巻 線 と 、 該 一 次 巻 線 に 得 ら れ た ス イ ッ チ ン グ 出 力 に よ り 交 番 電 圧 が 誘 起 さ れ る 二 次 巻 線 と を 巻 装 し て 形 成 さ れ る 絶 縁 コ ン バ ー タ ト ラ ン ス を 備 え る 。

また、少 なくとも、上 記 絶 縁 コ ン バ ー タ ト ラ ン ス の 一 次 巻 線 を 含 む 漏 洩 イ ン ダ ク タ ン ス 成 分 と 一 次 側 並 列 共 振 コ ン デ ン サ の キ ャ パ シ タ ン ス と に よ っ て 形 成 さ れ て 、 上 記 ス イ ッ チ ン グ 手 段 の 動 作 を 電 圧 共 振 形 と す る 一 次 側 並 列 共 振 回 路 を 備 え る 。

また、上 記 絶 縁 コ ン バ ー タ ト ラ ン ス の 二 次 巻 線 に 対 し て 並 列 と な る 関 係 に よ り 二 次 側 並 列 共 振 コ ン デ ン サ を 接 続 す る こ と で 、 上 記 二 次 巻 線 を 含 む 漏 洩 イ ン ダ ク タ ン ス 成 分 と 、 上 記 二 次 側 並 列 共 振 コ ン デ ン サ の キ ャ パ シ タ ン ス と に よ っ て 形 成 さ れ る 二 次 側 並 列 共 振 回 路 を 備 え る 。

40

また、上 記 絶 縁 コ ン バ ー タ ト ラ ン ス の 二 次 巻 線 に 誘 起 さ れ る 交 番 電 圧 に 基 づ き 整 流 動 作 を 行 っ て 、 二 次 側 直 流 出 力 電 圧 を 生 成 す る よ う に 構 成 さ れ た 二 次 側 直 流 出 力 電 圧 生 成 手 段 と 、 上 記 二 次 側 直 流 出 力 電 圧 の レ ベ ル に 応 じ て 上 記 ス イ ッ チ ン グ 駆 動 手 段 を 制 御 し て 、 上 記 ス イ ッ チ ン グ 手 段 の ス イ ッ チ ン グ 周 波 数 を 可 変 す る こ と で 、 上 記 二 次 側 直 流 出 力 電 圧 に つ い て 定 電 圧 制 御 を 行 う 定 電 圧 制 御 手 段 と を 備 え る 。

そ の 上 で 、 上 記 絶 縁 コ ン バ ー タ ト ラ ン ス は 、 一 次 側 と 二 次 側 と の 結 合 係 数 が 、 上 記 一 次 側 並 列 共 振 回 路 と 上 記 二 次 側 並 列 共 振 回 路 と を 有 し て 形 成 さ れ る 電 磁 結 合 形 共 振 回 路 に つ い て 、 上 記 ス イ ッ チ ン グ 周 波 数 を 有 す る 周 波 数 信 号 の 入 力 に 対 す る 出 力 特 性 と し て 単 峰 特

50

性が得られ、且つ所定レベル以上の交流入力電圧入力時における上記スイッチング素子のオン期間の割合が所定以下となるようにして、疎結合とみなされる所定の値に設定されている。

そして、少なくとも所定の負荷条件の下で一定以上の電力変換効率が得られるようにして、上記一次側並列共振回路の共振周波数と、上記二次側並列共振回路の共振周波数とを設定して構成することとした。

【0033】

上記構成による電源回路は、二次側に二次側並列共振回路を備える電圧共振形コンバータとしての基本構成を採る。つまり、一次側と二次側とにそれぞれ二次側並列共振回路を備えた構成を採るものであり、これにより、絶縁コンバータトランスの電磁結合による結合形共振回路を形成することになる。そして、絶縁コンバータトランスについて結合係数を所定の疎結合とされる値にまで低下させることで、当該結合形共振回路に対する入力であるスイッチング周波数の周波数信号（スイッチング出力）に対する出力特性として、急峻な単峰特性を得ることが可能となる。この結果、二次側直流出力電圧の安定化に要するスイッチング周波数の可変範囲（必要制御範囲）を縮小することができる。

10

また、上記結合係数の値を低下させていくことによって、負荷変動に対するスイッチング素子のオフ期間とオン期間の特性として、特に所定レベル以上の交流入力電圧入力時におけるオン期間の割合が小さくなることが明らかとなった。つまりは、上記のようにして結合係数が所定の疎結合とされる値にまで低下されることで、特に所定レベル以上の交流入力電圧入力時におけるオン期間の割合を所定以下とすることができ、これによってスイッチング素子に印加されるスイッチング電圧のピークレベルの抑制が図られる。

20

さらに、一次側並列共振回路の共振周波数と二次側並列共振回路の共振周波数の設定により、所定の負荷条件の下で、一定以上の電力変換効率特性が得られるようにされる。

【発明の効果】

【0034】

このようにして本発明は、二次側並列共振回路を備える電圧共振形コンバータについて、定電圧制御に必要なスイッチング周波数の可変制御範囲（必要制御範囲）が縮小される。

これにより、電圧共振形スイッチングコンバータについて、スイッチング周波数制御のみによりワイドレンジ対応化することが容易に実現可能となる。

30

【0035】

また、上記のようにして結合係数が所定の疎結合とされる値にまで低下されることで、特に所定レベル以上の交流入力電圧入力時におけるスイッチング素子のオン期間の割合が小さくなり、これによってスイッチング素子に印加されるスイッチング電圧のピークレベルの抑制が図られる。

【0036】

さらに本発明によっては、一次側並列共振回路の共振周波数と二次側並列共振回路の共振周波数の設定により、所定の負荷電力の負荷条件にも対応させるようにして一定以上の電力変換効率が得られるようにしている。電圧共振形コンバータは、高い電力変換効率特性を本来有するが、本発明によっては、電圧共振形コンバータを備える電源回路について、より良好な電力変換効率特性を有するものを提供できることになる。

40

【0037】

そして、上記のようなワイドレンジ化、スイッチング電圧のピークレベルの抑制、及び高効率化を実現するための基本構成としては、二次側並列共振回路を備える電圧共振形コンバータについて、絶縁コンバータトランスを所要の結合係数が得られる構造とすればよいものであり、従って、部品点数の増加などによるコストアップ、回路の大型化、重量増加などを伴うことなくワイドレンジ対応が実現されている、ということがいえる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0038】

図1の回路図は、本発明を実施するための最良の形態（実施の形態）としての電源回路

50

の構成例を示している。この図に示す電源回路は、シングルエンド方式による電圧共振形スイッチングコンバータとしての基本構成を採る。

この図に示すスイッチング電源回路においては、まず、商用交流電源ACのラインに対して、図示するようにして、1組のコモンモードチョークコイルCMCと、2本のアクロスコンデンサCLが挿入される。これらコモンモードチョークコイルCMC、及びアクロスコンデンサCL、CLにより、商用交流電源ACのラインに重畳するコモンモードのノイズを除去するノイズフィルタが形成される。

【0039】

商用交流電源AC（交流入力電圧 V_{AC} ）は、ブリッジ整流回路Diにより整流され、その整流出力は平滑コンデンサ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。この整流平滑電圧Eiが、後段の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

【0040】

この図において、上記整流平滑電圧Eiを直流入力電圧として入力してスイッチング動作を行うスイッチングコンバータは、例えば1石のスイッチング素子Q1を備えたシングルエンド方式の電圧共振形コンバータとして形成される。この場合のスイッチング素子Q1には高耐圧のMOS-FETが選定されている。また、この場合の電圧共振形コンバータの駆動方式は、発振・ドライブ回路2によりスイッチング素子をスイッチング駆動する他励式である。

【0041】

20

スイッチング素子Q1のゲートに対しては、発振・ドライブ回路2から出力されるスイッチング駆動信号（電圧）が印加されるようになっている。

また、スイッチング素子Q1のドレインは、後述する絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の巻始め端部と接続される。一次巻線N1の巻き終わり端部は、平滑コンデンサEiの正極端子と接続される。従って、この場合には、直流入力電圧（Ei）は、一次巻線N1の直列接続を介してスイッチング素子Q1に供給されるようになっている。スイッチング素子Q1のソースは一次側アースに接続される。

【0042】

この場合のスイッチング素子Q1には、MOS-FETが選定されていることから、図示するようにして、ソースドレイン間に対して並列に接続されるようにしてボディダイオードDDを内蔵する。このボディダイオードDDとしては、アノードがスイッチング素子Q1のソースと接続され、カソードがスイッチング素子Q1のドレインと接続される状態を形成する。このボディダイオードDDは、スイッチング素子Q1のオン／オフ動作（スイッチング動作）により生じる、逆方向のスイッチング電流を流す経路を形成する。

30

【0043】

そして、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。

一次側並列共振コンデンサCrは、自身のキャパシタンスと絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1のリーケージ（漏洩）インダクタンスL1とによって、スイッチング素子Q1に流れるスイッチング電流に対する一次側並列共振回路（電圧共振回路）を形成する。この一次側並列共振回路が共振動作を行うことによって、スイッチング素子Q1のスイッチング動作として電圧共振形の動作が得られる。これに応じて、スイッチング素子Q1の両端電圧（ドレイン－ソース間電圧）であるスイッチング電圧V1としては、そのオフ期間において正弦波状の共振パルス波形が得られる。

40

【0044】

発振・ドライブ回路2は、例えば他励式によりスイッチング素子Q1を駆動するために、発振回路と、この発振回路により得られる発振信号に基づいて、MOS-FETをスイッチング駆動するためのゲート電圧であるドライブ信号を生成して、スイッチング素子Q1のゲートに印加するようにされる。これにより、スイッチング素子Q1は、ドライブ信号の周期に応じたスイッチング周波数に従って連続的にオン／オフ動作を行う。つまり、ス

50

イッチング動作を行う。

【0045】

絶縁コンバータトランス P I T は、一次側と二次側とを直流的に絶縁した状態で、一次側スイッチングコンバータのスイッチング出力を二次側に伝送する。

図 2 は、図 1 の電源回路が備える絶縁コンバータトランス P I T の構造例を示す断面図である。

この図に示すように、絶縁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、C R 2 を互いの磁脚が対向するように組み合わせた E E 型コアを備える。E 型コア C R 1、C R 2 は、それぞれ図のように断面形状が E 字型とされたコアである。

そして、一次側と二次側の巻装部について相互に独立するようにして分割した形状により、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 の一方の巻装部に対して一次巻線 N1 を巻装する。また、他方の巻装部に対して二次巻線 N2 を巻装する。このようにして一次側巻線及び二次側巻線が巻装されたボビン B を上記 E E 型コア (C R 1, C R 2) に取り付けることで、一次側巻線及び二次側巻線とがそれぞれ異なる巻装領域により、E E 型コアの中央磁脚に巻装される状態となる。

【0046】

さらに、E E 型コアの中央磁脚に対しては、図のようにしてギャップ G が形成される。このギャップ G の長さは、一次側と二次側との結合係数を決定するにあたっての一要素となる。なお、ギャップ G は、E 型コア C R 1, 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することができる。

【0047】

その上で、この場合の絶縁コンバータトランス P I T においては、E E 型コアの 2 本の外磁脚の中央部分、つまり、一次巻線 N1 の巻装位置と二次巻線 N2 の巻装位置との境にあたる部位の各々に対応して、フェライトシートコア F S C 1、F S C 2 を挟むようにして設けている。これらフェライトシートコア F S C 1、F S C 2 は、それぞれ所定の厚さ L_{n2} を有する。

また、この場合のフェライトシートコア F S C 1、F S C 2 は、その名前からも分かるように、E 型コア C R 1, C R 2 と同じフェライトから成るもので、外磁脚に挟まれた状態で設けられる。そのうえで、さらに、フェライトシートコア F S C 1、F S C 2 は、外磁脚の内側端面部から E E 型コアの内磁脚側に対して、所定の長さ L_{n3} により突出部位 (磁路発生部位) があるようにして設けられる。これにより、ボビン B における一次巻線 N1 と二次巻線 N2 の巻装部の間の部位に対しては、フェライトシートコア F S C 1、F S C 2 の端部側が所定長分だけ嵌入されるような状態となる。

【0048】

ここで、例えば先の図 1 4 に示した絶縁コンバータトランス P I T のようにして、フェライトシートコア F S C 1、F S C 2 を挿入しない単純な E E 型コア構造の場合には、図 3 (a) の磁束 $\phi 1$ 、 $\phi 2$ に示すようにして磁路が形成されることになる。なお、図 3 においては、図示をわかりやすくするためにボビン B は省略している。

この図から分かるように、磁束 $\phi 1$ 、 $\phi 2$ の磁路は、一次巻線 N1 側と二次巻線 N2 側とをまたぐようにして外磁脚を通る。このために、図 1 4 に示した絶縁コンバータトランス P I T において、一次巻線 N1 と二次巻線 N2 との結合度は相応に高いものであり、図 1 3 の回路にて設定していた結合係数 $k = 0.80$ 程度は、ギャップ長 1.0mm 程度のギャップ G を内磁脚に形成することで得ていたものである。

【0049】

これに対して、図 2 に示したようにしてフェライトシートコア F S C 1, F S C 2 を設けた場合、E 型コア C R 1, C R 2 が、フェライトシートコア F S C 1, F S C 2 と同材質のフェライトであることによれば、実質的には、図 3 (b) に示すようにして、E E 型コアの形状としては外磁脚の中央部が内磁脚の中央部側に突出した形状を有しているものとみることができる。そして、このような E E 型コアの形状は、図 3 (a) の E E 型コア形状に対して、突出部分 (磁路発生部位) の長さ L_{n3} の分だけ、外磁脚の中央部分と内磁

10

20

30

40

50

脚の中央部分との空間距離が短くなっていることになる。

これらの部位が近づいた分、図3(b)に示す絶縁コンバータトランスPITでは、図3(b)において破線で示す $\phi 11$ 、 $\phi 12$ により示される磁束が生じることになる。この磁束 $\phi 11$ 、 $\phi 12$ の成分は、上記フェライトシートコアFSC1、FSC2の突出部分の厚さ L_{n2} が厚くなって、これらフェライトシートコアFSC1、FSC2の突出部分を通る磁束の量が増大するほど増加し、一方の磁束 $\phi 1$ 、 $\phi 2$ の成分量は減少していく。

【0050】

ここで、磁束 $\phi 11$ 、 $\phi 12$ の磁路は、一次巻線N1側と二次巻線N2側との個々にそれぞれ対応して形成されるものとなる。従って、上記した磁束 $\phi 1$ 、 $\phi 2$ の成分量が減少するのに対し、磁束 $\phi 11$ 、 $\phi 12$ が増加する傾向になるということは、一次巻線N1と二次巻線N2との結合度が低下することになる。

10

つまりは、このフェライトシートコア(FSC)によっても結合係数を変化させることができるもので、上記のようにその厚さ L_{n2} に応じて結合係数を低く設定することが可能となる。

【0051】

このようにして、フェライトシートコアFSC1、FSC2を設けたことによって結合係数が低下するということは、本例の構成によれば、ギャップGの拡大を伴わずに結合係数としてより低い値を設定することができる。

本実施の形態の場合、具体的にはギャップGの長さを従来と同様の1.0mm程度に設定した上で、フェライトシートコアFSC1、FSC2の上記した厚さ L_{n2} を1.5mmに設定したことで、絶縁コンバータトランスPITにおける総合的な結合係数(以下、総合結合係数 k_t とする)として、 $k_t = 0.6$ 程度を得るようにされる。

20

【0052】

なお、上記説明からも理解されるように、総合結合係数 k_t の設定は、EE型コアの基本形状に対して、上記フェライトシートコア(FSC1、FSC2)と同様の磁路発生部位が形成されることでこれを行うことができるものであるが、これによれば、例えばフェライトシートコアを使用せずとも図3(b)に示すままの実際のコア形状が得られるようにE型コアを成型して、これを組み合わせることによってもフェライトシートコアを使用する場合と同様の総合結合係数 k_t の設定を可能とすることができる。

ただし、本実施の形態では、現状においては上記したようなE型コアを成型するよりも製造工程としてはより簡易となることを考慮して、フェライトシートコア(FSC1、FSC2)を外磁脚に挟み込む形態としているものである。

30

【0053】

また、本実施の形態の場合、絶縁コンバータトランスPITとしては、次の図4(a)に示す構造とすることもできる。

図4(a)において、この場合の絶縁コンバータトランスPITとしても、その断面形状がE字型とされたフェライト材によるE型コアCR3とE型コアCR4とについて、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。

但しこの場合は、一次側巻線(N1)と二次側巻線(N2)とをそれぞれ独立して巻装する2つのボビンB5について、各々を上記EE型コア(CR3・CR4)に形成される2本の外磁脚の一方ずつに取り付けることで、図のように一次側巻線が一方の外磁脚に、二次側巻線が他方の外磁脚に巻装される状態が得られるようにされている。

40

そして、この場合も上記EE型コアの中央磁脚(内磁脚)に対しては、ギャップGが形成される。この場合もギャップGは、E型コアCR3、CR4の中央磁脚を2本の外磁脚よりも短くすることで形成することができる。

【0054】

この図4(a)に示す構造とされた絶縁コンバータトランスPITにおいては、図4(b)に示されるような磁路が形成される。なお、この図4(b)においても説明の便宜上ボビンB5については省略している。

先ず、上記のようにして一次側巻線と二次側巻線とがそれぞれ別々の外磁脚に対して巻

50

装されていることで、この場合の磁路としては、図示するように E 型コア C R 3 側と E 型コア C R 4 側とでそれぞれ 2 つの外磁脚を跨ぐようにして形成される磁束 $\phi 3$ による磁路と、それぞれの外磁脚側から内磁脚側へ通る磁束 $\phi 1 3$ と磁束 $\phi 1 4$ とによる磁路とが形成される。

図示されるように、上記磁束 $\phi 3$ による磁路としては、一次巻線 N 1 側と二次巻線 N 2 側とを跨ぐようにして形成されることがわかる。

一方の磁束 $\phi 1 3$ 、 $\phi 1 4$ による磁路は、一次巻線 N 1 側と二次巻線 N 2 側との個々にそれぞれ対応して形成されるものとなる。

【0055】

このように、一次巻線 N 1 側と二次巻線 N 2 側との個々にそれぞれ対応して形成される磁束 $\phi 1 3$ 、 $\phi 1 4$ による磁路は、上記もしているように共に内磁脚を通るようにされている。従って、この場合も E E 型コアの内磁脚に形成されるギャップ G の長さが、一次側と二次側の結合度を設定する 1 要素となっていることが理解できる。

但し、この場合の構造によると、一次側と二次側の結合度は、上記ギャップ G の長さを長くすることによって磁束 $\phi 1 3$ 、 $\phi 1 4$ が減少して高められるものとなる。逆にギャップ G の長さを短くすることによって磁束 $\phi 1 3$ 、 $\phi 1 4$ が増加して低くなるようにされる。つまりは、この図 4 に示す構造とされた場合、結合係数を低下させるにあたっては、ギャップ G の長さをより短くするようにされるものであり、これによって、この場合としてもギャップ G の拡大を伴わずに結合係数の値を低下させることができるものである。

【0056】

このようにして本実施の形態の絶縁コンバータトランス P I T の構造によれば、ギャップ G を拡大することなく一次側と二次側の結合係数を低下させることができる。

例えば、ギャップ G の拡大によって結合係数の低下を図る場合、絶縁コンバータトランス P I T における渦電流損失が増大するものとなるが、このように本例の場合は結合係数の低下にあたってギャップ G の拡大が伴わないことで、この渦電流損失を抑制して効率低下を有効に抑制することができる。

【0057】

なお、以下では絶縁コンバータトランス P I T としては図 2 に示した構成が採られるものとして、一次側と二次側の結合係数については総合結合係数 k_t により示すものとする。確認のために述べておくと、図 2、図 4 何れの構成が採られる場合にも、同じ結合係数の値の設定にあたってギャップ G の長さが同等とされるように構成されていることで、上記渦電流損失の抑制効果は同等に得ることができる。

【0058】

説明を図 1 に戻す。

絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N 1 の一端は、前述もしたように、スイッチング素子 Q 1 のドレインと接続されている。これにより、スイッチング素子 Q 1 のスイッチング出力が一次巻線 N 1 に伝達され、一次巻線 N 1 には交番電圧が生じる。

【0059】

絶縁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、二次側並列共振コンデンサ C 2 を並列に接続している。これにより、二次巻線 N 2 のリーケージインダクタンス L 2 と二次側並列共振コンデンサ C 2 のキャパシタンスとによって二次側並列共振回路を形成する。この二次側並列共振回路は、後述する二次側整流回路の整流動作に応じて共振動作を行う。つまり、一次側とともに、二次側においても電圧共振動作が得られる。

【0060】

この場合の二次側整流回路は、上記のようにして二次側並列共振コンデンサ C 2 が並列接続された二次巻線 N 2 に対して、1 本の整流ダイオード D o1 と、1 本の平滑コンデンサ C o を接続することで半波整流回路として形成される。この半波整流回路の接続態様としては、まず、二次巻線 N 2 の巻き終わり端部側に対して、整流ダイオード D o1 のアノード

10

20

30

40

50

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 N_2 の巻始め端部と、平滑コンデンサ C_o の負極端子は、二次側アースに対して接続する。なお、整流ダイオード D_{o1} は、スイッチング周波数に応じた比較的高周波でのオン／オフ動作を行うことから、高速型（高速リカバリ型）が選定される。

【0061】

このようにして形成される半波整流回路では、二次巻線電圧 V_2 について、二次巻線 N_2 の巻き終わり端部側が正極性となる半波の期間において整流ダイオード D_{o1} が導通して整流電流を流し、平滑コンデンサ C_o に充電する動作が得られる。これにより、平滑コンデンサ C_o の両端電圧として、二次巻線 N_2 の誘起電圧の等倍に対応するレベルの二次側直流出力電圧 E_o が得られる。

10

この二次側直流出力電圧 E_o 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。

【0062】

制御回路 1 は、入力された二次側直流出力電圧 E_o のレベル変化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。このスイッチング周波数の可変として、本実施の形態では、先の図 2 において説明したように一次側と二次側の結合度を従来よりも低下させているため、後述もするようにスイッチング素子 Q_1 のオフ期間 T_{OFF} は完全に一定とはならないが、主としてはオン期間 T_{ON} を可変制御する動作となる。そして、このような動作が二次側直流出力電圧に対する

20

【0063】

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、絶縁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、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 のレベル変動がキャンセルされるようにして、二次側直流出力電圧 E_o のレベルを制御す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。

【0064】

ここで、上記図 1 に示した回路形態の電源回路の実際として、要部については、下記のように設定を行って構成している。

30

まず、絶縁コンバータトランス PIT については、コアについて EER-35 を選定して、ギャップ G については 1.0mm のギャップ長を設定した。一次巻線 N_1 及び二次巻線 N_2 の各巻数（ターン数） T については、 $N_1=63T$ 、 $N_2=25T$ を選定した。この場合、一次巻線 N_1 のリーケージインダクタンス $L_1=403\mu\text{H}$ 、二次巻線 N_2 のリーケージインダクタンス $L_2=6\mu\text{H}$ である。絶縁コンバータトランス PIT の総合結合係数 k_t は、先にも述べたように $k_t=0.57$ が設定される。

また、一次側並列共振コンデンサ C_r のキャパシタンスについては $C_r=4300\text{pF}$ を選定した。この一次側並列共振コンデンサ C_r についてのキャパシタンス設定と、上記絶縁コンバータトランス PIT の構造により得られる一次巻線 N_1 のリーケージインダクタンス L_1 とにより、一次側並列共振回路の共振周波数 $f_{o1}=166.0\text{kHz}$ が設定される。また、二次側並列共振コンデンサ C_2 のキャパシタンスについては $C_2=0.047\mu\text{F}$ を選定しており、このキャパシタンス設定と、絶縁コンバータトランス PIT の構造により得られる二次巻線 N_2 のリーケージインダクタンス L_2 とにより、二次側並列共振周波数 $f_{o2}=110.5\text{kHz}$ が設定される。相対的には、 $f_{o1}=1.5\times f_{o2}$ の関係が得られているといえる。

40

対応負荷電力は、最大負荷電力 $P_{o\max}=200\text{W}$ 、最小負荷電力 $P_{o\min}=0\text{W}$ （無負荷）とし、二次側直流出力電圧 E_o の定格レベルは 135V としている。

【0065】

図 5 の波形図は、上記構成による図 1 の電源回路における要部の動作を、スイッチング素子 Q_1 のスイッチング周期により示しており、図 5（a）には、最大負荷電力 $P_{o\max}=2$

50

00Wの条件において、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 時でのスイッチング電圧 V_1 、スイッチング電流 I_{Q1} 、一次巻線電流 I_1 、交番電圧 V_2 、二次巻線電流 I_2 、二次側整流電流 I_{D1} が示される。また図5(b)には、同じく最大負荷電力 $P_{o\max}=200W$ の条件下、交流入力電圧 $V_{AC}=230V$ 時での上記各波形が示されている。

【0066】

図5において、スイッチング電圧 V_1 は、スイッチング素子 Q_1 のドレイン－ソース間の電圧であり、スイッチング電流 I_{Q1} は、ドレイン側からスイッチング素子 Q_1 (及びボディダイオード DD)に流れる電流となる。スイッチング電圧 V_1 及びスイッチング電流 I_{Q1} によっては、スイッチング素子 Q_1 のオン／オフタイミングが示される。1スイッチング周期は、スイッチング素子 Q_1 がオンとなるべき期間 T_{ON} と、オフとなるべき期間 T_{OFF} とに分けられ、スイッチング電圧 V_1 は、期間 T_{ON} においては0レベルで、期間 T_{OFF} において共振パルスが得られる波形となる。このスイッチング電圧 V_1 の共振パルスは、一次側スイッチングコンバータの動作が電圧共振形であることにより、正弦波状の共振波形として得られる。

なお、この場合、図5(a)に示す交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 時では、スイッチング電圧 V_1 のピークレベル(V_1-p)は $660V_p$ となっている。一方、図5(b)に示す交流入力電圧 $V_{AC}=230V$ 時では $V_1-p=780V_p$ となる。

【0067】

スイッチング電流 I_{Q1} は、期間 T_{OFF} においては0レベルであり、この期間 T_{OFF} が終了して期間 T_{ON} が開始されてターンオンタイミングに至ると、先ず、ボディダイオード DD を流れることで負極性の波形となり、続いてドレインからソースに流れることで正極性に反転する波形となる。このようなスイッチング電流 I_{Q1} の波形は、適正にZVSが行われていることを示している。

なお、図5(a)における交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 時、スイッチング電流 I_{Q1} のピークレベルは $3.8A_p$ となり、図5(b)に示す交流入力電圧 $V_{AC}=230V$ 時では $I_{Q1}=4.0A_p$ となる。

【0068】

一次巻線電流 I_1 は、一次巻線 N_1 に流れる電流であり、スイッチング電流 I_{Q1} に流れる電流成分と一次側並列共振コンデンサ C_r に流れる電流とを合成したものとなる。一次巻線電流 I_1 における期間 T_{OFF} の波形は、一次側並列共振コンデンサ C_r に流れる電流波形に対応している。

【0069】

二次巻線 N_2 に交番電圧が誘起されることで、二次巻線電圧 V_2 が正極性で一定以上のレベルとなる半周期の期間ごとに、整流ダイオード D_{o1} が導通して、この導通期間内に整流電流 I_{D1} を流す。これに対応して、二次巻線電圧 V_2 としては、二次巻線 N_2 の誘起電圧レベルが整流ダイオード D_{o1} に対して二次側直流出力電圧 E_o 以上のレベルの電圧となって整流ダイオード D_{o1} を導通させている期間に対応しては、二次側直流出力電圧 E_o によりクランプされ、整流ダイオード D_{o1} が非導通となる期間は、二次側直流出力電圧 E_o 以下のレベルのエンベロープによる正弦波状となる。二次巻線電流 I_2 は、整流電流 I_{D1} と、二次側並列共振コンデンサ C_2 に流れる電流とが合成された波形として得られる。

図示するように、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 時での二次側整流電流 I_{D1} のピークレベルは $3.8A_p$ 、交流入力電圧 $V_{AC}=230V$ 時での二次側整流電流 I_{D1} のピークレベルは $4.2A_p$ となっている。

【0070】

図6は、図1に示した電源回路についての実験結果として、負荷変動に対するAC→DC電力変換効率($\eta_{AC\rightarrow DC}$)、スイッチング周波数 f_s 、期間 T_{ON} と期間 T_{OFF} の時間長、及びスイッチング電圧 V_1 のピークレベル V_1-p の変化特性を示している。

なお、後述もするように図1にて説明した本実施の形態の電源回路の構成によれば、AC100V系とAC200V系との双方の入力に対応して動作可能なワイドレンジ対応の構成が実現される。これに応じ図6では、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 時の各特性を実線

10

20

30

40

50

により示し、交流入力電圧 $V_{AC} = 230\text{V}$ 時での各特性を破線によりそれぞれ示している。

【0071】

図6において、先ずAC→DC電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) については、およそ重負荷の傾向となるのに従っては増加し、また交流入力電圧 V_{AC} が高くなるのに応じては減少する傾向となっている。具体的に、この場合のAC→DC電力変換効率は、交流入力電圧 $V_{AC} = 230\text{V}$ 時では、図示するように重負荷の傾向となるのに従っては増加する特性となる。但し、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{V}$ 時では、負荷電力 $P_o = 100\text{W}$ 付近までの負荷電力 P_o の上昇に伴って $\eta_{AC \rightarrow DC}$ は同様に増加する傾向となるが、それ以上の負荷電力 P_o の上昇に応じては微少に減少傾向となる特性が得られている。換言すれば、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{V}$ 時では、最大負荷電力 $P_{o\max} = 200\text{W}$ から負荷電力 $P_o = 100\text{W}$ 付近までの負荷電力の低下に対し、AC→DC電力変換効率が増加する傾向となっているものである。

【0072】

また、スイッチング周波数 f_s は、軽負荷の傾向となるのに応じて高くなっていく傾向で変化している。また、交流入力電圧 V_{AC} の 100V 時と 230V 時との比較では、 $V_{AC} = 230\text{V}$ 時の方がその値が高くなっていることがわかる。

これらのことは、この場合の定電圧制御動作が、軽負荷傾向及び交流入力電圧の上昇傾向に応じて二次側直流出力電圧 E_o が上昇するのに応じてスイッチング周波数 f_s を高くする制御であることを示している。

【0073】

また、図6において、期間 T_{ON} の時間長は、軽負荷傾向となるに従って減少する。そしてこの場合、期間 T_{OFF} は、このような軽負荷傾向となるのに対しては若干ではあるが同様に減少傾向になる特性となる。

また、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{V}$ 時と $V_{AC} = 230\text{V}$ 時とを比較して、期間 T_{ON} は交流入力電圧 $V_{AC} = 230\text{V}$ 時の方が時間長が短く、また逆に期間 T_{OFF} は交流入力電圧 $V_{AC} = 230\text{V}$ の方が時間長がわずかながら長くなる。

このことによると、図1の回路では、二次側直流出力電圧 E_o の安定化にあたり、期間 T_{OFF} の時間長は負荷変動・交流入力電圧変動に対して若干変化するものとなるが、この場合も基本的には、主として期間 T_{ON} の時間長が可変されるスイッチング周波数制御の動作となっていることが理解できる。

【0074】

また、図6において、スイッチング電圧 V_1 のピークレベル V_{1-p} は、交流入力電圧 V_{AC} が 100V 時と 230V 時とで共に、重負荷の傾向となるに従って上昇する傾向となる。また、同じ負荷電力の条件においては、交流入力電圧 $V_{AC} = 230\text{V}$ 時の方がその値が高くなっていることがわかる。

【0075】

ここで、図6に示す各特性において、先ずスイッチング周波数 f_s の具体値としては、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{V}$ 時では、最大負荷電力 $P_{o\max} = 200\text{W}$ ～最小負荷電力 $P_{o\min} = 0\text{W}$ の範囲に対応して、 $f_s = 100\text{kHz} \sim 135\text{kHz}$ で、 $\Delta f_s = 35.0\text{kHz}$ となり、このスイッチング周波数の変化に対応する期間 T_{ON}/T_{OFF} は、 $T_{ON} = 6.6\mu\text{s} \sim 4.7\mu\text{s}$ 、 $T_{OFF} = 3.4\mu\text{s} \sim 2.9\mu\text{s}$ となる。

また、交流入力電圧 $V_{AC} = 230\text{V}$ 時では、最大負荷電力 $P_{o\max} = 200\text{W}$ ～最小負荷電力 $P_{o\min} = 0\text{W}$ の範囲に対応して、 $f_s = 138\text{kHz} \sim 159\text{kHz}$ で、 $\Delta f_s = 21\text{kHz}$ となり、このスイッチング周波数の変化に対応する期間 T_{ON}/T_{OFF} は、 $T_{ON} = 3.8\mu\text{s} \sim 3.3\mu\text{s}$ 、 $T_{OFF} = 3.5\mu\text{s} \sim 3.0\mu\text{s}$ となる。

【0076】

また、AC→DC電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) については、最大負荷電力 $P_{o\max} = 200\text{W}$ 時のAC→DC電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) として、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{V}$ 時では $\eta_{AC \rightarrow DC} = 91.9\%$ 、交流入力電圧 $V_{AC} = 230\text{V}$ 時では $\eta_{AC \rightarrow DC} = 90.8\%$ との測定結果が得られた。

また、この場合、特に交流入力電圧 $V_{AC} = 100V$ 時での特性としては、上述のように最大負荷電力時から負荷電力 $P_o = 100W$ 付近までの負荷電力の低下に伴って増加する傾向とされたことで、 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 90\%$ 以上となる範囲が負荷電力 $P_o = 200W \sim 300W$ 付近までとなる結果が得られた。

【0077】

また、スイッチング電圧 V_1 のピークレベル V_{1-p} については、先の図5においても述べたように、最大負荷電力 $P_{o\max} = 200W$ の条件下、交流入力電圧 $V_{AC} = 100V$ 時では $V_{1-p} = 660V_p$ 、交流入力電圧 $V_{AC} = 230V$ 時では $V_{1-p} = 780V_p$ であった。

【0078】

ここで、上記のような図1の電源回路の特性において、まず、スイッチング周波数 f_s についての特性を、先の図13に示した従来の電源回路と比較してみる。

図13の電源回路では、交流入力電圧 $V_{AC} = 100V$ の入力で、最大負荷電力 $P_{o\max} = 200W \sim$ 最小負荷電力 $P_{o\min} = 0W$ の変動に対して、 $f_s = 117.6kHz \sim 208.3kHz$ で、 $\Delta f_s = 96.7kHz$ とされていた。

これに対して、図1の電源回路では、交流入力電圧 $V_{AC} = 100V$ の入力で、最大負荷電力 $P_{o\max} = 200W \sim$ 最小負荷電力 $P_{o\min} = 0W$ の変動に対して、 $f_s = 100kHz \sim 135kHz$ で、 $\Delta f_s = 35.0kHz$ となっており、図13の電源回路の特性と比較して大幅に必要制御範囲が短縮されていることが分かる。さらに図1の電源回路では、交流入力電圧 $V_{AC} = 230V$ の入力で、最大負荷電力 $P_{o\max} = 200W \sim$ 最小負荷電力 $P_{o\min} = 0W$ の変動に対して、 $f_s = 138kHz \sim 159kHz$ で、 $\Delta f_s = 21kHz$ となっており、この条件においても、必要制御範囲は、図13の電源回路の特性と比較して大幅な短縮が図られている。

【0079】

このような図1の電源回路のスイッチング周波数 f_s の特性は、最大負荷電力 $P_{o\max} = 200W \sim$ 最小負荷電力 $P_{o\min} = 0W$ の対応負荷電力の条件で、 $AC100V$ 系 $\sim AC200V$ 系の範囲（例えば $V_{AC} = 85V \sim 264V$ ）の商用交流電源入力に対応して安定化が可能な、いわゆるワイドレンジ対応が実現化されていることを示している。以下、この点について説明する。

【0080】

まず、図1に示す電源回路は、二次側並列共振回路を備える電圧共振形コンバータとしての基本構成を採っている。つまり、図1に示す電源回路は、絶縁コンバータトランス P I T の電磁誘導を介して一次側と二次側にそれぞれ並列共振回路を備えている、といえる。このような構成を、一次側並列共振回路と二次側共振回路との関係によりみれば、スイッチング周波数 f_s に対応する周波数信号が入力される、電磁結合による結合形共振回路を形成しているものとして等価的にみることができる。

このようにして電磁結合形共振回路を含むとされる、図1の電源回路の二次側直流出力電圧 E_o についての定電圧制御特性は、絶縁コンバータトランス P I T の結合度（結合係数 k ）に応じて異なるものとなる。この点について図7を参照して説明する。

【0081】

図7は、上記した電磁結合形共振回路についての、入力（スイッチング周波数信号）に対する出力特性を示している。つまり、二次側直流出力電圧 E_o についての制御特性をスイッチング周波数 f_s との関係により示している。この図では、スイッチング周波数を横軸にとり、二次側直流出力電圧 E_o のレベルを縦軸にとっている。

図1にて説明したように、本実施の形態としては、一次側直列共振回路の共振周波数 f_{o1} は、二次側並列共振回路の共振周波数 f_{o2} の約1.5倍程度となるように設定されているので、共振周波数 f_{o1} と共振周波数 f_{o2} とでは、共振周波数 f_{o1} のほうが高い周波数となる。

図7において、スイッチング周波数 f_s を示す横軸に対しては、共振周波数 f_{o1} 、 f_{o2} を対応させて示しているが、この場合は上記の共振周波数 f_{o1} 、 f_{o2} の関係に対応させて、共振周波数 f_{o1} のほうが共振周波数 f_{o2} よりも高くなるものとして示して

10

20

30

40

50

いる。

【0082】

ここで、絶縁コンバータトランス P I T の結合度について、総合結合係数 $k_t = 1$ となる密結合とされる状態を設定したとする。すると、この場合の一次巻線 N1 のリーケージインダクタンス L_1 、及び二次巻線 N2 のリーケージインダクタンス L_2 は、それぞれ、0 であることになる。

【0083】

このようにして、絶縁コンバータトランス P I T の一次側と二次側とが密結合とされる状態での定電圧制御特性としては、図 7 の特性曲線 1 として示すように、一次側直列共振回路の共振周波数 f_{o1} と二次側並列共振回路の共振周波数 f_{o2} とは異なる周波数 f_1 、 f_2 において二次側直流出力電圧 E_o がピークとなる、いわゆる双峰特性となる。 10

ここで、周波数 f_1 は、

【数 1】

$$f_1 = f_o / \sqrt{1 + k_t}$$

で表され、

周波数 f_2 は、

【数 2】

$$f_2 = f_o / \sqrt{1 - k_t}$$

で表される。

また、上記（数 1）（数 2）における項の 1 つである f_o は、一次側直列共振回路の共振周波数 f_{o1} と、二次側並列共振回路の共振周波数 f_{o2} との中間に存在する中間共振周波数であり、1 次側のインピーダンスと 2 次側のインピーダンスと、一次側と二次側とで共通となるインピーダンス（相互結合インダクタンス M ）により決定される周波数である。 30

なお、相互結合インダクタンス M については、

【数 3】

$$M = k_t \sqrt{L_1 \times L_2}$$

により表される。

【0084】

また、上記した総合結合係数 k_t について、 $k_t = 1$ の状態から徐々に小さくしていったとする、つまり、密結合の状態から徐々に疎結合の度合いを高くしていったとすると、図 7 に示される特性曲線 1 は、双峰の傾向が徐々に希薄となって、中間共振周波数 f_o 近傍で平坦化していくような変化を示す。そして、ある結合係数 k_t にまで低下した段階で、いわゆる臨界結合の状態となる。この臨界結合の状態では、特性曲線 2 として示すようにして、双峰特性としての傾向ではなくなっており、中間共振周波数 f_o を中心として曲線形状が平坦となる特性となる。 40

【0085】

そして、さらに、上記臨界結合の状態から結合係数 k_t を小さくしていった、疎結合の状態を強めていったとすると、図 7 の特性曲線 3 として示すように、中間周波数 f_o においてのみピークとなる単峰特性が得られる。また、この特性曲線 3 と、特性曲線 1、2 と 50

を比較してみると、特性曲線 3 は、ピークレベルそのものは特性曲線 1, 2 より低下するものの、その二次関数的な曲線形状として、より急峻な傾斜を有していることが分かる。

本実施の形態の絶縁コンバータトランス P I T は、結合係数 $k_t = 0.6$ 以下とされる疎結合の状態が設定されている。この結合係数 k_t の設定では、上記特性曲線 3 として示される単峰特性による動作となる。

【0086】

上記図 7 に示す単峰特性と、先に図 17 に示した従来の電源回路（図 13）の定電圧制御特性とを実際に比較してみると、図 17 に示した特性は図 7 の特性に対して、二次関数的には相当に緩やかな傾斜となる。

【0087】

上記のようにして図 17 に示す特性が曲線的に緩やかであることから、二次側直流出力電圧 E_o について定電圧制御を行うためのスイッチング周波数の必要制御範囲は、例えば交流入力電圧 $V_{AC} = 100V$ の入力による単レンジ対応の条件下であっても、 $f_s = 117.6kHz \sim 208.3kHz$ で、 $\Delta f_s = 96.7kHz$ となる。このため、スイッチング周波数制御による定電圧制御のみによって、ワイドレンジ対応とすることが非常に困難であることは、先に説明したとおりである。

【0088】

これに対して、本実施の形態の定電圧制御特性としては、上記図 7 の特性曲線 3 により示される単峰特性であることで、定電圧制御動作としては、例えば図 8 に示すものとなる。

図 8 においては、図 1 に示す本実施の形態の電源回路についての、交流入力電圧 $V_{AC} = 100V$ 時（AC100V系）における最大負荷電力 $P_{o\max}$ 時、最小負荷電力 $P_{o\min}$ 時の各特性曲線 A, B と、交流入力電圧 $V_{AC} = 230V$ 時（AC200V系）における最大負荷電力 $P_{o\max}$ 時、最小負荷電力 $P_{o\min}$ 時の各特性曲線 C, D との、4 つの特性曲線が示されている。

【0089】

この図 8 から分かるように、まず、AC100V系の入力に対応する交流入力電圧 $V_{AC} = 100V$ 時において、二次側直流出力電圧 E_o を所要の定格レベル t_g で定電圧化するために必要となるスイッチング周波数の可変制御範囲（必要制御範囲）は、 Δf_{s1} で示されることになる。つまり、特性曲線 A においてレベル t_g となるスイッチング周波数 f_s から、特性曲線 B においてレベル t_g となるスイッチング周波数 f_s までの周波数範囲となる。

また、AC200V系の入力に対応する交流入力電圧 $V_{AC} = 230V$ 時において、二次側直流出力電圧 E_o を所要の定格レベル t_g で定電圧化するために必要となるスイッチング周波数の可変制御範囲（必要制御範囲）は、 Δf_{s2} で示される。つまり、特性曲線 C においてレベル t_g となるスイッチング周波数 f_s から、特性曲線 D においてレベル t_g となるスイッチング周波数 f_s までの周波数範囲となる。

【0090】

前述したように、本実施の形態における二次側直流出力電圧 E_o の制御特性である単峰特性は、先に図 17 に示した制御特性と比較して、二次関数曲線的に相当に急峻である。

このために、上記した交流入力電圧 $V_{AC} = 100V$ 時、 $V_{AC} = 230V$ 時の各必要制御範囲となる Δf_{s1} 、 Δf_{s2} は、図 17 に示される Δf_s と比較して相当に縮小されたものとなる。

また、これにより、 Δf_{s1} における最低スイッチング周波数（特性曲線 A においてレベル t_g となるスイッチング周波数 f_s ）から、 Δf_{s2} における最高スイッチング周波数（特性曲線 A においてレベル t_g となるスイッチング周波数 f_s ）までの周波数可変範囲（ Δf_{sA} ）としても、相応に狭いものとなる。

確認のために、図 1 の電源回路において測定された Δf_{s1} 、 Δf_{s2} 、 Δf_{sA} の実際は、それぞれ、

$$\Delta f_{s1} = 35kHz (= 135kHz - 100kHz)$$

10

20

30

40

50

$\Delta f_{s2} = 21\text{kHz}$ ($= 159\text{kHz} - 138\text{kHz}$)
 $\Delta f_{sA} = 59\text{kHz}$ ($= 159\text{kHz} - 100\text{kHz}$)
となる。

【0091】

そして、上記周波数可変範囲 Δf_{sA} としては、現状におけるスイッチング駆動用 IC (発振・ドライブ回路 2) が対応するスイッチング周波数の可変範囲内に十分に収まるものとなっている。つまり、図 1 に示す電源回路では、スイッチング周波数について、現実

に、周波数可変範囲 Δf_{sA} で可変制御することが可能とされている。
このようにして、図 1 に示す本実施の形態の電源回路は、AC100V系とAC200V系の何れの商用交流電源入力にも対応して、適正にメイン直流電源である二次側直流出力電圧 E_o を安定化可能とされている。つまり、スイッチング周波数制御のみによって、

10

【0092】

ちなみに、電磁結合による結合形共振回路は、例えば中間周波トランス増幅器などのようにして、通信技術において、トランジスタによる増幅回路の増幅帯域幅を拡大するための手法として既に知られてはいる。しかしながら、このような分野では、密結合での双峰特性、或いは臨界結合での平坦特性を用いているものであり、疎結合での単峰特性は用いられてはいない。本実施の形態では、このような電磁結合による結合形共振回路の技術において、通信技術の分野では採用されていなかった疎結合での単峰特性を、共振形スイッチングコンバータの分野において積極的に用いている、ということがいえる。これにより

20

【0093】

一般的に、絶縁コンバータトランス P I T の一次側と二次側との間の疎結合の度合いを高くしていくのに応じては、絶縁コンバータトランス P I T における電力損失 (渦電流損) が増加する傾向となり、電力変換効率もその分低下していくことになる。しかしながら、本実施の形態としては、後述するようにして、実用上十分な電力変換効率の特性を得ている。これは、二次側に対しても共振回路 (二次側並列共振回路) を形成していることによる。

30

すなわち、二次側並列共振回路を備えることで、その共振動作により得られるエネルギーの増加分を含めて二次側直流出力電圧 E_o としての電力を供給可能となるものであり、疎結合とされたことによる電力変換効率の低下を補償しているものである。

【0094】

また、上記のようにして、AC100V系とAC200V系の各商用交流電源入力の条件の下で、定電圧制御のためのスイッチング周波数 f_s の必要制御範囲 (Δf_s) が縮小されることによって、定電圧制御の応答性、制御感度も大幅に改善されることになる。

電子機器においては、負荷電力 P_o について、いわゆるスイッチング負荷といわれる、最大と無負荷とで比較的高速にスイッチングする (切り替わる) ようにして変動させるような動作を行うものがある。このようなスイッチング負荷としての動作を行う機器として

40

、例えば、パーソナルコンピュータの周辺機器であるプリンタを挙げることができる。
このようなスイッチング負荷としての動作が行われる機器に対して、例えば図 13 に示したような必要制御範囲 Δf_s が比較的広範な電源回路を搭載した場合には、前述もしたように、急峻な負荷電力の変化に追従して相応に多くの変化量によるスイッチング周波数 f_s の可変制御を行うことになる。このために、高速な定電圧制御の応答性を得ることが困難とされていた。

これに対して、本実施の形態では、特に単レンジごとの領域で必要制御範囲 Δf_s が大幅に縮小されていることから、負荷電力 P_o の最大と無負荷とでの急峻な変動に対して、高速に応答して二次側直流電圧 E_o を安定化することが可能である。つまり、スイッチング負荷に対する定電圧制御の応答性能としては大幅に向上している。

50

【0095】

ところで、本実施の形態においては、上記のようにして総合結合係数 k_t について、従来よりもさらに低い値に設定するものとしているが、このことによって、スイッチング電圧 V_1 のピークレベルの上昇が抑えられるという実験結果が得られた。この点について以下説明する。

まず、スイッチング電圧 V_1 のピークレベル V_{1-p} は、

$$V_{1-p} = E_i \{ (1 + \pi/2) \times (T_{ON}/T_{OFF}) \}$$

により表される。

この式より、ピークレベル V_{1-p} は、整流平滑電圧（直流入力電圧） E_i の上昇（すなわちこの場合は交流入力電圧 V_{AC} の上昇）に応じて上昇することが理解できる。また、これと共に「 T_{ON}/T_{OFF} 」の値の上昇、すなわち1スイッチング周期内の期間 T_{ON} の占める割合の増加に伴っても上昇することが理解できる。 10

【0096】

先の図6の特性図より、「 T_{ON}/T_{OFF} 」の値は、重負荷の条件となるに従って高くなり、最大負荷電力 $P_{o\max} = 200W$ 時で最大となることがわかる。また、上記もしているようにピークレベル V_{1-p} の値は交流入力電圧 V_{AC} の上昇に伴って上昇するので、これらのことよりピークレベル V_{1-p} の値は、交流入力電圧 V_{AC} 及び負荷電力 P_o が最大となるとときに最大値となることが理解できる。

【0097】

ここで、上記のようにしてピークレベル V_{1-p} が負荷電力に応じて上昇する特性に着目すれば、図6に示した負荷変動に対する期間 T_{ON} と期間 T_{OFF} の特性として、期間 T_{OFF} に対する期間 T_{ON} の時間長がより少なくなれば、上記した「 T_{ON}/T_{OFF} 」の値が小さくなるようにされ、この結果ピークレベル V_{1-p} の上昇を抑制することができる。 20

特に、ピークレベル V_{1-p} は最大交流入力電圧時に最大値となるので、ピークレベル V_{1-p} の最大値側の抑制を図るにあたっては、図6中に破線により示すような最大交流入力電圧側での期間 T_{ON} と期間 T_{OFF} の特性として、期間 T_{ON} の割合がより小さくなる特性が得られればよい。

【0098】

実験の結果、図1の構成において絶縁コンバータトランス PIT の総合結合係数 k_t の値を従来よりも低下させていくと、このような負荷変動に対する期間 T_{ON} と期間 T_{OFF} の特性として、特に最大交流入力電圧側（この場合はワイドレンジ対応の構成であるので $AC200V$ 系の入力時）で得られる特性において、期間 T_{OFF} と期間 T_{ON} との時比率の変化が大きくなり、その結果1スイッチング周期内の期間 T_{ON} の占める割合が小さくなっていくという結果が得られた。すなわち、このように総合結合係数 k_t の値をより低く設定していくことで、特に最大交流入力電圧側で上記のような「 T_{ON}/T_{OFF} 」の値をより小さくできるという結果が得られたものである。 30

このようにして、特に最大交流入力電圧側で「 T_{ON}/T_{OFF} 」の値がより小さくなる特性が得られることで、最大交流入力電圧の入力時での「 T_{ON}/T_{OFF} 」の値としてもより小さくなるようにされる。そして、このように最大交流入力電圧の入力時での「 T_{ON}/T_{OFF} 」の値がより小さくなることで、スイッチング電圧 V_1 のピークレベル V_{1-p} の最大値としてもこれに伴って低下することになる。 40

【0099】

このようにして結合係数 k_t の値を低下させたことに伴って、ピークレベル V_{1-p} の最大値の抑制が図られることになる。

スイッチング電圧 V_1 のピークレベル V_{1-p} の最大値の抑制が図られれば、その分スイッチング素子 Q_1 に印加される電圧レベルも低減されるので、これによってスイッチング素子 Q_1 としてはより低耐圧な部品を選定することができる。

より低耐圧な部品が選定できれば、素子サイズとしても小型となり、よって回路面積の削減を図ることができる。さらに、部品コストとしてもより低コストとなるのでこれに伴う回路製造コストの削減も図られる。

【0100】

ここで、本実施の形態としては、総合結合係数 k_t として $k_t=0.57$ を設定しているが、このような総合結合係数 k_t の設定によって、この場合はスイッチング電圧 V_1 のピークレベル V_{1-p} の最大値（最大交流入力電圧及び最大負荷電力時：この場合は $V_{AC}=264\text{V}$ ・ $P_o=200\text{W}$ 時）を 850V_p にまで抑制することができる。

このようなピークレベル V_{1-p} の最大値とされたことで、この場合のスイッチング素子 Q_1 としては 900V の耐压品を使用することができる。

【0101】

ところで、図1に示した電源回路における電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）の特性に関しては、図6の説明において、交流入力電圧 $V_{AC}=100\text{V}$ 時に負荷電力 $P_o=200\text{W} \sim 30\text{W}$ 付近までの広範囲で $\eta_{AC \rightarrow DC}=90\%$ 以上となると述べた。この特性と、図16に示した同じ交流入力電圧 $V_{AC}=100\text{V}$ 時での図13の回路の場合での特性を比較すると、図13の回路の場合では、 $\eta_{AC \rightarrow DC}=90\%$ 以上となる範囲は負荷電力 $P_o=200\text{W} \sim 75\text{W}$ までとされていた。

すなわち、これによれば、図1の電源回路では $\eta_{AC \rightarrow DC}=90\%$ 以上となる範囲が従来よりも拡大されたものとなっている。そして、このことは、その分従来よりも良好な電力変換効率特性が得られていることを意味している。

【0102】

このようにして良好な電力変換効率を得られていることの理由としては、上記しているように、二次側共振回路を備えることで電力変換効率の低下を補償したことも要因の1つであるが、本実施の形態においては、一次側並列共振回路と二次側並列共振回路の各共振周波数 f_{o1} 、 f_{o2} の設定が大きな要因となっている。上記したような本実施の形態の負荷条件に対する電力変換効率特性は、最終的には、共振周波数 f_{o1} 、 f_{o2} の調整により得られたものである。つまり、共振周波数 f_{o1} 、 f_{o2} について各種設定を行って実験を行い、前述した、 $f_{o1}=166.0\text{kHz}$ 、 $f_{o2}=110.5\text{kHz}$ を設定したことで、最終的に得られた特性である。この共振周波数 f_{o1} 、 f_{o2} について、従来との比較を行ってみると、図13に示す電源回路では、 $f_{o1}=175.0\text{kHz}$ 、 $f_{o2}=164.0\text{kHz}$ であり、その大小関係は $f_{o1} > f_{o2}$ と同様であるが、各周波数の値と、これに伴う周波数差が異なったものとなっている。共振周波数 f_{o1} 、 f_{o2} の各周波数値としては、従来と比較して低減されており、その周波数差としても大きく拡大されている。

【0103】

上記のようにして共振周波数 f_{o1} 、 f_{o2} を設定したことで電力変換効率が向上したことの理由の1つとしては、次のことを挙げることができる。図5(a)と図15(a)の同じ交流入力電圧 $V_{AC}=100\text{V}$ 時でのスイッチング電流 I_{Q1} を比較して分かるように、本実施の形態に対応する図5(a)のスイッチング電流 I_{Q1} の波形は、スイッチング素子 Q_1 のオン期間 T_{ON} が終了してオフ期間 T_{OFF} に遷移するターンオフ以前のタイミングで、 $3 \sim 8\text{A}_p$ のピークレベルが得られる波形となっている。そして、ターンオフタイミングに至るとこのピークレベルよりも低下したレベルとなっている。

このようなスイッチング電流 I_{Q1} の波形は、二次巻線電流 I_2 の波形が影響している。つまり、二次側並列共振回路に流れる電流に応じた波形成分を持っている。二次巻線電流 I_2 の波形は、共振周波数 f_{o1} に対する共振周波数 f_{o2} の設定によって決まる。

このことから、図1に示す電源回路のスイッチング電流 I_{Q1} の波形は、一次側並列共振回路と二次並列共振回路の各共振周波数 f_{o1} 、 f_{o2} のしかるべき設定により得られているものである、ということになる。

図5(a)に示されるスイッチング電流 I_{Q1} の波形は、ターンオフ時におけるスイッチング電流 I_{Q1} のレベルが抑制されているということの意味する。ターンオフ時のスイッチング電流 I_{Q1} のレベルが抑制されれば、その分、ターンオフ時のスイッチング損失、導通損失は低減されることになる。

また、本実施の形態の電源回路では、上記のようにしてスイッチング電流 I_{Q1} の波形がターンオフ時にピークレベルより低下することに対応して、図5(a)に示すように、二

10

20

30

40

50

次側整流電流 I_{D1} についても同様にして、ターンオフ時のレベルが抑制された波形となる。なお、従来の電源回路では、図 15 (a) に示されるようにして、ターンオフ時においてピークレベルが得られている。このようにして、整流ダイオード D_{o1} におけるスイッチング損失、導通損も低減されることとなる。

このようなスイッチング素子、整流素子のスイッチング損失、導通損の低減が、本実施の形態の電源回路について高電力変換効率特性が得られていることの主たる要因となっている。

【0104】

なお、ここでは、図 5 に示した負荷電力 $P_o = 200\text{ W}$ 時の波形図を例示して説明しているが、実際には、上記により説明したものと同様のピークレベル抑制効果が、特に負荷電力 $P_o = 25\text{ W} \sim 100\text{ W}$ 付近でより顕著に現れていることで、この負荷範囲での効率向上が図られていると考えられる。そして、これによって上述のように図 13 の回路との比較で $\eta_{AC \rightarrow DC} = 90\%$ 以上の範囲の拡大が図られているものである。

10

【0105】

以上のようにして、本実施の形態のスイッチング電源回路では、一次側並列共振回路に対し二次側並列共振回路を組み合わせた電圧共振形コンバータとして、絶縁コンバータトランス P I T の総合結合係数 k_t について疎結合とみなされる所定の値にまで低下させたことで、スイッチング周波数の可変制御のみによるワイドレンジ対応化を図ることができる。

また、上述したようにして一次側並列共振回路、二次側並列共振回路の各共振周波数 f_{o1} 、 f_{o2} の設定によって、電力変換効率のさらなる向上が図られている。

20

【0106】

また、本実施の形態では、上記のようにして総合結合係数 k_t が疎結合とされる所定の値にまで低下されたことに伴って、特に最大交流入力電圧側でのオン期間 T_{ON} の割合が低下してスイッチング電圧 V_1 のピークレベル V_{1-p} の上昇が抑えられ、これによってスイッチング素子 Q 1 の耐圧レベルの低下が図られる。このとき、総合結合係数 k_t として上述した $k_t = 0.57$ までに低下させることで、ピークレベル V_{1-p} の最大値が 850 V_p 程度に抑制され、これによってスイッチング素子 Q 1 としては 900 V の耐圧品を選定することができる。

【0107】

そして、このようなワイドレンジ対応化、高効率化、及びスイッチング電圧 V_1 のピークレベル V_{1-p} の抑制効果を実現するための基本構成としては、二次側並列共振回路を備える電圧共振形コンバータ（例えば従来の図 13 の構成）に対し、少なくとも絶縁コンバータトランス P I T を所要以下の総合結合係数 k_t が得られる構造とすればよいものであり、従って、部品点数の増加などによるコストアップ、回路の大型化、重量増加などを伴うことなくこれを実現できるというメリットもある。

30

【0108】

また、上記のような比較的低い結合係数の値に低下させるにあたって、本実施の形態では絶縁コンバータトランス P I T を先の図 2 或いは図 4 に示す構造とすることで、ギャップ G の拡大を伴わずにこれを実現することができる。すなわち、これにより従来よりも低い結合係数の設定にあたっては、ギャップ G を拡大する必要はないものとでき、ギャップ G の拡大に伴う渦電流損失による効率低下を有効に防止できる。

40

【0109】

続いて、以下の図 9 ～図 12 では、本実施の形態の電源回路の変形例として、二次側整流回路のバリエーションについて説明する。

まず、図 9 は、第 1 の変形例としての電源回路の構成を示している。

なお、この図 9 から以降の図 12 までにおいては、絶縁コンバータトランス P I T、及び二次側整流回路のみが示されている。これら以外の他の部分については、図 1 と同様であるとして、改めての図示は省略している。また、この図 9 ～図 12 において、図 1 と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

50

【0110】

この図9に示す電源回路においても、二次巻線N2に対して並列に二次側並列共振コンデンサC2を接続することで二次側並列共振回路を形成する。そのうえで、二次側整流回路として、ブリッジ全波整流回路が備えられる。このブリッジ全波整流回路は、4本の整流ダイオードD_{o1}, D_{o2}, D_{o3}, D_{o4}によりブリッジ整流回路を形成したうえで、このブリッジ整流回路と平滑コンデンサC_oとを図示するようにして接続して形成される。

このようにして形成されるブリッジ全波整流回路では、二次巻線N2の誘起電圧の半周期ごとに、整流ダイオードD_{o1}, D_{o4}が導通して平滑コンデンサC_oに充電する動作と、整流ダイオードD_{o2}, D_{o3}が導通して平滑コンデンサC_oに充電する動作とが交互に得られる。これにより、平滑コンデンサC_oの両端電圧としては、二次巻線N2の誘起電圧レベルの等倍に対応するレベルの二次側直流出力電圧E_oが得られる。

10

【0111】

この第1の変形例としての電源回路としても、絶縁コンバータトランスPITについては図1の場合と同様の構成によって総合結合係数k_tとしてk_t = 0.6が設定される。また、一次側並列共振周波数f_{o1}、二次側並列共振周波数f_{o2}について、この場合としても所定の負荷条件で一定以上のAC→DC電力変換効率値が得られるように、f_{o1} = 1.5×f_{o2}の関係が得られるようにして各共振周波数の設定を行っている。

これによってこの第1の変形例としての電源回路としても、スイッチング周波数制御のみによるワイドレンジ対応化が実現され、またスイッチング負荷に対する定電圧制御動作の応答性の向上が図られる。また、AC→DC電力変換効率としても図1の場合と同様に向上

20

さらには、図1の場合と同様に総合結合係数k_tが所定値にまで低下されたことでピークレベルV_{1-p}の最大値も同様に抑制される。

【0112】

図10は、第2の変形例としての構成を示している。

第2の変形例は、二次側整流回路として両波整流回路を備えるようにしたものである。

両波整流回路を形成するためには、先ず、二次巻線N2についてセンタータップを施すことで、センタータップを境界にして二次巻線部N2A, N2Bに分割する。センタータップは二次側アースに接続する。

また、この場合において、二次側並列共振回路を形成するための二次側並列共振コンデンサC2は、二次巻線N2全体に対して並列に接続する。

30

そのうえで、二次側整流回路を形成する部品素子として、この場合には、2本の整流ダイオードD_{o1}, D_{o2}、及び1本の平滑コンデンサC_oを備える。整流ダイオードD_{o1}のアノードを二次巻線N2における二次巻線部N2A側の端部と接続し、整流ダイオードD_{o2}のアノードを二次巻線N2における二次巻線部N2B側の端部と接続する。整流ダイオードD_{o1}, D_{o2}のカソードを共に平滑コンデンサC_oの正極端子に接続し、平滑コンデンサC_oの負極端子は二次側アースに接続する。

【0113】

このようにして形成される二次側両波整流回路では、二次巻線N2に誘起される二次巻線電圧V2の一方の極性の半周期に対応しては、二次巻線部NA→整流ダイオードD_{o1}→平滑コンデンサC_oの経路で整流電流I_{D1}が流れて平滑コンデンサC_oに充電を行う。また、二次巻線V2の他方の極性の半周期に対応しては、二次巻線部NB→整流ダイオードD_{o2}→平滑コンデンサC_oの経路で整流電流I_{D2}が流れて平滑コンデンサC_oに充電を行う。このようにして、二次巻線電圧V2の正負の各半周期の期間に対応して平滑コンデンサC_oに対して整流電流を充電する全波整流動作が行われる。これにより、平滑コンデンサC_oの両端電圧としては、二次巻線N2の誘起電圧レベルの等倍に対応するレベルの二次側直流出力電圧E_oが得られる。

40

【0114】

第2の変形例としての電源回路としても、絶縁コンバータトランスPITについては図1の場合と同様の構成によって総合結合係数k_tとしてk_t = 0.6が設定され、一次側並

50

列共振周波数 f_{o1} 、二次側並列共振周波数 f_{o2} について、この場合としても一定以上のAC→DC電力変換効率が得られるように $f_{o1} = 1.5 \times f_{o2}$ の関係が設定される。

これにより第2の変形例としての電源回路としても、スイッチング周波数制御のみによるワイドレンジ対応化が実現され、またスイッチング負荷に対する定電圧制御動作の応答性の向上が図られ、さらにAC→DC電力変換効率としても図1の場合と同様に向上が図られる。

また、図1の場合と同様に総合結合係数 k_t が所定値にまで低下されたことでピークレベル V_{1-p} の最大値も同様に抑制される。

【0115】

図11は、第3の変形例としての電源回路の構成を示している。

10

第3の変形例は、二次側整流回路として倍電圧整流回路を備える。この倍電圧整流回路は、二次巻線 N_2 //二次側並列共振回路 C_2 の並列接続回路に対して、2本の整流ダイオード D_{o1} 、 D_{o2} と、2本の平滑コンデンサ C_{o1} 、 C_{o2} を図示するようにして接続して形成される。

この場合には、二次巻線 N_2 の巻き終わり端部に対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。整流ダイオード D_{o1} のカソードは平滑コンデンサ C_{o1} の正極端子に接続する。

平滑コンデンサ C_{o1} 、 C_{o2} は、平滑コンデンサ C_{o1} の負極端子と平滑コンデンサ C_{o2} の正極端子を接続するようにして直列接続し、この平滑コンデンサ C_{o1} 、 C_{o2} の接続点に対しては二次巻線 N_2 の巻始め端部を接続する。

20

二次側アースに対しては、平滑コンデンサ C_{o2} の負極端子及び整流ダイオード D_{o2} のアノードを接続する。

【0116】

このようにして形成される二次側の倍電圧整流回路では、二次巻線電圧 V_2 の一方の極性の半周期においては、[二次巻線 N_2 →整流ダイオード D_{o1} →平滑コンデンサ C_{o1}]の経路で整流電流が流れて、平滑コンデンサ C_{o1} に対する充電を行う。また、二次巻線電圧 V_2 の他方の極性の半周期においては、[二次巻線 N_2 →整流ダイオード D_{o2} →平滑コンデンサ C_{o2}]の経路で整流電流が流れて、平滑コンデンサ C_{o2} に対する充電を行う。このようにして、二次巻線電圧 V_2 が正負の半周期ごとに平滑コンデンサ C_{o1} に対する充電と、平滑コンデンサ C_{o2} に対する充電とが交互に実行され、平滑コンデンサ C_{o1} 、 C_{o2} の各々には、二次巻線 N_2 の誘起電圧レベルの等倍に対応する電位が得られる。これにより、平滑コンデンサ C_{o1} — C_{o2} の直列接続回路の両端電圧として、二次巻線 N_2 の誘起電圧レベルの等倍に対応するレベルの二次側直流出力電圧 E_o が得られることになる。

30

【0117】

第3の変形例の電源回路としても、絶縁コンバータトランス PIT については図1の場合と同様の構成によって総合結合係数 k_t として $k_t = 0.6$ が設定され、一次側並列共振周波数 f_{o1} 、二次側並列共振周波数 f_{o2} について、この場合としても一定以上のAC→DC電力変換効率が得られるように $f_{o1} = 1.5 \times f_{o2}$ の関係が設定される。

これにより第3の変形例としての電源回路としても、スイッチング周波数制御のみによるワイドレンジ対応化が実現され、またスイッチング負荷に対する定電圧制御動作の応答性の向上が図られ、さらにAC→DC電力変換効率としても図1の場合と同様に向上が図られる。

40

また、図1の場合と同様に総合結合係数 k_t が所定値にまで低下されたことでピークレベル V_{1-p} の最大値も同様に抑制される。

【0118】

図12は、第4の変形例としての電源回路の構成を示している。

第4の変形例は、二次側の整流回路を4倍圧整流回路としたものである。

この場合としても、まずは二次巻線 N_2 に対しては並列に並列共振コンデンサ C_2 を接続している。

そして、4倍圧整流回路としては、図示するようにして整流ダイオード D_{o1} ～ D_{o4} によ

50

る4つの整流ダイオードと、コンデンサC c1、コンデンサC c2、平滑コンデンサC o1、C o2とを備えて形成される。

この場合、二次巻線N 2の一方の端部（巻き終わり端部）に対しては、図示するようにコンデンサC c1→整流ダイオードD o1（アノード→カソード）の直列接続を介し、平滑コンデンサC o1の正極端子が接続される。そして、この平滑コンデンサC o1の負極端子は、二次巻線N 2の他方の端部（巻き終わり端部）に対して接続される。

また、これら平滑コンデンサC o1の負極端子と二次巻線N 2の他方端部の接続点に対しては、平滑コンデンサC o2の正極端子が接続され、この平滑コンデンサC o2の負極端子が二次側アースに接続されている。

【0119】

さらに、二次巻線N 2の上記した一方の端部と二次側アースとの間には、コンデンサC c2→整流ダイオードD o4（カソード→アノード）の直列接続回路を挿入している。

これらコンデンサC c2と整流ダイオードD o4との接続点に対しては、図示するようにして整流ダイオードD o3のアノードが接続される。そして、この整流ダイオードD o3のカソードは、上記した平滑コンデンサC o1・C o2の接続点と、二次巻線N 2の上記した他方の端部との接続点に対して接続される。

さらに、この整流ダイオードD o3のカソードと二次巻線N 2の他方の端部の接続点に対しては、整流ダイオードD o2のアノードが接続される。そして、整流ダイオードD o2のカソードは、上記したコンデンサC c1と整流ダイオードD o1の接続点に対して接続されている。

【0120】

上記構成による4倍圧整流回路において、二次巻線N 2に励起される交番電圧の一方の半周期では、整流電流は「二次巻線N 2→整流ダイオードD o2→コンデンサC c1→二次巻線N 2」の循環経路によって流れる。また、同様に上記交番電圧の他方の半周期においても、整流電流は循環経路によって「二次巻線N 2→コンデンサC c2→整流ダイオードD o3→二次巻線N 2」を流れる。

つまり、この場合、コンデンサC c1、C c2の両端には、それぞれ対応する半周期に、二次巻線N 2に励起される交番電圧レベルの等倍に対応したレベルの直流電圧が得られることになる。

【0121】

そして、この場合、各半周期において、整流電流は上記循環経路から分岐してそれぞれ以下のような経路によっても流れる。

先ず、交番電圧の上記した一方の半周期では、整流電流は分岐して「平滑コンデンサC o2→整流ダイオードD o4→コンデンサC c2→二次巻線N 2」の経路によっても流れる。このとき、先の循環経路により、この期間には上記コンデンサC c2が充電された状態にある。このため、上記のような整流電流経路によっては、上記平滑コンデンサC o2に対し、二次巻線N 2に得られる交番電圧とこのコンデンサC c2の両端電圧の重畳分による電圧レベルにより充電が行われることになる。

つまり、これによって平滑コンデンサC o2には、二次巻線N 2に励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直流電圧が生成されることになる。

【0122】

また、上記交番電圧の他方の半周期では、整流電流は分岐して「コンデンサC c1→整流ダイオードD o1→平滑コンデンサC o1→二次巻線N 2」の経路によっても流れ、この場合は先の循環経路によってコンデンサC c1に得られた両端電圧の重畳分を受けた二次巻線N 2の交番電圧の電圧レベルにより、平滑コンデンサC o1に対する充電が行われることになる。

すなわち、これによって平滑コンデンサC o1としても、その両端電圧としては二次巻線N 2に得られる交番電圧レベルの2倍に対応したレベルが得られる。

【0123】

このようにして、平滑コンデンサC o1と平滑コンデンサC o2の各両端には、それぞれ

10

20

30

40

50

二次巻線 N 2 に励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直流電圧が生成される。そして、これによって平滑コンデンサ C o1 と平滑コンデンサ C o2 との直列接続の両端には、二次巻線 N 2 に励起される交番電圧レベルの 4 倍に対応したレベルによる二次側直流出力電圧 E o が得られることになる。

【0124】

この図 1 2 に示した第 4 の変形例の電源回路としても、絶縁コンバータトランス P I T については図 1 の場合と同様の構成によって総合結合係数 k_t として $k_t = 0.6$ が設定され、一次側並列共振周波数 f_{o1} 、二次側並列共振周波数 f_{o2} について、この場合としても一定以上の AC→DC 電力変換効率が得られるように $f_{o1} = 1.5 \times f_{o2}$ の関係が設定される。

これにより第 4 の変形例としての電源回路としても、スイッチング周波数制御のみによるワイドレンジ対応化が実現され、またスイッチング負荷に対する定電圧制御動作の応答性の向上が図られ、さらに AC→DC 電力変換効率としても図 1 の場合と同様に向上が図られる。

また、図 1 の場合と同様に総合結合係数 k_t が所定値にまで低下されたことでピークレベル V_{1-p} の最大値も同様に抑制される。

【0125】

なお、本発明としては、上記各実施の形態として示した構成に限定されるものではない。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、二次側並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、MOS-FET 以外の素子を選定することも考えられる。また、上記各実施の形態では、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。

【図面の簡単な説明】

【0126】

【図 1】本発明の実施の形態としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 2】実施の形態の電源回路に備えられる絶縁コンバータトランスの構造例を示す図である。

【図 3】図 2 に示す構造による絶縁コンバータトランスにおいて形成される磁路について説明するための図である。

【図 4】実施の形態の電源回路に備えられる絶縁コンバータトランスの他の構造例とその磁路について示す図である。

【図 5】実施の形態の電源回路の要部の動作をスイッチング周期により示す波形図である。

【図 6】実施の形態の電源回路についての、負荷変動に対する AC→DC 電力変換効率、スイッチング周波数、スイッチング素子のオン／オフ期間、スイッチング電圧のピークレベルの変動特性を示す図である。

【図 7】実施の形態の電源回路についての定電圧制御特性を示す図である。

【図 8】実施の形態の電源回路の定電圧制御動作として、交流入力電圧条件及び負荷変動に応じたスイッチング周波数制御範囲（必要制御範囲）を示す図である。

【図 9】第 1 の変形例としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 10】第 2 の変形例としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 11】第 3 の変形例としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 12】第 4 の変形例としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 13】従来例としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 14】図 1 3 に示した電源回路が備える絶縁コンバータトランスの構造例を示す図である。

【図 15】図 1 3 に示した電源回路の要部の動作を示す波形図である。

【図 16】図 1 3 に示した電源回路についての、負荷変動に対する AC→DC 電力変換効率、スイッチング周波数、スイッチング素子のオン／オフ期間の変動特性を示す図である。

【図 17】従来の電源回路についての定電圧制御特性を概念的に示す図である。

10

20

30

40

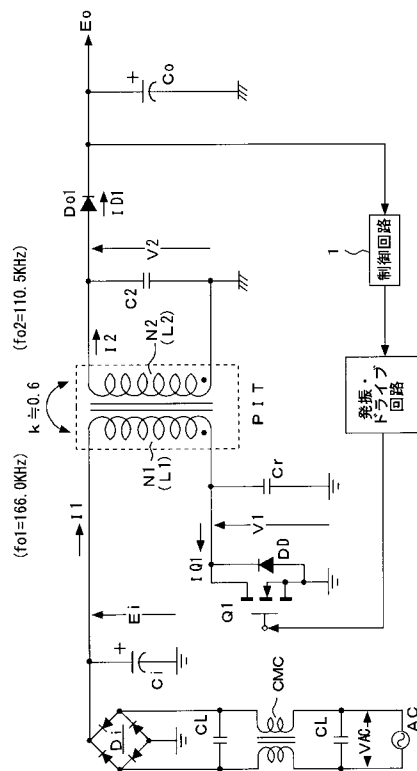
50

【符号の説明】

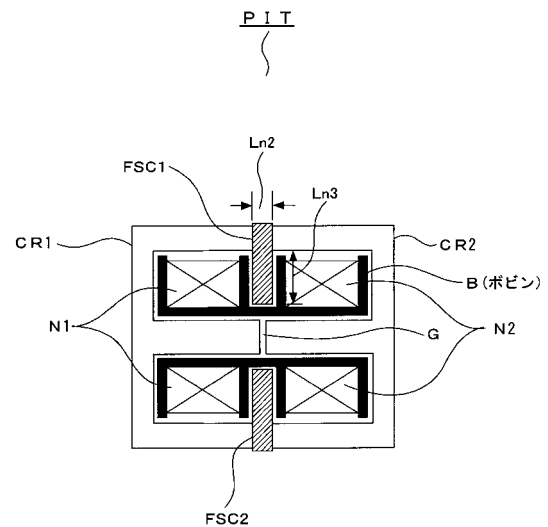
【0127】

1 制御回路、2 発振・ドライブ回路、 D_i ブリッジ整流回路、 C_i 平滑コンデンサ、 Q_1 スwitchング素子、 PIT 絶縁コンバータトランス、 $CR1, CR2, CR3, CR4$ E型コア、 $FSC1, FSC2$ フェライトシートコア、 C_r 一次側並列共振コンデンサ、 $N1$ 一次巻線、 $N2$ 二次巻線、 $C2$ 二次側並列共振コンデンサ、 $Do1, Do2, Do3, Do4$ 整流ダイオード、 $Co, Co1, Co2$ (二次側) 平滑コンデンサ、 $N2A, N2B$ 二次巻線部、 $Cc1, Cc2$ コンデンサ

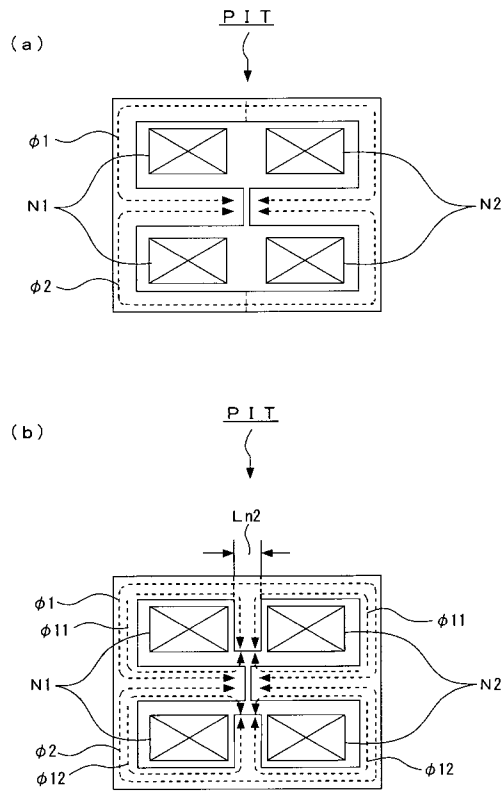
【図1】



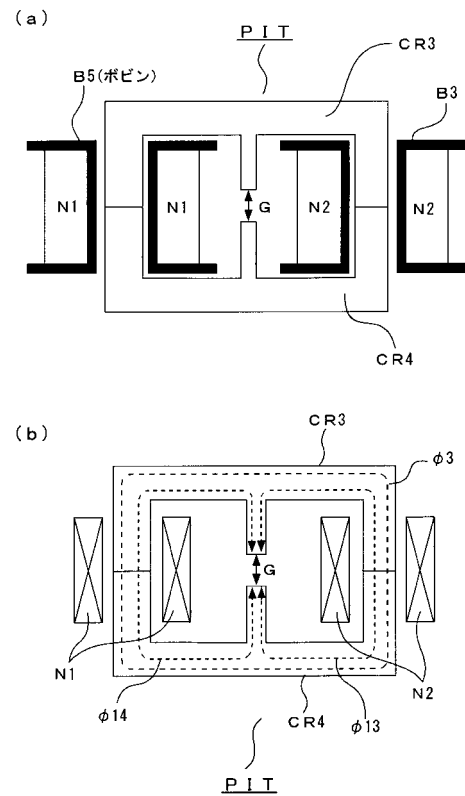
【図2】



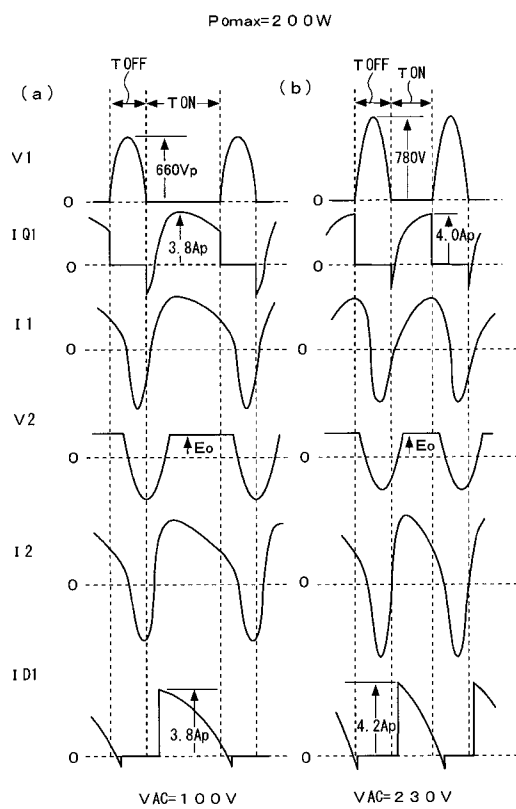
【図 3】



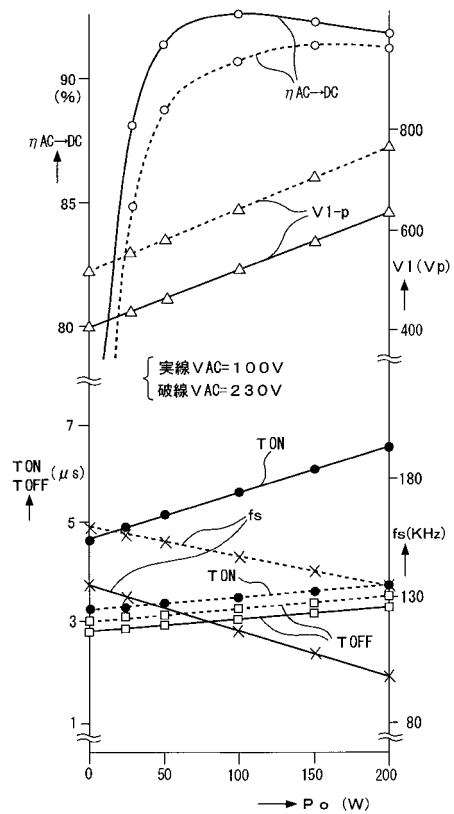
【図 4】



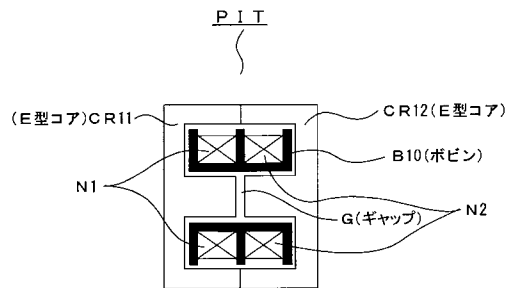
【図 5】



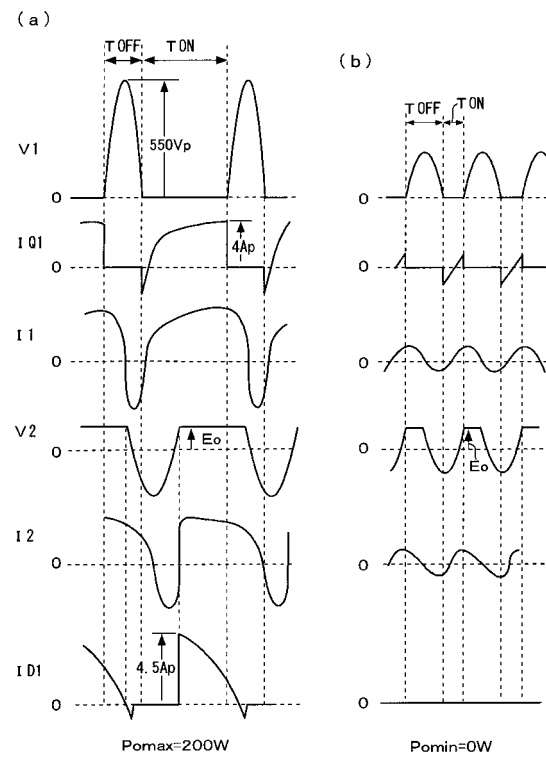
【図 6】



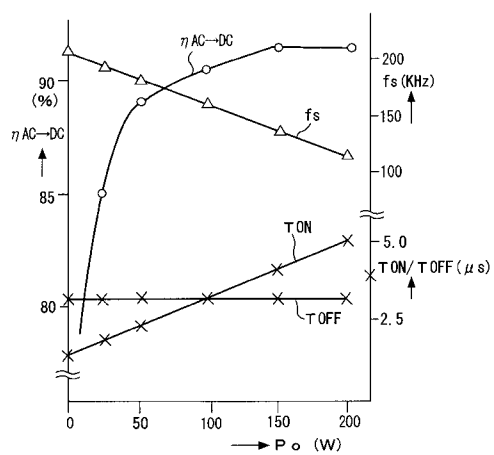
【図 1 4】



【図 1 5】



【図 1 6】



【図 1 7】

