

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3837445号  
(P3837445)

(45) 発行日 平成18年10月25日(2006.10.25)

(24) 登録日 平成18年8月11日(2006.8.11)

(51) Int. Cl.

F I

H02M 7/48 (2006.01)

H02M 7/48 A

H02M 7/5387 (2006.01)

H02M 7/5387 Z

H05B 41/24 (2006.01)

H05B 41/24 L

H05B 41/24 F

H05B 41/24 E

請求項の数 9 (全 27 頁)

(21) 出願番号 特願平6-192436

(22) 出願日 平成6年8月16日(1994.8.16)

(65) 公開番号 特開平7-154972

(43) 公開日 平成7年6月16日(1995.6.16)

審査請求日 平成13年7月30日(2001.7.30)

(31) 優先権主張番号 93P15908

(32) 優先日 平成5年8月17日(1993.8.17)

(33) 優先権主張国 韓国(KR)

(73) 特許権者 599126486

フェアチャイルド コリア セミコンダク  
ター リミティッド  
大韓民国, キョンギード, プチョン-シテ  
イ, ウォンミーク, ドダン-ドン, 82-  
3

(74) 代理人 100072349

弁理士 八田 幹雄

(74) 代理人 100102912

弁理士 野上 敦

(74) 代理人 100110995

弁理士 奈良 泰男

(74) 代理人 100111464

弁理士 齋藤 悦子

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 共振型コンバーターの零電圧スイッチング制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

商用交流電源を整流した直流電圧をスイッチングして共振器を通じて負荷に電力を供給する共振型電源供給装置において、

前記直流電圧を駆動信号により所定の周波数で零電圧スイッチングして前記負荷に電力を提供するために、前記直流電源の正の極性に連結され前記駆動信号により零電圧でスイッチングする第1スイッチング手段と、前記直流電源の負の極性と前記第1スイッチング手段に連結され前記駆動信号に応じて零電圧でスイッチングする第2スイッチング手段と、

1次側巻線および2次側巻線を含み、前記2次側巻線は前記第1スイッチング手段と前記第2スイッチング手段と前記負荷にそれぞれ連結される制御トランスフォーマと、前記制御トランスフォーマに連結され負荷に電力を伝達する直列共振回路を含む共振型コンバーターと、

前記直流電圧と前記共振型コンバーターの出力を入力して前記商用交流電源と前記負荷の状態により前記駆動信号を出力して零電圧スイッチングを具現するように前記共振型コンバーターを制御するために、制御電流に応じてのこぎり波信号を発振して基準電圧と比べて前記駆動信号と零電圧スイッチングイネーブル信号を出力する駆動信号発生器と、

前記共振型コンバーターから流入される電流と前記直流電圧と前記負荷の状態に応じて前記制御電流を出力する電力制御装置と、前記流入される電流と前記零電圧スイッチングイネーブル信号が入力され、前記零電圧スイッチングイネーブル信号のパルス幅に対応す

10

20

る電流量を前記駆動信号発生器に出力してのこぎり波の発振周波数を調節し共振型キャパシタの放電を制御することによって前記共振型コンバーターが零電圧スイッチングをするように保障する零電圧スイッチング保障回路を含み、前記制御トランスフォーマの1次側巻線に連結される零電圧スイッチング制御回路とを具備し、

前記スイッチングによる電力損失を低減して効率的に電源を供給することを特徴とする零電圧スイッチングによる共振型電源供給装置。

【請求項2】

前記零電圧スイッチング制御回路は、正常動作中の電力回生モードにおいて、前記共振型コンバーターから回生され前記零電圧スイッチング制御回路に流入される電流を用いて動作電源に使うことを特徴とする請求項1項記載の共振型電源供給装置。

10

【請求項3】

前記零電圧スイッチング制御回路は、前記直流電圧と前記共振型コンバーターから流入される電流を入力して前記零電圧スイッチング制御回路の電源を供給する制御電源装置と、

省エネルギーのために入力電源の電圧を所定の電圧に低めて前記直流電圧が所定の電圧以下となると、前記電力制御装置を遮断し直接一定の制御電流を前記駆動信号発生器に出力するブラウナウト回路とを更に具備したことを特徴とする請求項1項記載の共振型電源供給装置。

【請求項4】

前記電力制御装置は、前記負荷状態と前記直流電圧と前記流入される電流を入力して基準電圧と比較して制御電流を出力する電力制御回路と、周囲環境の照度を感じて適当な照度を提供するように前記電力制御回路の制御電流を可変する照光回路と、前記照光回路の制御電流を前記ブラウナウト回路の出力に応じて出力したり遮断したりするアナログスイッチとを具備したことを特徴とする請求項3項記載の共振型電源供給装置。

20

【請求項5】

前記駆動信号発生器は、初期電源印加時やシャットダウン信号が入力されれば前記負荷を予熱するために前記のこぎり波信号の発振周波数を正常時より高くするソフトスタート回路と、前記ソフトスタート回路と前記ブラウナウト回路と前記アナログスイッチから入力される制御電流に応じて周波数を可変しながら前記のこぎり波信号を発振して基準電圧と比較して駆動パルスを出力するのこぎり波信号発生器と、前記駆動パルスを入力して前記第1、第2スイッチング手段を零電圧スイッチングする前記駆動信号を出力して電力回生モードで前記共振型コンバーターから流入される電流を前記制御電源装置に出力する制御信号駆動器とを具備したことを特徴とする請求項1項記載の共振型電源供給装置。

30

【請求項6】

前記零電圧スイッチング制御回路は、入力電圧を検出して所定の電圧と比較してシャットダウン信号を出力する入力電圧制限回路と、前記スイッチング手段を保護するために温度を検出して所定の温度以上となるとシャットダウン信号を出力し低温では前記負荷の予熱時間を長くする過熱保護回路と、前記流入される電流を検出して前記スイッチング手段に所定の電流以上が流れるとシャットダウン信号を出力する過電流保護回路と、前記共振型コンバーターの共振コイルに流れる電流を検出して負荷の状態を感じてシャットダウン信号と前記制御信号を出力する負荷状態感知回路とを更に具備したことを特徴とする請求項1項記載の共振型電源供給装置。

40

【請求項7】

前記制御電源装置は、前記直流電圧を入力して所定の電圧以下となると、ロックアウトさせる低電圧ロックアウト(UVLO)回路と、前記UVLO回路からロックアウトが解除されれば、前記零電圧スイッチング制御回路に電源を供給する制御電源供給器とを具備することを特徴とする請求項3項記載の共振型電源供給装置。

【請求項8】

前記零電圧スイッチング保障回路は、前記共振型コンバーターのキャパシタが十分に放電するように前記のこぎり波の振幅を拡張して前記駆動信号のデッドタイムを増加させ

50

ることを特徴とする請求項 1 項記載の共振型電源供給装置。

【請求項 9】

商用交流電源を整流した直流電圧を入力して駆動信号により所定の周波数で零電圧でスイッチングする第 1 スwitching 手段と第 2 スwitching 手段を有し制御信号に応じて負荷に電力を提供する共振型コンバーターを具備した共振型電源供給装置において、のこぎり波信号を発生して基準電圧と比較して前記駆動信号と零電圧スイッチングイネーブル信号とを出力する駆動信号発生器と、前記共振型コンバーターから流入される電流と前記直流電圧と前記負荷に流れる電流を入力して前記負荷に印加される電力を一定に保つように制御電流を前記駆動信号発生器に出力して前記のこぎり波信号の発振周波数を制御する電力制御装置と、前記共振型コンバーターから流入される電流と前記零電圧スイッチングイネーブル信号とを入力して前記共振型コンバーターが零電圧スイッチングをするように前記駆動信号のデッドタイムを増加させる零電圧スイッチング保障回路と、前記共振型コンバーターから流入される電流と前記直流電圧と前記負荷に流れる電流とを入力して非正常的な状態が発生すれば前記駆動信号を遮断するシャットダウン保護回路と、前記直流電圧を入力して前記使用電圧が所定の電圧以下に低くなることを感知すれば前記電力制御装置の制御電流を遮断し、所定の制御電流を出力してエネルギーを節約するために入力電圧に応じて前記負荷に印加される電力が低くなるようにするブラウンアウト回路とを具備することを特徴とする共振型電源供給装置の制御装置。

10

【発明の詳細な説明】

【0001】

20

【産業上の利用分野】

本発明は共振型コンバーター電源供給装置に係り、特に共振型コンバーターの零電圧スイッチング方式 (Zero Voltage Switching: ZVS) を利用した共振型電源供給装置およびその制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

一般的に電源供給装置は、続けて電源を供給する直列電源供給装置とスイッチング素子を利用して効率を増加させ、嵩を減らしたスイッチングモード電源供給器 (Switching Mode Power Supply: 以下 S M P S という) がある。この S M P S は、例えば蛍光灯などに電力を供給している電子式安定器として利用されているものである。

30

【0003】

最近、電子機器の軽薄短小化の趨勢に応じて、S M P S の需要は爆発的に増加しており、スイッチング周波数も日々に高まっている。このような S M P S の一種として新たに登場する共振モード電源供給器 (Resonant Mode Power Supply: 以下 R M P S という)。特に共振型コンバーターが新しく認識されており、高い効率と嵩の軽減と E M I 効果などの長所を持っている。このようなスイッチング方式のコンバーターではコンバーターの重さを減少させたり、電力の効率を増大させたり、出力のリップル率を減少させるためにスイッチング周波数を増加させるが、このようなスイッチング周波数の増加が反対にスイッチング電力損失を増加させる結果をもたらす。すなわち、従来の装置による電源供給器は、スイッチング素子 (通常、トランジスタあるいは電界効果トランジスタ F E T が用いられる) は電力用半導体素子で構成されスイッチング周波数を高める場合スイッチング素子のパワー損失とストレスが増加する。

40

【0004】

図 1 A は、従来のコンバーターを示した概略図であり、入力端子に供給される入力電源  $V_d$  と入力端子の (+) 側に連結されたスイッチ S W 1 とスイッチ S W 1 の出力端子と (-) 側の入力端子の間に逆方向へ連結されるダイオード D A 1 と負荷 L o a d に並列に連結されるキャパシター C 1 とキャパシター C 1 の一端とダイオード D A 1 のカソードとの間に連結されたインダクター L 1 とから構成され、スイッチ S W 1 のオン・オフにより負荷 L o a d に電源を供給する。ここで、 $V_d$  はスイッチ S W 1 の両端間にかかる電圧を示し、 $i_d$  はスイッチ S W 1 に流れる電流を示す。

50

## 【 0 0 0 5 】

図 1 B は、図 1 A の装置が動作しながらスイッチ S W 1 に印加される電圧  $V_{ds}$  と流れる電流  $i_d$  を示した波形図であり、図 1 C の S W はスイッチ S W 1 がオン（ハイ）およびオフ（ロー）されるタイミングを示し、 $i_d$  は図 1 A のスイッチ S W 1 に流れる電流  $i_d$  の波形を示し、 $V_{ds}$  はスイッチ S W 1 に印加される電圧  $V_{ds}$  の波形を示し、‘ a ’ はスイッチ S W 1 のオフ時の電力損失を示し、‘ b ’ はスイッチ S W 1 のオン時の電力損失を示す。

## 【 0 0 0 6 】

図 1 A , 1 B , 1 C において、スイッチ S W 1 がオンされれば、電流  $i_d$  が流れていてからスイッチ S W 1 がオフされても直ちに ‘ 0 ’ に落ちず、‘ a ’ 領域ほどの電流が続けられ、電圧  $V_{ds}$  はスイッチ S W 1 がオフされながらスイッチ S W 1 の両端に印加され維持されていてからスイッチ S W 1 がオンされても直ちに ‘ 0 ’ に落ちず、‘ b ’ 領域ほど遅延されることが分かる。したがって、スイッチ S W 1 をオフする時には ‘ a ’ 領域ほどの電力が損失され、スイッチ S W 1 をオンする時には ‘ b ’ 領域ほどの電力がスイッチ S W 1 で熱として消耗される。また、このようなスイッチ S W 1 のオン・オフによる電力損失は出力電圧のリップル率を向上させたりコンバータに用いられたインダクタンスおよびキャパシタンスを減らすためにスイッチング周波数を増加させたりすれば全体周期に対する電力損失の比が増加して全体的にシステム効率は一層に落ちる。すなわち、このような従来の制御装置はスイッチング周波数が増加すれば、スイッチングストレスと電力損失を増加させる短所があった。

## 【 0 0 0 7 】

図 2 は、従来の電子式安定器を示した概略図であり、交流入力  $V_{in}$  を整流して直流電圧  $V_{dd}$  の印加される第 1、第 2 スイッチング素子 Q 11, Q 12 と 1 次巻線 n 1 1 にインダクター L 10 とキャパシター C 12 が直列に連結され第 1、第 2 スイッチング素子 Q 11, Q 12 のゲートが抵抗 R A , R B , R C , R D を通じてそれぞれ連結される 2 つの 2 次巻線 n 1 2 , n 1 2 を有するトランスフォーマ C , T とキャパシター C 12 に並列に連結される蛍光灯 L a m p とキャパシター C 12 の一方端子と第 1、第 2 スイッチング素子 Q 11, Q 12 の間に連結されるキャパシター C 11, C 13 およびダイオード D 11, D 12 を具備してスイッチ S W 2 がオンされれば抵抗 R 1 とキャパシター C 1 を経て第 1 スイッチング素子 Q 11 のゲートをトリガーする。

## 【 0 0 0 8 】

スイッチ S W 2 がオンされ第 1 スイッチング素子 Q 11 がターンオンされる瞬間蛍光灯 L a m p の駆動電流がキャパシター C 11, C 12 とインダクター L 10 および 1 次巻線 n 1 1 を通じて流れながらキャパシター C 11 が充電を完了すれば、2 次巻線 n 1 2 に逆起電力が発生して第 2 スイッチング素子 Q 12 がターンオンされながら駆動電流が 1 次巻線 n 1 1 とインダクター L 10 およびキャパシター C 12, C 13 を通じて流れる。ここで、キャパシター C 13 の充電が完了されれば 2 次巻線 n 1 2 に逆起電力が発生して第 1 スイッチング素子 Q 11 が再びターンオンされる。前記のように第 1、第 2 スイッチング素子 Q 11, Q 12 のターンオンとターンオフを繰り返して発振される周波数がインダクター L 10、キャパシター C 12 の直列共振回路の共振周波数と一致する瞬間キャパシター C 12 の両端に高電圧が発生して蛍光灯が点灯される。

## 【 0 0 0 9 】

このような従来の装置は、ランプの寿命を延長するための機能がないだけでなく、ランプの老化が進行されている時にはランプ寿命の短縮を加速させる要因を内包しており、大部分ハードスイッチング方式を採用することにより、スイッチング損失の増加と共にスイッチング素子が過熱によって損なわれる場合が発生してシステムの安定性が憂慮されノイズが発生する問題点を有している。

## 【 0 0 1 0 】

## 【 発明が解決しようとする課題 】

本発明の目的は、前記のような従来の問題点を解決するために零電圧スイッチング（以

10

20

30

40

50

下、ZVSと称する)を利用して効率的な電力供給を達成するための共振型電源供給装置およびその制御装置を提供することである。

【0011】

本発明の他の目的は、前記のような従来の問題点を達成するために零電圧スイッチングを利用した電子式安定器制御回路を提供することである。

【0012】

本発明の又他の目的は、前記のような従来の問題点を達成するために零電圧スイッチングを利用した共振型コンバーターを提供することである。

【0013】

【課題を解決するための手段】

前記目的を達成するための本発明は、商用交流電源を整流した直流電圧をスイッチングして共振器を通じて負荷に電力を供給する共振型電源供給装置において、前記直流電圧を駆動信号により所定の周波数で零電圧スイッチングして前記負荷に電力を提供するために、前記直流電源の正の極性に連結され前記駆動信号により零電圧でスイッチングする第1スイッチング手段と、前記直流電源の負の極性と前記第1スイッチング手段に連結され前記駆動信号に応じて零電圧でスイッチングする第2スイッチング手段と、1次側巻線および2次側巻線を含み、前記2次側巻線は前記第1スイッチング手段と前記第2スイッチング手段と前記負荷にそれぞれ連結される制御トランスフォーマーと、前記制御トランスフォーマーに連結され負荷に電力を伝達する直列共振回路を含む共振型コンバーターと、前記直流電圧と前記共振型コンバーターの出力を入力して前記商用交流電源と前記負荷の状態により前記駆動信号を出力して零電圧スイッチングを具現するように前記共振型コンバーターを制御するために、制御電流に応じてのこぎり波信号を発振して基準電圧と比べて前記駆動信号と零電圧スイッチングイネーブル信号を出力する駆動信号発生器と、前記共振型コンバーターから流入される電流と前記直流電圧と前記負荷の状態に応じて前記制御電流を出力する電力制御装置と、前記流入される電流と前記零電圧スイッチングイネーブル信号が入力され、前記零電圧スイッチングイネーブル信号のパルス幅に対応する電流量を前記駆動信号発生器に出力してのこぎり波の発振周波数を調節し共振型キャパシターの放電を制御することによって前記共振型コンバーターが零電圧スイッチングをするように保障する零電圧スイッチング保障回路を含み、前記制御トランスフォーマーの1次側巻線に連結される零電圧スイッチング制御回路とを具備し、前記スイッチングによる電力損失を低減して効率的に電源を供給することを特徴とする零電圧スイッチングによる共振型電源供給装置である。

【0014】

本発明において、前記零電圧スイッチング制御回路は、正常動作中の電力回生モードにおいて、前記共振型コンバーターから回生され前記零電圧スイッチング制御回路に流入される電流を用いて動作電源に使うことを特徴とする。

【0015】

また本発明において、前記零電圧スイッチング制御回路は、前記直流電圧と前記共振型コンバーターから流入される電流を入力して前記零電圧スイッチング制御回路の電源を供給する制御電源装置と、省エネルギーのために入力電源の電圧を所定の電圧に低めて前記直流電圧が所定の電圧以下となると、前記電力制御装置を遮断し直接一定の制御電流を前記駆動信号発生器に出力するブラウナウト回路とを更に具備したことを特徴とするである。

【0016】

また本発明において、前記電力制御装置は、前記負荷状態と前記直流電圧と前記流入される電流を入力して基準電圧と比較して制御電流を出力する電力制御回路と、周囲環境の照度を検知して適当な照度を提供するように前記電力制御回路の制御電流を可変する照光回路と、前記照光回路の制御電流を前記ブラウナウト回路の出力に応じて出力したり遮断したりするアナログスイッチとを具備したことを特徴とする。

【0017】

10

20

30

40

50

また本発明において、前記駆動信号発生器は、初期電源印加時やシャットダウン信号が入力されれば前記負荷を予熱するために前記のこぎり波信号の発振周波数を正常時より高くするソフトスタート回路と、前記ソフトスタート回路と前記ブラウンアウト回路と前記アナログスイッチから入力される制御電流に応じて周波数を可変しながら前記のこぎり波信号を発振して基準電圧と比較して駆動パルスを出力するのこぎり波信号発生器と、前記駆動パルスを入力して前記第1、第2スイッチング手段を零電圧スイッチングする前記駆動信号を出力して電力回生モードで前記共振型コンバーターから流入される電流を前記制御電源装置に出力する制御信号駆動器とを具備したことを特徴とする。

【0018】

また本発明において、前記零電圧スイッチング制御回路は、入力電圧を検出して所定の電圧と比較してシャットダウン信号を出力する入力電圧制限回路と、前記スイッチング手段を保護するために温度を検出して所定の温度以上となるとシャットダウン信号を出力し低温では前記負荷の予熱時間を長くする過熱保護回路と、前記流入される電流を検出して前記スイッチング手段に所定の電流以上が流れるとシャットダウン信号を出力する過電流保護回路と、前記共振型コンバーターの共振コイルに流れる電流を検出して負荷の状態を感知してシャットダウン信号と前記制御信号を出力する負荷状態感知回路とを更に具備したことを特徴とする。

10

【0019】

また本発明において、前記制御電源装置は、前記直流電圧を入力して所定の電圧以下となると、ロックアウトさせる低電圧ロックアウト(UVLO)回路と、前記UVLO回路からロックアウトが解除されれば、前記零電圧スイッチング制御回路に電源を供給する制御電源供給器とを具備することを特徴とする。

20

【0020】

また本発明において、前記零電圧スイッチング保障回路は、前記共振型コンバーターのキャパシターが十分に放電するように前記のこぎり波の振幅を拡張して前記駆動信号をデッドタイムを増加させることを特徴とする。

【0021】

前記他の目的を達成するための本発明は、商用交流電源を整流した直流電圧を入力して駆動信号により所定の周波数で零電圧でスイッチングする第1スイッチング手段と第2スイッチング手段を有し制御信号に応じて負荷に電力を提供する共振型コンバーターを具備した共振型電源供給装置において、のこぎり波信号を発生して基準電圧と比較して前記駆動信号と零電圧スイッチングイネーブル信号とを出力する駆動信号発生器と、前記共振型コンバーターから流入される電流と前記直流電圧と前記負荷に流れる電流を入力して前記負荷に印加される電力を一定に保つように制御電流を前記駆動信号発生器に出力して前記のこぎり波信号の発振周波数を制御する電力制御装置と、前記共振型コンバーターから流入される電流と前記零電圧スイッチングイネーブル信号とを入力して前記共振型コンバーターが零電圧スイッチングをするように前記駆動信号のデッドタイムを増加させる零電圧スイッチング保障回路と、前記共振型コンバーターから流入される電流と前記直流電圧と前記負荷に流れる電流とを入力して非正常的な状態が発生すれば前記駆動信号を遮断するシャットダウン保護回路と、前記直流電圧を入力して前記使用電圧が所定の電圧以下に低

30

40

【0022】

【作用】

上述のように構成された本発明は、共振型コンバーターに用いられスイッチング素子の両端間の電圧が零電圧の時スイッチングして素子による電力消費を防止して効率を高め、また、電子式安定器に用いられ周囲照度に合わせて電力を制御し、入力電力を低めこれに応じて電力の消費を少なくするブラウンアウト回路を通じてエネルギーが節約できる。

50

## 【 0 0 2 3 】

また、本発明は、上記に加え各請求項ごとに以下のように作用する。請求項 1 記載の本発明は、零電圧スイッチング方式を用いることによりスイッチングによる電力損失を減少させる。

## 【 0 0 2 4 】

請求項 2 記載の本発明は、回生された電力を制御回路の動作電源として使うことにより電力消費を節減する。

## 【 0 0 2 5 】

請求項 3 記載の本発明は、入力電圧が低くなればこれに応答して負荷に印加される電力を低くなるように制御することで省エネルギー効果がある。

10

## 【 0 0 2 6 】

請求項 4 記載の本発明は、周辺の照度に応答して負荷に印加される電力を調節することにより消費電力を節減して省エネルギーの効果がある。

## 【 0 0 2 7 】

請求項 5 記載の本発明は、ソフトスタート動作を行うことにより予熱作動され、負荷寿命を延ばすことができ、高周波ノイズを抑える。

## 【 0 0 2 8 】

請求項 6 記載の本発明は、加熱および過電流を検出して、シャットダウン動作を行うことによりスイッチング手段を保護する。

## 【 0 0 2 9 】

20

請求項 7 記載の本発明は、ロックアウト動作により故障や誤動作時は電源を遮断することにより電源供給装置を保護する。

## 【 0 0 3 0 】

請求項 8 記載の本発明は、スイッチング手段の零電圧動作を保障することによりスイッチング手段を保護し高周波発生を抑える。

## 【 0 0 3 1 】

請求項 9 記載の本発明は、零電圧スイッチングおよび保護回路を備えることによりエネルギーを省き、負荷や装置の寿命を延長する。

## 【 0 0 3 2 】

## 【 実施例 】

30

以下、添付した図面に基づき本発明を詳細に説明する。

## 【 0 0 3 3 】

図 3 は、本発明の共振型電源供給装置による電子式安定器を示したブロック図であり、交流入力端子 9、ラインフィルタ 10、整流器 20、共振型コンバータ 30 および負荷 40 を含んで構成される主電力装置 1 と制御電源部 3、電力制御部 4、駆動信号発生部 5、零電圧スイッチング保障部 6、保護回路部 7 およびブラウンアウト回路 8 を含んで構成される零電圧スイッチング制御装置 2 を具備して交流入力を整流して高周波でスイッチングして負荷 40 に電源を効率的に供給する。制御電源部 3 は、低電圧ロックアウト (Under Voltage Lock Out : 以下、U V L O という) 回路 50 と制御電源供給器 60 とから構成され Z V S 制御装置 2 に作動電源 V c c を供給し、駆動信号発生部 5 は、ソフトスタート回路 100 とのこぎり波信号発生部 110 と制御信号駆動器 120 とを具備して共振型コンバータ 30 のスイッチング素子を駆動する駆動信号を発生し、電力制御部 4 は、電力制御回路 70 と照光回路 80 とアナログスイッチ 90 とを具備して入力電源および負荷に印加される電源の変動と周囲環境の照度を感知してのこぎり波信号発生器 110 の発振周波数を制御する制御電流を出力し、Z V S 保障回路 6 は、デッドタイム (dead time : スwitching素子が全てオフされた期間) を調節して共振型コンバータ 30 のスイッチング素子が零電圧スイッチングをするようにし、ブラウンアウト回路は省エネルギーのために故意に入力電圧を低くする場合、電力制御部 4 の出力を遮断して制御を中止させ、入力電圧が低くなることにより負荷 40 に印加される電力も低くなる。

40

## 【 0 0 3 4 】

50

図3において、ZVS制御装置2の動作を先ず概括的に調べると、ZVS制御装置2に用いられる電源Vccは、初期には整流器20の出力電圧Vddを入力して制御電源部3でVccを提供し、一旦共振型コンバータ30が正常に作動すれば共振型コンバータ30から制御信号駆動器120に誘導されるエネルギーを入力して制御電源部3でVccを提供する。すなわち、制御電源部3のUVLO回路50は、ZVS制御装置2に入力される電圧が所定の電圧以上となるまでロックアウト状態を維持して制御電源供給器60がVccを出力しないようにし、入力電圧が一定電圧以上となると、ロックアウト状態を解除して制御電源供給器60がVccを出力する。一旦、ZVS制御装置2にVccが印加され正常に作動して共振型コンバータ30が正常に動作すれば、共振型コンバータ30から誘導される電圧により制御電源供給器60がVccを出力する。もし、非正常状態が発生して保護回路部7がシャットダウン信号を出力して共振型コンバータ30が正常動作をできなければ、ZVS制御装置2に誘導される電流がなくて制御電源部3の入力電圧が低くなり、これによりUVLO回路50がロックアウトされ過電流保護回路150とUVLO回路50を除いた全ての回路にVccが一時遮断される。

#### 【0035】

駆動信号発生部5のソフトスタート回路100は、のこぎり波信号発生器110ののこぎり波発振周波数Fswを正常状態周波数より高くして、初期に負荷（蛍光ランプ）に印加される電圧を低くして負荷の寿命を長くする。すなわち、最初に電源が印加される場合と非正常な状態を保護回路部7が感知してシャットダウン後再び正常状態に回復する場合に、ソフトスタート回路100が動作停止信号を負荷状態感知回路160と電力制御部4とZVS保障回路6とに出力して制御動作を中止させ、ソフトスタート回路100がのこぎり波信号発生器110を制御して正常状態より高い周波数ののこぎり波を発生するように制御して負荷（ランプ）が放電する前に少ない電流をフィラメントに流れるようにして負荷（ランプ）が予熱されるようにする。したがって、保護回路部7の入力電圧制御回路130と過熱保護回路140と過電流保護回路150と負荷状態感知回路160とのシャットダウン出力信号は制御信号駆動器120と共にソフトスタート回路100にも供給される。

#### 【0036】

のこぎり波信号発生器110は、ソフトスタート回路100、アナログスイッチ90、零電圧スイッチング保障回路6およびブラウンアウト回路8の出力を入力してのこぎり波信号を発生し、基準電圧と比較して零電圧スイッチングイネーブル信号と駆動パルスKを出力する。

#### 【0037】

制御信号駆動器120は、のこぎり波信号発生器110から駆動パルスKを入力して共振型コンバータ30のスイッチング素子をスイッチングするための駆動信号を出力する。この際制御信号駆動器120は、入力電圧制限回路130、過熱保護回路140、過電流保護回路150又は負荷状態感知回路160から少なくとも一つのシャットダウン信号が入力されれば、駆動信号を遮断してスイッチングを中止してシステムを保護し、正常に回復されれば再び駆動信号を出力する。

#### 【0038】

電力制御部4の電力制御回路70は、共振型コンバータ30から抵抗WR2を通じて共振型コンバータ30の電圧を入力し、負荷状態感知回路160から負荷状態に対する情報を入力し、整流器20の出力を入力して入力電圧と負荷の変動を感知して制御電流を出力し、照光回路80は周囲環境の照度を感知して最適の照度を維持するように負荷40に印加される電圧を制御できる制御電流を出力し、アナログスイッチ90は正常状態で照光回路80および電力制御回路70から入力される制御電流をのこぎり波信号発生器110に出力してのこぎり波の発振周波数を制御する。

#### 【0039】

ブラウンアウト回路8は、入力電圧が一定の電圧以下に低くなると、アナログスイッチ90を遮断して制御電流を流せず、ブラウンアウト回路8が直接のこぎり波信号発生器1

10

20

30

40

50



10を制御してのこぎり波信号発生器110が一定の周波数を発振して入力電圧が低くなれば負荷に印加される電力も低くなるようにしてエネルギーを節約する。

#### 【0040】

入力電圧制限回路130は、入力電圧が定格電圧の2倍以上に高かったり1/2以下に低かったりすると、これを感知してシャットダウン信号を出力し、過熱保護回路140は、共振型コンバーター30のスイッチング素子が過熱することを防止するためにシャットダウン信号を出力し、過電流保護回路150は、共振型コンバーター30のスイッチング素子に過電流が流れることを防止するために、シャットダウン信号を出力し、負荷状態感知回路160は、無負荷を感知してシャットダウン信号を出力し、2つの負荷を使用する場合、無負荷側のスイッチを遮断したり負荷状態を感知したりして共振型コンバーター30のスイッチSW1, SW2を制御する。

10

#### 【0041】

図4は図3の主電力装置1の一部を示した回路図であり、ラインフィルタ10を通じて入力した商用交流電源を整流器20が整流して直流電源V<sub>dd</sub>を出力し、ZVS制御装置2と共振型コンバーター30とを連結する制御トランスフォーマ31と制御トランスフォーマ31の2次側の巻線n<sub>21</sub>にゲートが連結されドレインが整流器20の出力V<sub>dd</sub>の+側に連結される第1スイッチング部32と、ゲートが巻線n<sub>22</sub>に連結されドレインが整流器20の出力の-側に連結される第2スイッチング部33と、制御トランスフォーマ31の誘導巻線n<sub>23</sub>に連結される共振回路部34とを具備した共振型コンバーター30が負荷Lamp1, Lamp2に安定した電力を伝達する。

20

#### 【0042】

図4において、共振型コンバーターの制御トランスフォーマ31はZVS制御装置2の出力に連結される制御巻線n<sub>11</sub>と第1スイッチング部32に連結される第1スイッチング巻線n<sub>21</sub>と第2スイッチング部33に連結される第2スイッチング巻線n<sub>22</sub>と共振回路部34に連結される誘導巻線n<sub>23</sub>とから構成され、第1スイッチング巻線n<sub>21</sub>と第2スイッチング巻線n<sub>22</sub>とは常に互いに反対極性が誘導されるように巻かれている。第1スイッチング部32は、制御トランスフォーマ31の第1スイッチング巻線n<sub>21</sub>にゲートが連結される電界効果トランジスタ(Field Effect Transistor: 以下、FETという)Q1とFET(Q1)のドレインとソースとの両端に並列に連結されるダイオードDF1とキャパシターCF1とから構成され、第2スイッチング部33は、制御トランスフォーマ31の第2スイッチング巻線n<sub>22</sub>にゲートが連結されるFET(Q2)とFET(Q2)のドレインとソースとの両端に並列に連結されるダイオードDF2とキャパシターCF2とから構成され、共振回路部34は、一方が第1スイッチング部32と第2スイッチング部33との共通点に連結される誘導巻線n<sub>23</sub>の一侧に直列に連結される共振コイルL<sub>r1</sub>と共振キャパシターC<sub>r1</sub>と、共振キャパシターC<sub>r1</sub>とV<sub>dd</sub>の(+ )側の間に互いに並列に連結されるキャパシターC<sub>r3</sub>およびダイオードDF3と、共振キャパシターC<sub>r1</sub>とV<sub>dd</sub>の(- )側の間に互いに並列に連結されるキャパシターC<sub>r5</sub>およびダイオードDF5とから構成される第1負荷共振部と、誘導巻線n<sub>23</sub>の一侧に直列に連結される共振コイルL<sub>r2</sub>と共振キャパシターC<sub>r2</sub>と、共振キャパシターC<sub>r2</sub>とV<sub>dd</sub>の(+ )側の間に互いに並列に連結されるキャパシターC<sub>r4</sub>およびダイオードDF4と、共振キャパシターC<sub>r2</sub>とV<sub>dd</sub>の(- )側の間に互いに並列に連結されるキャパシターC<sub>r6</sub>およびダイオードDF6とから構成される第2負荷共振部とから構成され、2つの負荷Lamp1, Lamp2に電力を伝達する。ダイオードDF3~DF6は、全体システムが非正常的な動作をしてこれらのキャパシターC<sub>r3</sub>~C<sub>r6</sub>の電圧がDC電圧V<sub>dd</sub>より高くなる場合、キャパシターC<sub>r3</sub>~C<sub>r6</sub>電圧をクランピングする。また、負荷Lamp1, Lamp2に流れる電流を共振コイルL<sub>r1</sub>, 共振コイルL<sub>r2</sub>を流れる電流を検出する検出トランスフォーマ35を通じて誘導してZVS制御装置2の負荷状態感知回路160に入力し、負荷状態感知回路160は、負荷状態によりスイッチS1, S2をオン・オフして負荷Lamp1, Lamp2に電力を供給したり遮断したりする。

30

40

#### 【0043】

50

図5は、図3のソフトスタート回路100とのかぎり波信号発生回路110とを示した回路図であり、ZVS制御装置2の入力電圧V<sub>dd</sub>がスレシヨルド電圧を越えてUVLO回路50のロックアウト状態が解除されれば、ソフトスタート回路100が動作を始めるのかぎり波信号発生回路110の発振周波数を正常周波数より高くし、のかぎり波信号発生回路110は制御電流によりのこぎり波を発生して基準電圧と比較したのち、駆動パルスKとZVSイネーブル信号を出力する。

#### 【0044】

図5において、ソフトスタート回路100の出力とのかぎり波信号発生回路110の間にあるダイオードD13は、ソフトスタート回路100のキャパシターC<sub>W1</sub>の両端電圧がのかぎり波信号発生器110の抵抗R<sub>14</sub>+V<sub>AR1</sub>+R<sub>15</sub>の両端電圧と同一になるまで導通しながらキャパシターC<sub>W1</sub>の電圧が高まる瞬間に導通を止める。すなわち、この瞬間からソフトスタート回路100とのかぎり波信号発生回路110は遮断された状態に維持される。したがって、キャパシターC<sub>W1</sub>に充電された電圧のない最初電源印加時(初期駆動時)とシステムが作動中に非正常的な状態が発生してシャットダウンされたのち、正常状態に回復される場合には端子103を通じて、負荷状態感知回路160、過電流保護回路150、過熱保護回路140および入力電圧制限回路130からシャットダウン信号を入力してトランジスタT<sub>R2</sub>をオンして大容量のキャパシターC<sub>W1</sub>を放電させソフトスタートを再び始める。また、端子104には過熱保護回路140からの制御信号を入力して低温時に定電流源T<sub>R1</sub>, T<sub>R3</sub>に流れる電流を制限してキャパシターC<sub>W1</sub>を充電させる時間を遅延させる。したがって、低温でソフトスタート時間を長くして予熱時間を十分にすることにより、初期突入電流によるランプの寿命短縮を保護する。比較器U<sub>2A</sub>は、ソフトスタートの動作を感知して比較的に重要でない異常状態が発生した際に電源が続けて供給された状態でリセットする電源オンリセット(Power On Reset: 以下、P<sub>OR</sub>という)信号を端子101を通じて負荷状態感知回路160に出力する。比較器U<sub>2B</sub>は、ソフトスタート回路100が作動する間に端子102を通じて電力制御部4および零電圧保障回路6にディスエーブル(disable)信号を出力して制御動作を遮断する。すなわち、ソフトスタート段階では、負荷の予熱のために故意に電力を低く供給するため、制御回路が作動して負荷に供給される電力を増加させないようにするべきである。

#### 【0045】

ソフトスタート回路100が動作する時間は、抵抗R<sub>7</sub>とキャパシターC<sub>W1</sub>により次の式(1)のように決定される。

#### 【0046】

$$T_{st} = (C_{W1} \times V_{th}) / I_{c1} \cdots \text{式(1)}$$

ここで、V<sub>th</sub>は比較器U<sub>3</sub>の基準電圧(単位V)であり、I<sub>c1</sub>はキャパシターC<sub>W1</sub>に流れ込む電流μAであり、T<sub>st</sub>はソフトスタート時間(例えば数ミリ秒)である。

#### 【0047】

このようにソフトスタート回路100は、負荷が蛍光ランプのような放電ランプの場合、放電突入電流および高圧放電を防止するために、正常状態の電力用スイッチング素子のスイッチング周波数より高い周波数にのかぎり波を発生するようにしてランプのフィラメントを予熱させることにより、ランプの寿命が長くできる。

#### 【0048】

のかぎり波信号発生回路110は、トランジスタT<sub>R7</sub>, T<sub>R8</sub>から構成されたミラー型定電流源により定電流がキャパシターB<sub>C10</sub>に流れると、キャパシターB<sub>C10</sub>の充電電圧は一定の勾配を持って上昇する。キャパシターB<sub>C10</sub>の電圧が比較器U<sub>3</sub>の基準電圧V<sub>ref1</sub>に達すると、比較器U<sub>3</sub>の出力が“ハイ”となりトランジスタT<sub>R12</sub>をオンさせることにより、キャパシターB<sub>C10</sub>を瞬間的に放電させる。キャパシターB<sub>C10</sub>の電荷が完全に放電されれば、定電流源から再び電流がキャパシターB<sub>C10</sub>を充電させ、キャパシターB<sub>C10</sub>の電圧が更に比較器U<sub>3</sub>の基準電圧V<sub>ref1</sub>に達すると、キャパシターB<sub>C10</sub>の電圧を放電させる過程を繰り返してのかぎり波を発生し続ける。のかぎり波信号発生回路110において、のかぎり波の発振周波数は次の式(2)のように求められる。

## 【 0 0 4 9 】

$$F_{sw} = I_{c2} / (V_{th} \times F_{BC10}) \quad \cdots \text{式 (2)}$$

ここで、 $I_{C2}$ はキャパシター B C 10に流れ込む電流  $\mu A$  であり、 $V_{th}$ は比較器 U 3 の基準電圧  $V_{ref1}$  (単位 V) であり、 $F_{BC10}$ はキャパシター B C 10のキャパシタンス  $\mu F$  であり、 $F_{sw}$ はのこぎり波発振周波数 K H z である。

## 【 0 0 5 0 】

一方、端子 1 1 2 を通じて電力制御部 4 のアナログスイッチ 9 0 から共振型コンバーター 3 0 の入力電圧と負荷電力の変動を補償するための制御電流を入力してキャパシター B C 10に流れる電流を可変してのこぎり波発振周波数を調節する。すなわち、共振型コンバーターの負荷に伝達される電力は、コンバーターの第 1 および第 2 スイッチング部のスイッチング周波数が高くなると低くなり、スイッチング周波数が低くなると電力が高くなる。したがって、スイッチング周波数を制御して負荷および入力電源の変動にもかかわらず負荷には常に一定の電力が供給されランプの照度が一定になるようにする。ところでスイッチング周波数は、のこぎり波信号発生回路 1 1 0 の発振周波数  $F_{SW}$  に比例して変動し、のこぎり波発振周波数  $F_{SW}$  は式 (2) のようにキャパシター B C 10に流れる電流  $I_{c2}$  により可変されうるので、つまりキャパシター B C 10に流れる電流  $I_{c2}$  を制御することにより負荷に印加される電力を制御する。一方、入力電圧が低くなり端子 1 1 1 を通じてブラウンアウト回路 8 から制御信号が入力されトランジスタ T R 11を導通させれば、トランジスタ T R 10に流れる電流が増加する。したがって、ブラウンアウト回路 8 が電力制御回路部 4 の制御電流を遮断することにより発生する衝撃を緩和し、一定の電流が流れるようにする。また、端子 1 1 3 を通じて零電圧スイッチング保障回路 6 の出力を入力して共振型コンバーター 3 0 のキャパシター C F 1、C F 2 (図 4) に十分な放電時間を与え、スイッチング電圧が零電圧となるように、比較器 U 3 の入力電圧を制御してのこぎり波の振幅を増加させデッドタイムを長くする。

## 【 0 0 5 1 】

このように発振されたのこぎり波信号は、比較器 U 4 B の反転端子に入力され、比較器 U 4 B の非反転端子に入力される基準電圧  $V_{ref2}$  と比較され共振型コンバーターの電力用のスイッチング素子 Q 1 , Q 2 を駆動する駆動信号とデッドタイムを決定する駆動パルス K を端子 1 1 5 を通じて制御信号駆動器 1 2 0 に出力する。デッドタイムは共振型コンバーターの共振周波数  $F_r$  を決定する図 4 の素子 L r 1 , L r 2 , C r 1 , C r 2 , C r 3 , C r 4 , C r 5 , C r 6 の値に応じて可変可能でなければならないため、のこぎり波比較器 U 4 B の基準電圧  $V_{ref2}$  が可変できるようにする。一方、のこぎり波信号は比較器 U 4 A の非反転端子に入力され、比較器 U 4 A の反転端子に入力される基準電圧  $V_{ref3}$  と比較され、零電圧スイッチングイネーブル信号を端子 1 1 4 を通じて零電圧スイッチング保障回路 6 に出力する。図 5 において、シンボル R 1 ないし R 27 は電圧分配抵抗を示す。

## 【 0 0 5 2 】

図 6 A ~ 6 E は、図 5 ののこぎり波信号発生回路の動作波形を示した波形図であり、図 6 A は、キャパシター B C 10の両端間の電圧で定電流源の電流により充電されながら比較器 U 3 の出力が “ハイ” となると、速やかに放電されるのこぎり波信号の波形を示した。図 6 B は、比較器 U 3 の出力波形であってキャパシター B C 10の充電電圧が基準電圧  $V_{ref1}$  を超過することにより発生するパルス信号を示す。図 6 C は、図 6 A ののこぎり波信号と基準電圧  $V_{ref2}$  ,  $V_{ref3}$  を共に示したものであり、図 6 D は、図 6 C でのこぎり波が基準電圧  $V_{ref2}$  より高ければ “ロー” であり、低ければ “ハイ” となる駆動パルス K を示す。図 6 E は、図 6 C ののこぎり波が基準電圧  $V_{ref3}$  より高ければ “ハイ” となり、低ければ “ロー” となる Z V S イネーブル信号を示す。

## 【 0 0 5 3 】

図 7 は、図 3 の制御信号駆動器を示した回路図であり、駆動ロジック 1 2 6 と駆動回路 1 2 8 を具備して駆動パルス信号 K を入力して共振型コンバーターのスイッチング素子 Q 1 , Q 2 を駆動するための駆動信号を出力する。

## 【 0 0 5 4 】

10

20

30

40

50

すなわち、のこぎり波信号発生回路 110 から駆動パルス K は、端子 121 と反転器 U8C を経て D フリップフロップ U5B に入力され、D フリップフロップ U5A には端子 121 を通じて直ちに入力される。

#### 【0055】

D フリップフロップ U5A, U5B の出力 a, b, c, d は、ナンドゲート U6A, U6B に入力されそれぞれ駆動論理信号 M, N が出力され、前記駆動論理信号 M, N はコンバーター 30 から端子 124 を経て入力される信号と共にナンドゲート U6C, U6D を経て 2 つの駆動論理信号 A, B が更に出力される。端子 122 を通じて入力電圧制限回路 130、過熱保護回路 140、過電流保護回路 150、または負荷状態感知回路 160 からシャットダウン信号が入力されれば D フリップフロップ U5A, U5B がリセットされ 10 駆動信号の出力を遮断する。

#### 【0056】

駆動論理信号 A, B, M, N はそれぞれ駆動回路 128 の RC 並列回路 R30, BC6; R31, BC7; R32, BC8; R33, BC9 を経て 4 つのトランジスタ TR13, TR15, TR16, TR14 のベースに入力されそれぞれオン・オフされ、減算器 127 の端子 123 を通じて共振型コンバーター 30 の制御トランスフォーマ 31 の 1 次巻き線 n11 に駆動信号 DS1 - DS2 を出力してスイッチング素子 Q1, Q2 をスイッチングする。ここで、ダイオード D1, D2, D3, D4 は逆電流阻止用として用いられる。

#### 【0057】

図 8A ~ 8L は、図 7 の装置の各部分での動作波形を示したものであり、図 8A は、制御信号駆動器 130 に入力される駆動パルス K を示し、図 8B, 8C は、ナンドゲート U6A に入力される波形 a, b であり、図 8D, 8E は、ナンドゲート U6B に入力される波形 c, d であり、図 8F, 8G は、ナンドゲート U6A, U6B の出力波形 M, N である。図 8H, 8I, 8J, 8K は、トランジスタ TR13, TR15, TR16, TR14 に入力される駆動論理信号 A, B, M, N であり、図 8L は制御信号駆動器 120 の出力である駆動信号 DS1 - DS2 を示す。 20

#### 【0058】

図 9A ~ 9F は、図 3 および図 4 の装置の動作波形を示した波形図であり、図 9A は、第 2 スwitchング素子 Q2 のドレインとソース間の電圧であって第 2 スwitchング素子 Q2 がオンされれば 0 に近く、オフされれば V<sub>dd</sub> に近い電圧を示す。特に、図 9A に示したように信号波形の上昇と下降でキャパシター CF1, CF2 による緩慢な傾きを有するため、従来のハードスイッチングでのような急激な変化がなくて高調波成分が小さくなり高周波成分の雑音が著しく低くなることが分かる。図 9B は、駆動信号 DS1 - DS2 を示したものであり、本発明では 56 KHz の周波数を有する電圧値（点線で表示される）を基準として正と負の矩形波である。図 9C は、共振回路の共振電流 i<sub>r</sub> を示し、図 9D は、共振型コンバーター 30 から制御信号駆動器 120 に誘導される電流を示し、図 9E は負荷両端間の電圧を示し、図 9F は、第 2 スwitchング素子 Q2 のドレイン電流を示す。 30

#### 【0059】

図 3 ~ 図 9F において、本発明の装置が動作することを見ると、 $t = t - 1$  で図 7 のトランジスタ TR13 とトランジスタ TR16 がオンされ、トランジスタ TR14, TR15 がオフされれば、図 9B の駆動信号の正の矩形波信号が端子 123 を通じて制御トランスフォーマ 31 の 1 次側巻線の流れ端子 123 に戻る。したがって、第 1 スwitchング巻線 n21 に正の電圧が誘導され第 1 スwitchング素子 Q1 をオンさせ、第 2 スwitchング素子 Q2 には反対方向へ電圧がかかってオフされる。第 1 スwitchング素子 Q1 がオンされても、この時流れる共振電流 i<sub>r</sub> の方向を見ると、' - ' 方向へダイオード DF1 を通じて電流が逆に流れる。 $t = t_0$  で共振電流の方向が ' - ' から ' + ' に変わりながら図 9C の共振電流 i<sub>r</sub> が第 1 スwitchング素子 Q1 を通じて流れて共振回路 34 にエネルギーを蓄積する。トランジスタ TR13 とトランジスタ TR16 がオン状態であり、共振電流 i<sub>r</sub> の方向が ' + ' であるため、制御トランスフォーマ 31 を通じて共振電流 i<sub>r</sub> が制御信号駆動器 120 のダイオード D1, D21 から越えてきて抵抗 WR3 を通じて制御電源部 3 のキャパ 40

シターC W3 を充電させる。したがって、制御電源部3は、初期にはV d d から供給された電力でV c c を出力したが、この際からはキャパシターC W3 を共振型コンバーター30から流入される図9 Dのような電流により充電してV c c 電源として使用する。このような状態を主電力装置1ではパワリングモードとし、Z V S 制御装置2では電力回生モードという。駆動信号により $t = t_1$ でトランジスタT R 13をオフさせ、トランジスタT R 14をオンさせれば第1スイッチング素子Q1はオフされる。第1スイッチング素子Q1はオフされると、共振電流 $i_r$ は、第1、第2スイッチング素子Q1、Q2に並列に連結されたキャパシターC F1、C F2を充放電させる。すなわち、キャパシターC F1は充電させ、キャパシターC F2は放電させる。この際、V d d に流れ込み、出てくる電流の量が同一になり、Z V S 制御装置2に越えてくる電流は、ダイオードD 21およびトランジスタT R 14を通じてフリーホイーリング(freewheeling)する。したがって、図9 Dに示した誘導入力電流が急激に0に落ちることが分かる。また、第1スイッチング素子Q1がオフされキャパシターC F2が放電しながら図9 Aの第1スイッチング素子Q1のドレイン電圧は緩慢に下降することが分かる。このような状態を自由共振モードとし、キャパシターC F1、C F2が共振回路34に連結されながら自然共振周波数 $F_r$ が些か増加する。キャパシターC F2の電圧が0に落ちれば、言い換えれば第2スイッチング素子Q2のドレイン電圧が0となると、すなわち図9 Aの電圧が接地レベルとなると、ダイオードD F2が導通されながらダイオードD F2を通じてフリーホイーリングしながら共振回路34からできたエネルギーの一部をV d d 側に戻す電力回生モード区間が存する。第2スイッチング素子Q2を零電圧スイッチングZ V S するためにこの区間内で駆動信号が変わるべきである。すなわち、 $t = t_3$ で制御信号駆動器120のトランジスタT R 14、T R 15がオンされれば、トランジスタT R 15と端子123、制御トランスフォーマ31を通じて反対方向へ電流が流れ端子123を経てトランジスタT R 14へ電流が流れ第2スイッチング素子Q2をオンする。この際、第2スイッチング素子Q2にはかかった電圧が接地レベルなので零電圧スイッチングをする。第2スイッチング素子Q2がオンされても、まだ共振電流 $i_r$ の方向が‘+’から‘-’に転換する前なので、共振回路34に残っているエネルギーは電源V d d 側へ回生される。この時、回生経路はダイオードD F2となり、共振電流 $i_r$ がフリーホイーリングとなりダイオードD F2を導通させ得ない極めて少ない量のみ残ればダイオードD F2を通じて逆に流れる区間が存する。

#### 【0060】

$t = t_4$ で共振電流 $i_r$ の方向が‘+’から‘-’に変わると、 $t_3 < t < t_4$ 区間で駆動信号と共振電流の位相差によりダイオードD F2の導通時間と第2スイッチング素子Q2を逆に流れる時間が定まる。また、 $t = t_4$ で共振電流 $i_r$ の方向が‘+’から‘-’に変わると、第2スイッチング素子Q2を通じて電流が流れはじめる。この区間でも共振回路34にエネルギーが蓄積される状態をパワリングモードとする。Z V S 制御装置2の制御信号駆動器120は、制御トランスフォーマ31により極性が変わるようになり、ダイオードD 2、D 20を通じて誘導入力電流を制御電源部3のキャパシターC W3(図10)を充電させる。 $t = t_5$ で制御信号駆動器のトランジスタT R 16をオンし、トランジスタT R 15をオフさせれば第2スイッチング素子Q2がオフされ再び主電力装置1のキャパシターC F1、C F2を充放電する。 $t = t_6$ でキャパシターC F2がV d d まで充電すれば、キャパシターC F1に逆並列ダイオードD F1が導通するようになり、共振回路34のエネルギーを電源V d d に回生させる。第1スイッチング素子Q1が零電圧スイッチングをするためには $t = t_7$ で制御信号駆動器120のトランジスタT R 13がオンさせるべきである。しかしながら、これらトランジスタT R 13、T R 16がオンされても共振電流 $i_r$ の方向が‘-’なので、 $t = t_8$ になるまで共振電流 $i_r$ は第1スイッチング素子Q1を逆に流れる。したがって、共振電流のエネルギーを電源に回生させる。この際、制御電源部3のキャパシターC W3を放電させる。以上のように $t = 0$ から $t = 8$ までを繰り返しながら、共振型コンバーター30とZ V S 制御装置2が動作する。以上のような動作を簡単にすれば次の表1の通りである。

#### 【0061】

【表 1】

区間 (t)	駆動信号発生器				スイッチング素子		動作説明
	TR13	TR14	TR15	TR16	Q1	Q2	
$t = t - 1$	オン	オフ			オン	オフ	TR13をオンしTR14をオフしてQ1をオンさせる
$t - 1 < t < t_0$	オン	オフ	オフ	オン	オン	オフ	Q1 の逆方向へ電流が流れる
$t = t_0$					オン	オフ	Q1 を通じて順方向へ電流が流れはじめる
$t_0 < t < t_1$	オン	オフ	オフ	オン	オン	オフ	共振回路にエネルギー供給、パワリングモードという
$t = t_1$	オフ	オン			オフ	オフ	TR13をオフしTR14をオンしQ1をオフする
$t_1 < t < t_2$	オフ	オン	オフ	オン	オフ	オフ	共振型コンバータのCF1充電、CF2放電区間
$t = t_2$					オフ	オフ	CF2放電完了で両端電圧が0
$t_2 < t < t_3$	オフ	オン	オフ	オン	オフ	オフ	Q2 零電圧区間
$t = t_3$			オン	オフ	オフ	オン	TR15をオンしTR16をオフしQ2をオンする
$t_3 < t < t_4$	オフ	オン	オン	オフ	オフ	オン	Q2 の逆方向へ電流が流れる
$t = t_4$					オフ	オン	Q2 を通じて順方向へ電流が流れはじめる
$t_4 < t < t_5$	オフ	オン	オン	オフ	オフ	オン	共振回路にエネルギー蓄積、パワリングモードという
$t = t_5$			オフ	オン	オフ	オフ	TR15をオフしTR16をオンしQ2オフする
$t_5 < t < t_6$	オフ	オン	オフ	オン	オフ	オフ	共振型コンバータのCF1は放電、CF2は充電
$t = t_6$					オフ	オフ	CF1は放電完了し、CF2は充電完了してQ1 は両端間零電圧
$t_6 < t < t_7$	オフ	オン	オフ	オン	オフ	オフ	Q1 の零電圧区間
$t = t_7$	オン	オフ			オン	オフ	TR13をオンしTR14をオフしQ1をオンする( $t_7 = t - 1$ )
$t_7 < t < t_8$	オン	オフ	オフ	オン	オン	オフ	Q1 の逆方向へ電流が流れる
$t = t_8$					オン	オフ	Q1 を通じて順方向へ電流が流れはじめる ( $t_8 = t_0$ )

## 【0062】

前記表1のようにスイッチング素子Q1, Q2の両端間の電圧が零電圧で駆動信号に応じてスイッチングするため、スイッチング素子Q1, Q2による熱損失がほぼないので、別の放熱板が不要である。すなわち、図9Aないし図9Fに示したようにドレイン電圧と電流が重なる領域がないため、スイッチング素子に自体に消耗されるエネルギーがなくて非常に効率的である。また、図9Aのようにスイッチング素子の両端間の電圧がキャパシタの充放電により緩慢に上昇し、下降して高調波による雑音が非常に少なくて優れたEMI効果がある。

## 【0063】

図10は、図3の制御電源部を示した回路図であり、UVLO回路50と制御電源供給器60とを具備して整流器20から入力した直流電圧V<sub>dd</sub>を作動電圧V<sub>cc</sub>に変換してZVS制御装置2に提供する。交流入力電圧からダイオード(図示せず)で構成された整流器20を経てDCリンクに直流電圧V<sub>dd</sub>が印加されれば、入力端子51を通じて抵抗WR1を経てキャパシタC<sub>W3</sub>を充電させる。この際流れる電流によりキャパシタC<sub>W3</sub>は一定した勾配を持って上昇する。キャパシタC<sub>W3</sub>の電圧が比較器U7Aの基準電圧V<sub>ref4</sub>に達すればロックアウト状態が解除されながら、ZVS制御装置2の電源

10

20

30

40

50

Vccに電圧が印加される。一方、共振型コンバータ30が動作を始め共振電流がZVS制御装置2に回生され始めると制御信号駆動器120の抵抗WR3を経て端子52に回生された電流が流入されキャパシタ-CW3を充電することにより、このエネルギーをZVS制御装置2の電源として利用する。もし、保護回路部7の制御で制御信号駆動部120がシャットダウンされ、駆動信号の出力がなくなると、共振型コンバータ30から越えてくる誘導電流がなくなり、キャパシタ-CW3の電圧はUVLO回路50のヒステリシス幅ほど落ちる。キャパシタ-CW3の電圧が基準電圧Vref4以下に落ちると、比較器U7Aによりロックアウト状態となり電源を供給できなくなるため、端子53を通じて負荷状態検出回路160にシャットダウン信号を送りUVLO回路50と過熱保護回路140を除いた全ての回路が動作を停止する。したがって、UVLO回路50は、抵抗WR1を通じて再び電流をキャパシタ-CW3に充電し、キャパシタ-CW3の電圧が比較器U7Aの基準電圧Vref4に達すると、ロックアウト状態が解除され、ZVS制御装置2に電源を供給する。ここで、シンボルR41~R48は電圧分配抵抗で、U6Aはインバータで、TR17-TR18はトランジスタで、D16はツェナーダイオードで、U1はUVLO回路である。

#### 【0064】

図11は、図3の電力制御部4を示した回路図であり、電力制御回路70、照光回路80およびアナログスイッチ90を具備して交流入力電圧および負荷の変動に対して全体システムが安定に動作するように制御する。交流入力が変わる場合端子72を通じて入力される直流リンク電圧Vddを前方向制御機能により制御してアナログスイッチ90に出力し、負荷が変わる場合には端子73を通じて負荷状態感知回路160から負荷に対する情報をトランジスタTR29を経て入力し、端子71を通じて共振型コンバータ30に流れる電流を検出する抵抗WR2に流れる電流を入力して全体システムを安定化する。すなわち、共振型コンバータ30の直流リンク電圧Vddを端子72に inputs し、共振型コンバータ30と制御装置2との間に連結されている電流感知抵抗WR2に流れる電流の平均値を端子71に inputs して比較器U17A, U17Bを経て乗算器U16を通じて乗算したのち、この値を利用して負荷状態感知回路160から端子73を通じて入力した負荷状態により負荷電力が基準電力と同様になるように共振型コンバータ30のスイッチング周波数Fsを調節する。ここで、電力制御回路70は端子74を通じてアナログスイッチ90に制御信号を出力する。スイッチング周波数Fsは、電力制御回路70のエラー増幅器U15Aの増幅度によりのこぎり波信号発生回路110に送られる電流量が可変されることにより、のこぎり波発振周波数Fswが変わることにより調整される。電力制御回路70は、全体システムが起動時ソフトスタート回路100の動作により正常動作時より高い周波数で駆動するため、システムの出力電圧が非常に低い。したがって、ソフトスタート時には電力制御が動作されないようにソフトスタート回路100からディスエーブル信号を端子81に inputs してトランジスタTR26を駆動して電力制御動作を一時中止する。すなわち、ソフトスタート回路100が動作する間に電力制御回路70は動作できなくする。ソフトスタート回路100の動作が終わる時点でイネーブル信号を inputs して再び電力制御動作する。ここで、シンボルRXは抵抗、DXはダイオード、VARXは可変抵抗器、TRXはトランジスタ、BCX(Xはサブスクリプト番号)はキャパシタを示す。

#### 【0065】

照光回路80は、周囲環境の照度を外部に露出されるように設けられた照度検出器で検出して放電灯の光出力を一定に制御するための回路である。すなわち、周囲環境の照度が高ければ光出力を低くし、照度が低ければ光出力を高く制御して周囲環境に合う最適の光出力を維持するようにアナログスイッチ90に制御電流を出力する。

#### 【0066】

したがって、採光条件の変化豊かな所に本発明を適用すれば、適切な照光を維持しながらエネルギーが節約できる。アナログスイッチ90は、正常状態では端子93を通じて電力制御回路70の出力端子74を通じて inputs され照光回路80の制御電流を端子92を通じてのこぎり波信号発生回路110に出力してしてから、端子91を通じてブラウンアウ

10

20

30

40

50

ト回路 8 から遮断信号が来れば制御電流を遮断する。

#### 【 0 0 6 7 】

図 1 2 は、図 3 の零電圧スイッチング保障回路を示した回路図であり、共振型コンバーター 3 0 から Z V S 制御装置 2 に誘導される電流を検出してスイッチング素子 Q 1 , Q 2 が常に零電圧スイッチングをするようにのこぎり波の発振周波数  $F_{sw}$  を制御する。すなわち、共振型コンバーター 3 0 の D C リンク電圧  $V_{dd}$  が正常状態より相当低い場合、あるいは交流入力が高い場合には一定した入力電力を維持するように第 1、第 2 スwitchング部 3 2 , 3 3 のスイッチング周波数を自然共振周波数より些か高い周波数で動作されるようにして負荷 4 0 に流れる共振電流の量を増す。このようなスイッチング周波数でスイッチング素子 Q 1 , Q 2 を動作させる場合には、スイッチング素子 Q 1 , Q 2 に並列に連結されたキャパシター C F 1 , C F 2 の充放電時間が十分でなくてスイッチング素子 Q 1 , Q 2 が零電圧スイッチングをできなくなる場合が発生されうる。よって、この際電流感知抵抗  $W R 2$  に流れる電流量を検出して端子 6 1 に入力し、この入力を基準電圧と比較器 U 7 B で比較してのこぎり波信号発生回路 1 1 0 の比較器 U 3 の非反転端子 (+) に端子 6 4 を通じて連結する。のこぎり波信号発生回路 1 1 0 は、のこぎり波の発振周波数を増加させることにより、零電圧スイッチング動作を満足させうように駆動信号のデッドタイムを相対的に長くする。端子 6 2 を通じてはソフトスタート回路 1 0 0 から制御信号を入力し、端子 6 3 を通じて制御信号駆動器 1 2 0 から Z V S イネーブル信号を入力して零電圧スイッチング保障回路 6 の出力タイミングを制御する。シンボル  $R X$  は抵抗で、 $T R X$  はトランジスタで、 $B C X$  はキャパシターで、 $U 9 B$  ,  $U 9 C$  ,  $U 9 D$  はナンドゲート、 $V A R X$  は可変抵抗 (  $X$  は添字 ) で、 $U 10$  は増幅器である。

#### 【 0 0 6 8 】

図 1 3 A ~ 1 3 D は、図 1 2 の装置の動作波形を示した波形図であり、図 1 3 A は、共振型コンバーター 3 0 から抵抗  $W R 3$  を通じて端子 6 1 に流入される電流の波形を示し、点線は比較器 U 7 B の反転端子の基準電圧を示す。図 1 3 B は、比較器 U 7 B の出力であり図 1 3 A の入力基準電圧  $V_{REF}$  より低ければ “ ハイ ” となることを示す。図 1 3 C は、端子 6 3 を通じて制御信号駆動器 1 2 0 から入力される Z V S イネーブル信号を示したものであり、波形のハイ区間ほどのこぎり波発生回路を遅延させデッドタイムを延ばして共振型コンバーターのキャパシター C F 1 , C F 2 が十分に放電され両端間に零電圧となることを保障する。図 1 3 D は、のこぎり波発生回路の出力であり Z V S 保障回路 6 から入力される信号により遅延されて現れることが分かる。

#### 【 0 0 6 9 】

図 1 4 は、図 3 の入力電圧制限回路 1 3 0 とブラウン回路 8 を示した回路図であり、交流入力電圧が商用電圧より相当低かったり高くなったりする場合に全体システムが不安定に動作するおそれがあるため、制御回路をシャットダウンする。

#### 【 0 0 7 0 】

すなわち、入力電圧制御回路 1 3 0 は、端子 1 3 1 を通じて  $V_{dd}$  を入力して 2 つの比較器 U 1 3 A , U 1 3 B を利用して過電圧と過電流を検出して端子 1 3 2 と端子 1 3 3 を通じてシャットダウン信号をソフトスタート回路 1 0 0 と制御信号駆動器 1 2 0 に出力する。ブラウンアウト回路 8 は、省エネルギーのために故意に入力電圧を低くする場合にこれを感知して端子 8 1 を通じてアナログスイッチ 9 0 を遮断し、のこぎり波信号発生回路 1 1 0 に一定した電流を出力する。シンボル  $R X$  は抵抗で、 $T R X$  はトランジスタで、 $U 1 2 B$  は比較器である。

#### 【 0 0 7 1 】

図 1 5 は、図 3 の負荷状態感知回路 1 6 0 を示した回路図であり、共振インダクター  $L r 1$  ,  $L r 2$  に流れる共振電流  $i_r$  を感知して負荷状態を感知する。すなわち、端子 1 6 1 と端子 1 6 2 を通じて共振型コンバーターの共振インダクター  $L r 1$  ,  $L r 2$  から誘導される電流を感知してランプ装着、点灯有無、正常負荷識別およびランプの寿命末期を検出して電力制御回路 7 0、ソフトスタート回路 1 0 0、制御信号駆動器 1 2 0 および共振型コンバーター 3 0 に出力する。端子 1 6 3 を通じてソフトスタート回路 1 0 0 から制御信号を入

10

20

30

40

50



力し、端子 1 6 6 を通じて P O R 信号を入力し無負荷の場合シャットダウン信号を端子 1 6 4 と端子 1 6 5 を通じてソフトスタート回路 1 0 0 と制御信号駆動器 1 2 0 に出力し、この際 D フリップフロップ U 1 9 A により負荷状態感知回路がラッチアップ状態となる。再びシステムが正常となると、制御装置のソフトスタート回路 1 0 0 から電源オンリセット P O R により制御装置可動を始める。ランプが点灯されていない場合には負荷状態感知回路 1 6 0 は、制御信号駆動器 1 2 0 を端子 1 6 8 と端子 1 6 9 を通じてシャットダウンしたのち、ソフトスタート回路 1 0 0 から駆動信号を受け制御信号駆動器 1 2 0 を再スタートする。また、ランプが一灯又は二灯の場合を識別してこの情報を電力制御回路 7 0 に出力することにより、システムを安定に動作させる。一方、それぞれのランプの寿命状態を感知して寿命末期になった場合、寿命末期になったランプに負荷電流が流れないように端子 1 7 0 と端子 1 7 1 を通じて共振型コンバーターのスイッチ S W 1 , S W 2 を制御することにより、全体システムが安定に動作し、エネルギーも節約できる。端子 1 6 7 を通じて電力制御回路 7 0 に負荷状態を伝達する。また、このような負荷の状態は実験的なデータにより算出した基準電圧  $V_{ref10}$  ,  $V_{ref11}$  ,  $V_{ref12}$  と比較して負荷状態による適切な制御を遂行できる。ここで、U 2 2 C , U 2 2 D , U 2 5 A ~ D は比較器で、U 2 3 A , U 2 4 C , U 2 4 D , U 2 4 E はエンドゲート、U 2 4 A , 2 4 B はそれぞれ X N O R ゲートおよび X O R ゲートで、X 1 6 B , X 1 6 C はスイッチで、U 2 6 A , U 2 6 B は D フリップフロップである。

#### 【 0 0 7 2 】

図 1 6 は、図 3 の過熱保護回路 1 4 0 を示した回路図であり、外部に温度検出用のダイオード T R 22 を設けてスイッチング素子の温度を感知して過熱時制御回路をシャットダウンさせる。すなわち、スイッチング素子 Q 1 , Q 2 ( 図 4 ) の温度が上昇して損なわれることを防止するために、温度検出用のダイオード T R 22 をスイッチング素子 Q 1 , Q 2 の近所に位置させ、ダイオードの温度変化による電圧特性で温度を検出し、もしスイッチング素子 Q 1 , Q 2 が一定の基準温度以上に上昇すれば、比較器 U 1 2 A により端子 1 4 2 を通じてソフトスタート回路 1 0 0 と制御信号駆動器 1 2 0 にシャットダウン信号を出力する。保護状態で比較器 U 1 2 A の基準電圧  $V_{ref6}$  を変化させ初期の基準温度よりも更に低い温度に基準温度を設定して、スイッチング素子が基準温度以下に落ちなければ制御回路が正常に動作しないようにする。また、負荷が蛍光ランプのような放電灯の場合、ランプの周囲温度が零下の低温の時、低温状態で初期放電突入電流によりランプの寿命に致命的な影響をおよぼすため、これを防止するためにランプのフィラメントを十分に予熱させる機能もある。すなわち、低温状態ではトランジスタ T R 21 のコレクターをソフトスタート回路 1 0 0 の抵抗 R 5 とトランジスタ T R 1 のエミッターの間に端子 1 4 1 を通じて接続し、ソフトスタート時間を決定するキャパシター C W 1 に流れ込む電流量を少なくし予熱時間を長くすることにより、低温状態での初期放電突入電流の問題を解決する。ここで、R X は抵抗、T R X はトランジスタ、 $V_{ref6}$  は基準電圧、U 1 1 A , U 1 1 B は比較器である。

#### 【 0 0 7 3 】

図 1 7 は、図 3 の過電流保護回路 1 5 0 を示した回路図であり、共振型コンバーター 3 0 と Z V S 制御装置 2 に流れる電流を抵抗 W R 2 と端子 1 5 1 を通じて比較器 U 1 8 A に入力して D フリップフロップ U 1 9 B を経てスイッチング素子 Q 1 , Q 2 に過電流が流れることを検出して端子 1 5 3 を通じて出力する。

#### 【 0 0 7 4 】

すなわち、スイッチング素子 Q 1 , Q 2 に流れる過電流を防止するために、共振型コンバーター 3 0 と Z V S 制御装置 2 の間に電流感知抵抗 W R 2 を挿入して電流の辺器値を比較器 U 1 8 A の基準電圧  $V_{ref5}$  と比較して基準電圧  $V_{ref5}$  以上になる場合端子 1 5 3 を通じてシャットダウン信号をソフトスタート回路 1 0 0 と制御信号駆動器 1 2 0 に出力する。一旦、シャットダウン信号を出力すれば、フリップフロップ U 1 9 B によりラッチアップされ過電流条件が遮断されてもシャットダウン状態を保ち続ける。したがって、シャットダウン動作により共振型コンバーター 3 0 の動作が止まるようになり Z V S 制

10

20

30

40

50

御装置 2 に誘導される電流がないためキャパシター C W 3 の電圧が落ち制御回路がロックアウトされる。再び制御回路が正常に回復され U V L O 回路 5 0 がロックアウトを解除しながら端子 1 5 2 を通じてラッチアップされた信号をリセットすれば制御回路のシャットダウン状態が解除され、バイアスがかかって共振型コンバーター 3 0 は再び動作する。ここで、R X は抵抗を示す。

#### 【 0 0 7 5 】

図 1 8 は、本発明による共振型コンバーターと Z V S 制御装置の他の実施例を示したブロック図であり、A C 整流装置 2 1 0 と共振型コンバーター装置 2 2 0 と Z V S 制御装置 2 3 0 とから構成されているため、商用電源 A C が印加されれば負荷 2 2 7 に安定された電源が供給できる。

10

#### 【 0 0 7 6 】

A C 整流装置 2 1 0 は、外部コンセント（図示せず）から商用電源（通常 1 1 0 / 2 2 0 V A C , 6 0 H z ）を入力してフルブリッジダイオード 2 1 1 と入力キャパシター C b を通じて直流電源に変換して共振型コンバーター 2 2 0 に出力する。

#### 【 0 0 7 7 】

共振型コンバーター 2 2 0 は、制御トランスフォーマ 2 2 1 と、第 1 スイッチング部 2 2 2 と、第 2 スイッチング部 2 2 3 と、共振部 2 2 4、および電源伝達部 2 2 5 とから構成され、A C 整流装置 2 1 1 から入力された直流電圧を Z V S 制御装置 2 3 0 の制御によりスイッチング周波数 F s でスイッチングして安定した電源を負荷 2 2 7 に提供する。制御トランスフォーマ 2 2 1 は、Z V S 制御装置 2 3 0 の出力に連結される制御巻線と、第 1 スイッチング部 2 2 2 に連結される第 1 スイッチング巻線と、第 2 スイッチング部 2 2 3 に連結される第 2 スイッチング巻線、および共振部 2 2 4 に連結される誘導巻線とから構成され、第 1 スイッチング巻線と第 2 スイッチング巻線は常に互いに反対極性が誘導されるように巻かれている。第 1 スイッチング部 2 2 2 は、制御トランスフォーマ 2 2 1 の第 1 スイッチング巻線にゲートが連結される電界効果トランジスタ F E T ( Q 1 ) と F E T Q 1 のドレインとソースの両端に並列に連結されるダイオード D F 1 とキャパシター C F 1 とで構成され、第 2 スイッチング部 2 2 3 は、制御トランスフォーマ 2 2 1 の第 2 スイッチング巻線にゲートが連結される F E T Q 2 と F E T Q 2 のドレインとソースの両端に並列に連結されるダイオード D F 2 とキャパシター C F 2 とで構成され、共振部 2 2 4 は、一方が第 1 スイッチング部 2 2 2 と第 2 スイッチング部 2 2 3 の共通点に連結される誘導巻線と誘導巻線の他方に直列に連結される共振コイル L r と共振キャパシター C r と、共振キャパシター C r と第 1 スイッチング部 2 2 2 の間に並列に連結されるキャパシター C F 3 およびダイオード D F 3、および共振キャパシター C r と第 2 スイッチング部 2 2 3 の間に並列に連結されるキャパシター C F 4 およびダイオード D F 4 とから構成される。電源伝達部 2 2 5 は、共振キャパシター C r に並列に 1 次巻線が連結され、2 次巻線の間タップが電源接地に連結される電源伝達トランスフォーマと、電源伝達トランスフォーマの 2 次巻線の両端にそれぞれ連結されるダイオード D F 5、D F 6 と、ダイオード D F 5、D F 6 と電源接地の間に連結される負荷 2 2 7 と、負荷 2 2 7 に並列に連結されるキャパシター C F 5、およびキャパシター C F 5 の両端に互いに直列に連結される抵抗 R 1、R 2 とから構成される。

20

30

#### 【 0 0 7 8 】

Z V S 制御装置 2 3 0 は、共振型コンバーター 2 2 0 の出力に連結されエラー電圧を検知する帰還制御部 2 3 2 と、共振型コンバーター 2 2 0 の出力に連結され負荷がない際にこれを感じて共振型コンバーター 2 2 0 のスイッチングを遮断する無負荷制御部 2 3 3、および帰還制御部 2 3 2 と無負荷制御部 2 3 3 とに連結され共振型コンバーター 2 2 0 のスイッチングを制御する主制御部 2 3 1 とから構成される。帰還制御部 2 3 2 は、電源伝達部 2 2 5 の負荷にかかる電圧を分割する分割抵抗 R 1、R 2 から帰還電圧 V H をインピーダンス Z f を通じて反転端子に入力し、非反転入力端子に基準電圧 V r e f を入力してインピーダンス Z f とインピーダンス Z i とで増幅率が決定されるエラー増幅器 E R R とエラー増幅器 E R R の出力により電流を可変する電流可変器 2 3 4 とから構成され、帰還電圧 V H と基準電圧 V r e f の差を増幅したのちに、電流に変換して主制御部 2 3 1 に

40

50

出力する。無負荷制御部 233 は、ヒステリシス特性を有する基準電圧を発生するヒステリシス電圧発生器 235 と帰還電圧  $V_H$  を入力してヒステリシス基準電圧と比較して無負荷状態を感知するヒステリシス比較器 COMP3 とから構成され、負荷有無を感知して無負荷時に電源伝達部 225 のトランスフォーマ 2 次巻線側に過電圧が印加されることを防止する。主制御部 231 は、負荷 227 に最初に印加される電源を緩衝するためのソフトスタート発生器 236 と、帰還制御部 232 から入力される電流により発振周波数を可変して三角波信号を発生する三角波発生器 237 と、三角波と比較するための基準電圧を発生する基準電圧発生器 238 と、基準電圧発生器 238 から第 1 基準電圧  $V_{r1}$  を反転端子に入力して非反転端子に入力される三角波と比較する第 1 比較器 COMP1 と、基準電圧発生器 238 から第 2 基準電圧  $V_{r2}$  を非反転端子に入力して反転端子に入力される三角波と比較する第 2 比較器 COMP2 と、第 1 比較器 COMP1 とヒステリシス比較器 COMP3 の出力に連結される第 1 制御出力端 240、および第 2 比較器 COMP2 とヒステリシス比較器 COMP3 の出力に連結される第 2 制御出力端 239 とから構成され帰還電圧  $V_H$  を入力して基準電圧との差を感知して負荷に安定した電源を供給するように制御トランスフォーマ 221 を通じてスイッチング部 222、223 を制御する。

10

#### 【0079】

図 19A ~ 19F は、図 18 による装置の動作を示した動作波形図である。図 19A は、三角波発生器 237 から発生した充電時間と放電時間とが同一な三角波を示したものであり、 $V_{r1}$  は基準電圧発生器 238 の第 1 基準電圧を示し、 $V_{r2}$  は基準電圧発生器 238 の第 2 基準電圧を示し、a と b が常に同一なものを示す。図 19B は、第 1 比較器 COMP1 の出力を示したものであり、図 19A の三角波と第 1 基準電圧  $V_{r1}$  を比較して三角波が基準電圧  $V_{r1}$  より高ければ“ハイ”、低ければ“ロー”となる。この信号は第 1 制御出力端 240 を経て出力される第 1 制御出力  $V_{OUT1}$  と同一である。図 19C は、第 2 比較器 COMP2 の出力を示したものであり、図 19A の三角波が第 2 基準電圧  $V_{r2}$  より低ければ“ハイ”、高ければ“ロー”となる。この信号は第 2 制御出力端 239 を経て出力される第 2 制御出力  $V_{OUT2}$  と同一である。図 19D は、第 1 FET Q1 がオン・オフされるタイミングを示したタイミング図であり、第 1 制御出力  $V_{OUT1}$  が“ハイ”であり、第 2 制御出力  $V_{OUT2}$  が“ロー”なら第 1 FET Q1 がオンされ、他の場合にはオフされる。図 19E は、第 2 FET Q2 がオン・オフされるタイミングを示したタイミング図であり、第 1 制御出力  $V_{OUT1}$  が“ロー”であり、第 2 制御出力  $V_{OUT2}$  が“ハイ”ならオンされ、他の場合にはオフされる。図 19F は、共振コイル  $L_r$  に流れる電流  $i_L$  を示したものであり、“l”は第 1 FET Q1 がオンされる期間を示し、“m, o”は第 1 FET Q1 と第 2 FET Q2 の両方がオフされる期間（デッドタイム）を示し、“n”は第 2 FET Q2 がオンされる期間を示し、“T1, T2”は零電圧スイッチング ZVS 動作が起こる期間を示す。

20

30

#### 【0080】

図 18 と図 19A ~ 19F において、本発明の他の実施例の動作を説明すれば次の通りである。まず、ZVS 制御装置 230 から説明すれば、商用入力電源を整流して直流電圧を入力した共振型コンバータ 220 から負荷の両端に印加された電圧（すなわち、帰還電圧）を分割抵抗  $R_1$ ,  $R_2$  を通じて ZVS 制御装置 230 の帰還制御部 232 に入力する。帰還制御部 232 は、フルブリッジの出力が増加する場合、帰還電圧  $V_H$  をインピーダンス  $Z_f$  を経てエラー増幅器 ERR に入力する。エラー増幅器 ERR は、基準電圧と比較した差を増幅して可変電流制御回路 234 に出力し、可変電流制御回路 234 は、帰還制御部 232 の制御電流  $i_c$  を可変して三角波発生器 237 に出力する。制御電流  $i_c$  は、帰還電圧  $V_H$  すなわち負荷に印加される電圧の増減に応じて増減し、制御電流  $i_c$  が増加すれば三角波発生器 237 の三角波周波数を高くし、制御電流  $i_c$  が減少すれば三角波発生器 237 の周波数を低くする。三角波周波数が高くなると、つまり共振型コンバータ 220 の電力伝達比を低めてフルブリッジの出力端を低め、周波数が低くなると、つまり共振型コンバータの電力伝達比を高める。よって、フルブリッジの出力端を高くしてフルブリッジ出力の安定化をもたらす。ソフトスタート発生器 236 は、初期

40

50

に正常時のスイッチング周波数より更に高い周波数を発生するように三角波発生器 237 を制御して初期に負荷に印加される電圧を緩衝させるようにする。すなわち、初期出発から一定時間まで三角波周波数を正常時より高くして、共振型コンバータ 220 の電力伝達部 225 の出力端にあるキャパシタ C F5 の充電電流を初期駆動時に制限する。無負荷制御器 233 のヒステリシス比較器 C O M P 3 は、フルブリッジ出力に負荷が存しない場合、急激に増加する出力電圧がヒステリシス発生器 235 から発生した基準電圧より高ければ出力信号を“ロー”にして第 1 制御出力端 240 と第 2 制御出力端 239 に出力して第 1 制御電圧 K 1 と第 2 制御電圧 K 2 を“ロー”にしてスイッチングを遮断する。一旦、ヒステリシス比較器 C O M P 3 が動作すれば、ヒステリシス発生器 235 の基準電圧が低くなり、フルブリッジ出力の低い基準信号と比較されフルブリッジ出力が一定レベル以下に下がるまでヒステリシス比較器 C O M P 3 の動作を遮断する、主制御部 231 の第 1 比較器 C O M P 1 と第 2 比較器 C O M P 2 は、基準電圧発生器 238 から入力される基準電圧 V r1 , V r2 と三角波を比較して図 19 B のような第 1 制御出力 V O U T1 と図 19 C のような第 2 制御出力 V O U T2 を出力する。制御出力によりスイッチング素子である第 1、第 2 F E T Q1 , Q2 がオン・オフされることを見ると次の表 2 の通りである。

【 0 0 8 1 】

【表 2】

第 1 制御出力 V O U T1	第 2 制御出力 V O U T2	第 1 F E T	第 2 F E T
ハイ	ロー	オン	オフ
ロー	ハイ	オフ	オン
ハイ	ハイ	オフ	オフ
ロー	ロー	オフ	オフ

【 0 0 8 2 】

前記表 2 のように第 1 制御出力 V O U T1 が“ハイ”であり、第 2 制御出力 V O U T2 が“ロー”なら、制御トランスフォーマ 221 の 1 次巻線の下側から上側へ電流が流れ、“+”電位が印加され第 1 F E T Q1 のゲートに順方向のバイアスが印加され第 1 F E T Q1 をオンさせ、第 2 F E T Q2 のゲートに逆方向のバイアスが印加され第 2 F E T Q2 をオフさせる。反対に、第 1 制御出力 V O U T1 が“ロー”であり、第 2 制御出力 V O U T2 が“ハイ”なら、制御トランスフォーマ 221 の 1 次巻線の上側から下側へ電流が流れ、“-”電位が印加され第 1 F E T Q1 のゲートに逆方向のバイアスが印加され第 1 F E T Q1 をオフさせ、第 2 F E T Q2 のゲートに順方向のバイアスが印加され第 2 F E T Q2 をオンさせる。もし、第 1、第 2 制御出力 V O U T1 , V O U T2 に“ハイ”や“ロー”が同一にかけると、電流が流れず 2 次巻線に誘導される電圧がなくなるため、第 1、第 2 F E T Q1 , Q2 はオフされる。この時図 19 F のように共振コイル L r に流れる電流 i L を見ると、第 1 F E T Q1 がオンされる瞬間から電流 i L が“0”になるまでは電流 i L はダイオード D F1 を通じて流れ、この時第 1 F E T Q1 のドレイン-ソース間の電圧はほぼ“0”である。したがって、T1 区間は第 1 F E T Q1 がオンされていても共振電流 i L による第 1 F E T Q1 でのスイッチング損失はほぼ“0”である。T1 以後に電流 i L に正の方向へ回復されながら流れ、この時を共振期間という。すなわち図 19 F において、“1 - T1”期間が共振期間である。また、第 2 F E T Q2 がオンされる瞬間から電流 i L が“0”になるまでは電流 i L はダイオード D F2 を通じて流れ、この時第 2 F E T Q2 のドレイン-ソース間の電圧はほぼ“0”である。したがって、T2 区間は第 2 F E T Q2 がオンされていても共振電流 i L による第 2 F E T Q2 でのスイッチング損失はほぼ“0”である。T2 以後に電流 i L は負の方向へ回復されながら流れ、この時を共振期間という。すなわち、図 19 F において“n - T2”期間が共振期間である。

【 0 0 8 3 】

【発明の効果】

以上のように本発明の共振型電源供給装置は、共振型コンバータに用いられスイッチング素子の両端間の電圧が零電圧の時スイッチングして素子による電力消費を防止して効

10

20

30

40

50

率を高め、スイッチング時の高調波による雑音を低減して E M I 効果があり、パワリングモードで再生電力を使用してエネルギーの使用効率を増加させる。

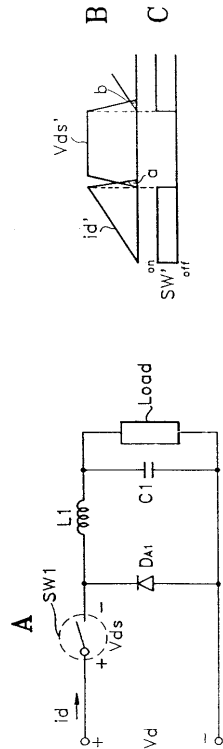
【図面の簡単な説明】

- 【図 1】 従来のコンバーターのスイッチングを示した概略図である。  
 【図 2】 従来の電子式安定器を示した概略図である。  
 【図 3】 本発明による電子式安定器を示したブロック図である。  
 【図 4】 図 3 の主電力装置を示した回路図である。  
 【図 5】 図 3 のソフトスタート回路とのこぎり波信号発生器を示した回路図である。  
 【図 6】 図 5 ののこぎり波信号発生器の動作波形を示した波形図である。  
 【図 7】 図 3 の制御信号駆動器を示した回路図である。 10  
 【図 8】 図 7 の制御信号駆動器の動作波形を示した波形図である。  
 【図 9】 本発明による装置の動作波形を示した波形図である。  
 【図 10】 図 3 の制御電源部を示した回路図である。  
 【図 11】 図 3 の電力制御部を示した回路図である。  
 【図 12】 図 3 の零電圧スイッチング保障回路を示した回路図である。  
 【図 13】 図 12 の回路の動作波形を示した波形図である。  
 【図 14】 図 3 の入力電圧制限回路とブラウンアウト回路を示した回路図である。  
 【図 15】 図 3 の負荷状態感知回路を示した回路図である。  
 【図 16】 図 3 の過熱保護回路を示した回路図である。  
 【図 17】 図 3 の過電流保護回路を示した回路図である。 20  
 【図 18】 本発明による共振型コンバーターの他の例を示したブロック図である。  
 【図 19】 図 18 の装置の動作波形を示した動作波形図である。

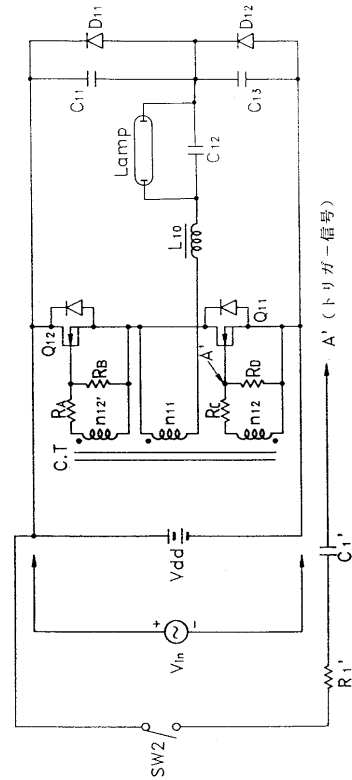
【符号の説明】

- 1 ... 主電力装置、  
 2 ... 零電圧スイッチング制御装置、  
 3 ... 制御電源部、  
 4 ... 電力制御部、  
 5 ... 駆動信号発生部、  
 6 ... 零電圧スイッチング保障部、  
 7 ... 保護回路部、 30  
 8 ... ブラウンアウト回路、  
 9 ... 交流入力、  
 10 ... ラインフィルター、  
 20 ... 整流器、  
 30 ... 共振型コンバーター、  
 40 ... 負荷（ランプ）、  
 50 ... 低電圧ロックアウト回路、  
 60 ... 制御電源供給器、  
 70 ... 電力制御回路、  
 80 ... 照光回路、 40  
 90 ... アナログスイッチング、  
 100 ... ソフトスタート回路、  
 110 ... のこぎり波信号発生部、  
 120 ... 制御信号駆動器、  
 130 ... 入力電圧制御回路、  
 140 ... 過熱保護回路、  
 150 ... 過電流保護回路、  
 160 ... 負荷状態感知回路。

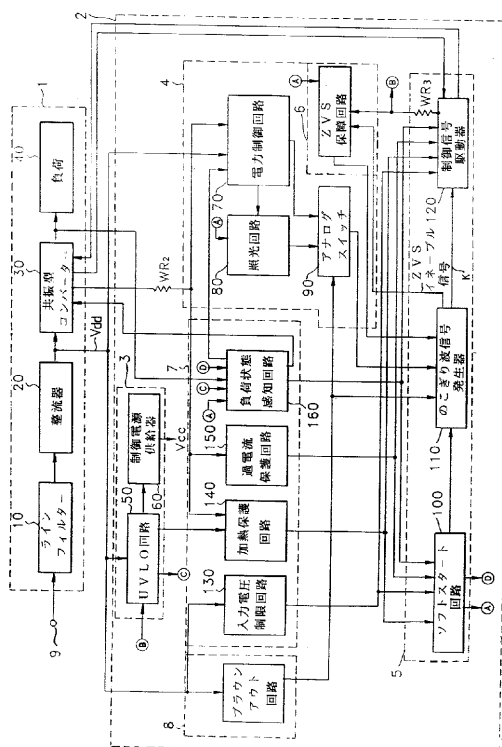
【図 1】



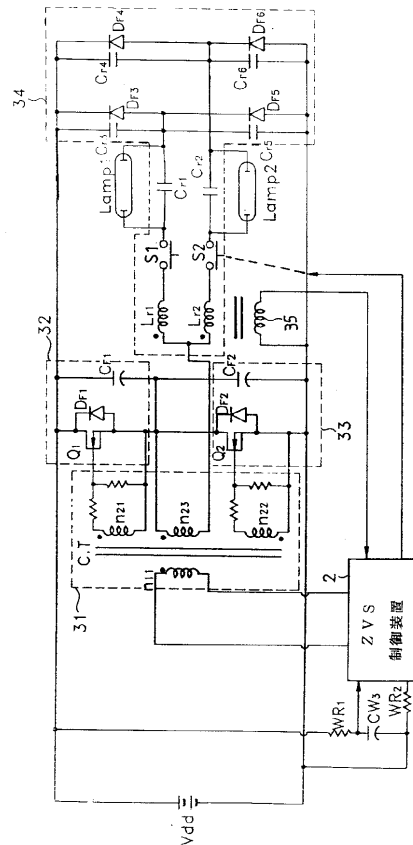
【図 2】



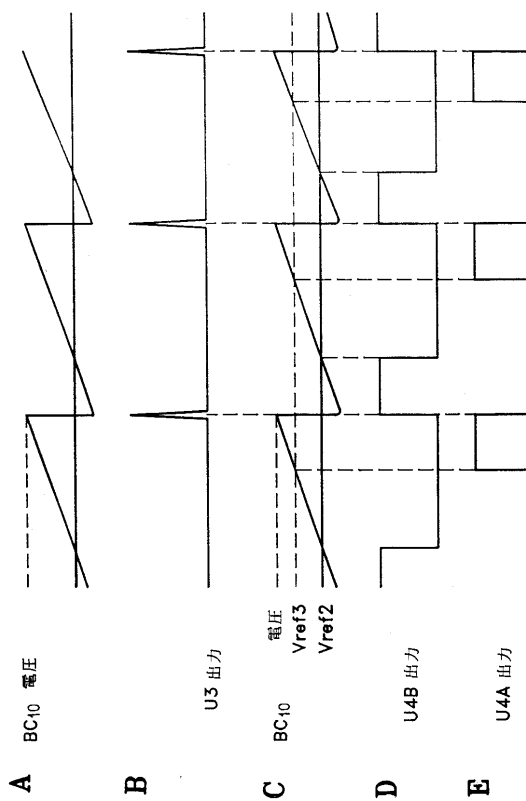
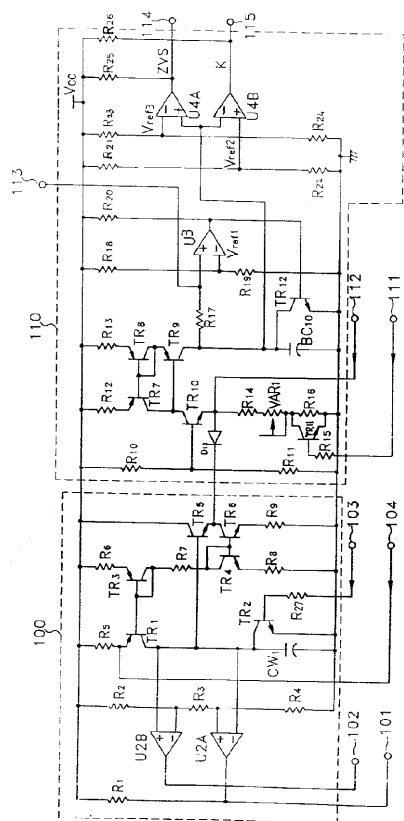
【図 3】



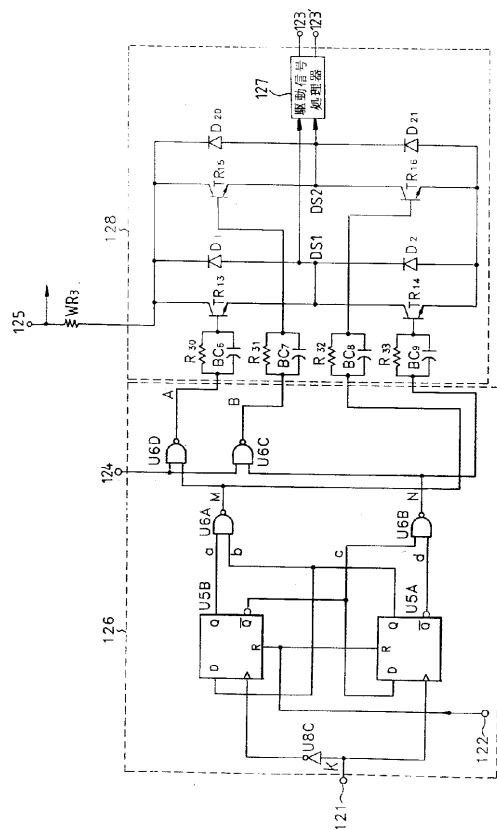
【図 4】



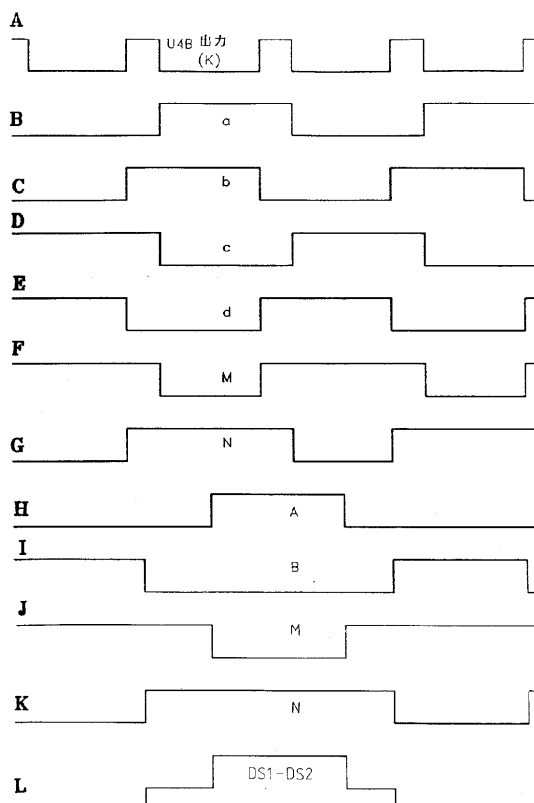
【 図 6 】



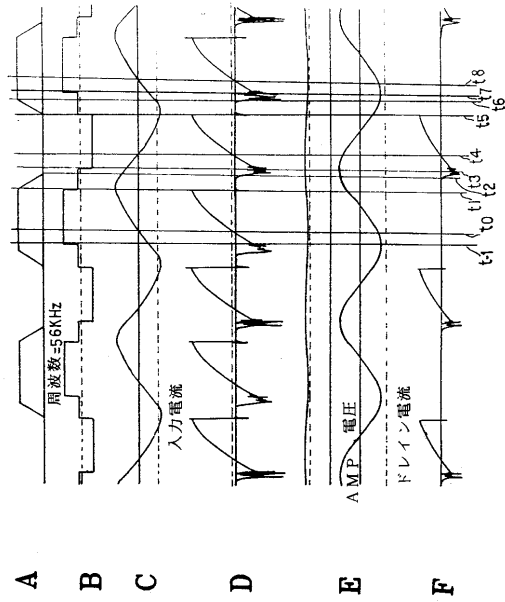
【 圖 7 】



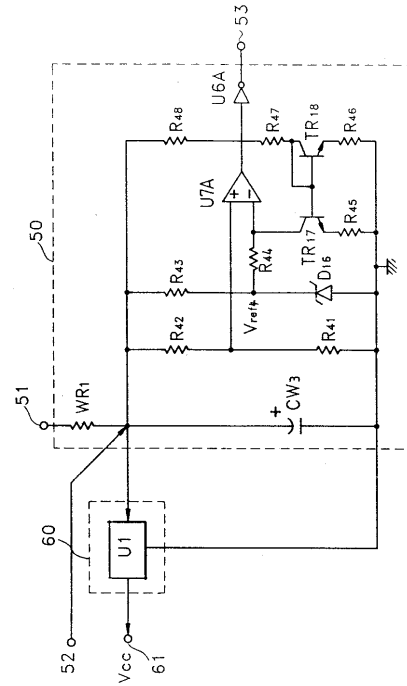
【 図 8 】



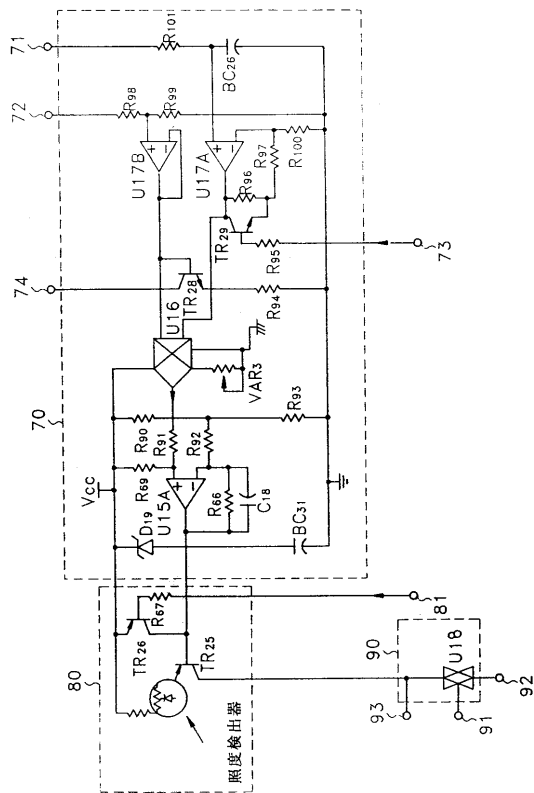
【図 9】



【図 10】

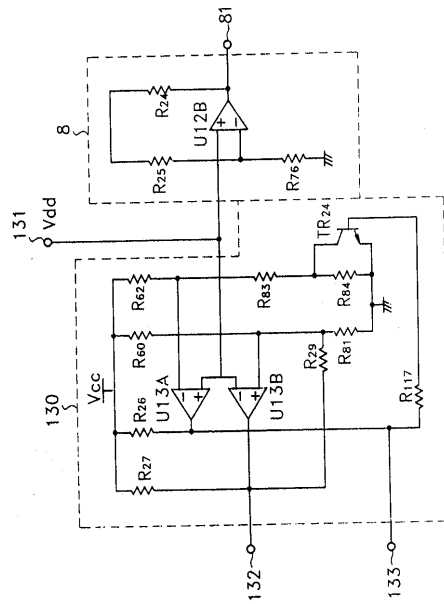


【図 11】

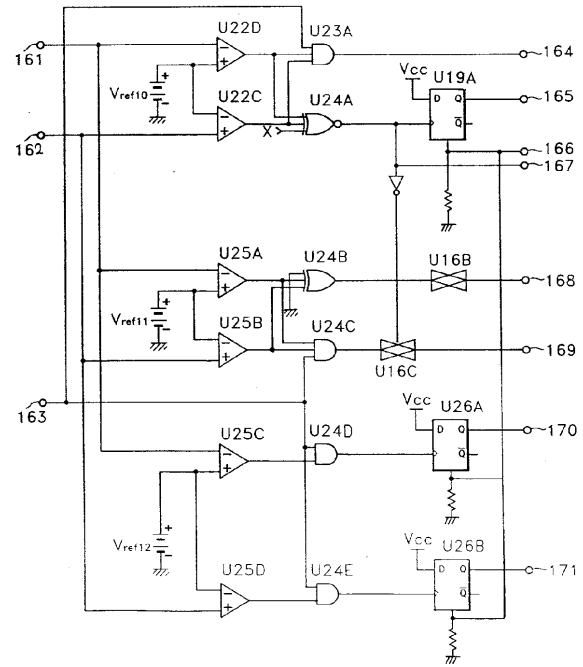




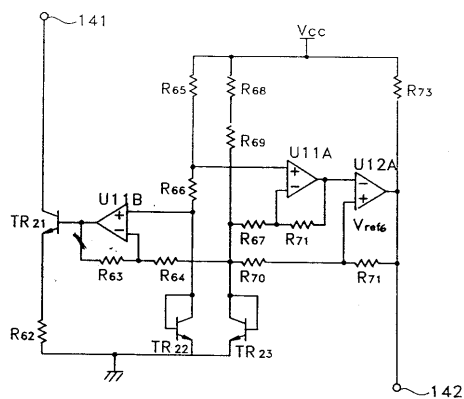
【図 14】



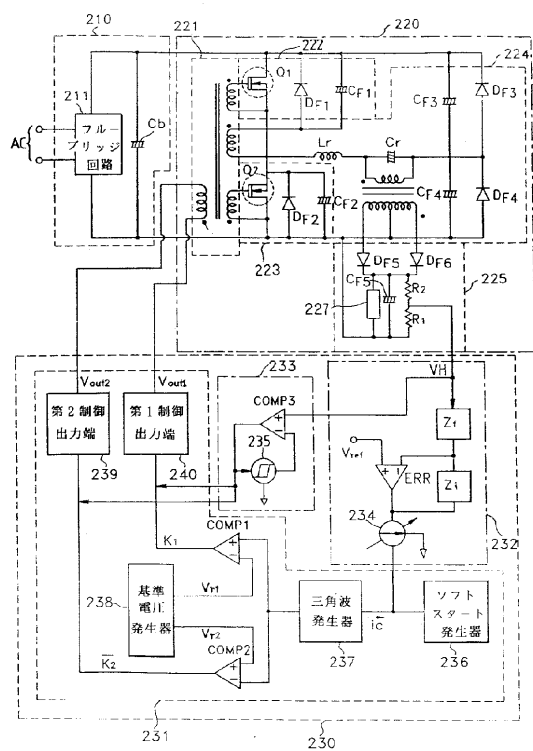
【図 15】



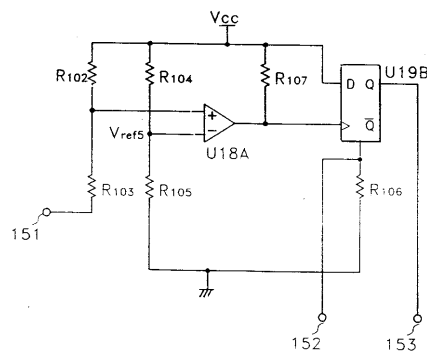
【図 16】



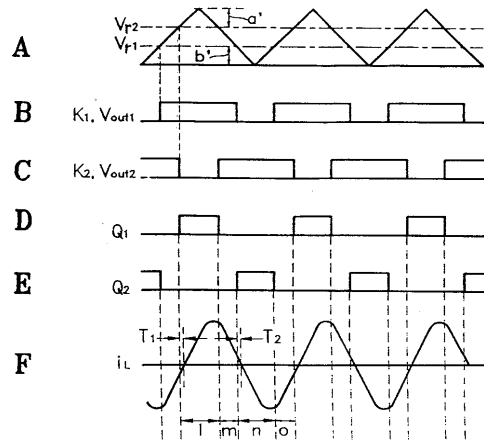
【図 18】



【図 17】



【図 19】



---

フロントページの続き

- (72)発明者 李 榮植  
大韓民国京畿道安養市萬安區石水2洞322-3番地 京一 アパート ナ棟403號
- (72)発明者 趙 顯敏  
大韓民国ソウル市中浪區面牧2洞180-102番地26統6班
- (72)発明者 池 京夏  
大韓民国京畿道富川市遠美區陶唐洞121番地 ボクサゴルアパートB-403號
- (72)発明者 崔 洛春  
大韓民国京畿道富川市遠美區陶唐洞82-3番地

審査官 尾家 英樹

- (56)参考文献 特開平5-207730(JP,A)  
特開平5-199761(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H02M 7/48-7/5395