

(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2005-176599

(P2005-176599A)

(43) 公開日 平成17年6月30日(2005.6.30)

(51) Int. Cl.⁷

H02M 7/48

F I

H02M 7/48

A

テーマコード(参考)

5H007

審査請求 未請求 請求項の数 12 O L 公開請求 (全 35 頁)

(21) 出願番号

特願2005-5409(P2005-5409)

(22) 出願日

平成17年1月12日(2005.1.12)

(71) 出願人 593177594

牛嶋 昌和

東京都中野区野方6丁目30番24号

(71) 出願人 302061299

陳 宏飛

台湾台中市西屯区市政南一路56号

(74) 代理人 100079980

弁理士 飯田 伸行

(72) 発明者 牛嶋 昌和

東京都中野区野方6-30-24 株式会

社テクノリウム内

Fターム(参考) 5H007 BB03 CA01 CB03 CC07 CC32

DA04 DB01 DC02 GA01

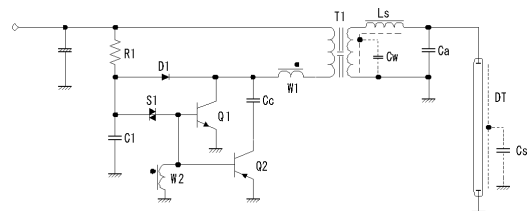
(54) 【発明の名称】 電流共振型インバータ回路

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】電源の利用効率が高い電流共振型を提供することによって、より高効率なインバータ回路を得る。

【解決手段】電流共振型のインバータ回路は昇圧トランスを有し、該昇圧トランスの二次側巻線側は該昇圧トランスの二次巻線の漏れインダクタンスと二次側回路に存在する容量成分との間で共振回路を構成し、該昇圧トランスの一次巻線の一端は電源側に接続され、該一次巻線の他の一端は電流トランスの一次巻線を介してスイッチ・スナバ(Switched snubber)回路に接続され、該スイッチ・スナバ回路は互いに極性の異なる一対のトランジスタで構成され、該一対のトランジスタのベース(ゲート)同士は接続されて該電流トランスの二次巻線に接続され、該一対のトランジスタの一方のコレクタは該電流トランスの一次巻線に接続され、他方のトランジスタのコレクタはコンデンサを介して該電流トランスの一次巻線に接続される。

【選択図】図2



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

電流共振型のインバータ回路は昇圧トランスを有し、該昇圧トランスの二次側巻線側は該昇圧トランスの二次巻線の漏れインダクタンスと二次側回路に存在する容量成分との間で共振回路を構成し、該昇圧トランスの一次巻線の一端は電源側に接続され、該一次巻線の他の一端は電流トランスの一次巻線を介してスイッチ・スナバ (Switched snubber) 回路に接続され、該スイッチ・スナバ回路は互いに極性の異なる一対のトランジスタで構成され、該一対のトランジスタのベース (ゲート) 同士は接続されて該電流トランスの二次巻線に接続され、該一対のトランジスタの一方のコレクタは該電流トランスの一次巻線に接続され、他方のトランジスタのコレクタはコンデンサを介して該電流トランスの一次巻線に接続されることを特徴とする電流共振型インバータ回路。

10

【請求項 2】

前記電流トランスの一次巻線の位置を入れ替えた請求項 1 記載の電流共振型インバータ回路。

【請求項 3】

前記電流トランスを電流検出手段と増幅回路に置き換えた請求項 1 又は 2 記載の電流共振型インバータ回路。

【請求項 4】

前記極性の異なる一対のトランジスタを極性が異なる一対の電界効果トランジスタに置き換えた請求項 1 ~ 3 のいずれかに記載の電流共振型インバータ回路。

20

【請求項 5】

前記昇圧トランスの二次側回路の容量成分に含まれる補助的な共振容量と該補助的な共振容量に流れる電流を検出する電流検出手段と、該電流検出手段の出力を受けて切り替えタイミングを決定するスイッチング手段を有し、該スイッチング手段は該昇圧トランスの一次側巻線を駆動し、該昇圧トランスの二次巻線の漏れインダクタンスと該補助的な共振容量を含む容量成分が直列共振回路を構成し、該直列共振回路の共振周波数において自励発振をする請求項 1 ~ 4 のいずれかに記載の電流共振型インバータ回路。

【請求項 6】

前記スイッチング手段をスイッチ・スナバ回路で構成した請求項 5 記載の電流共振型インバータ回路。

30

【請求項 7】

前記昇圧トランスの二次巻線に流れる電流を検出する電流検出手段と、該電流検出手段の出力を受けて切り替えタイミングを決定するスイッチング手段を有し、該スイッチング手段は該昇圧トランスの一次側巻線を駆動し、該昇圧トランスの二次巻線の漏れインダクタンスと前記補助的な共振容量を含む容量成分が直列共振回路を構成し、該直列共振回路の共振周波数において自励発振をする請求項 1 ~ 4 のいずれかに記載の電流共振型インバータ回路。

【請求項 8】

前記スイッチング手段をスイッチ・スナバ回路で構成した請求項 7 記載の電流共振型インバータ回路。

40

【請求項 9】

前記昇圧トランスの一次巻線を一つのチョーク・コイルに置き換え、該昇圧トランスの漏れインダクタンスをもう一つの他のチョーク・コイルに置き換えた請求項 1 ~ 8 のいずれかに記載の電流共振型インバータ回路。

【請求項 10】

前記インバータ回路は放電管の管電流の検出機構を有し、該管電流の検出機構は該管電流が大きくなる際には負電位が大きくなるように構成され、該負電位は一対の逆極性のトランジスタで構成されるスイッチ・スナバ回路のゲート電極に与えられることにより電力制御を行うための管電流帰還回路を構成する請求項 1 ~ 9 のいずれかに記載の電流共振型インバータ回路。

50

【請求項 1 1】

前記インバータ回路を主インバータ回路とし、これと一対をなす従インバータ回路を有し、該一対のインバータ回路の一方は放電管の電極の一方に接続され、該従インバータ回路は該放電管の他方の電極に接続されることによって、該従インバータ回路は主インバータ回路に対して自動的に同期発振する請求項 1 ~ 1 0 のいずれかに記載の電流共振型インバータ回路。

【請求項 1 2】

前記インバータ回路は、電流共振型回路、ゼロ電流検出型自励発振回路である請求項 1 ~ 1 1 のいずれかに記載の電流共振型インバータ回路。

【発明の詳細な説明】

10

【技術分野】

【0001】

本発明は本願発明者の発明に係る特許第 2 7 3 3 8 1 7 号（米国特許第 5 4 9 5 4 0 5 号）発明の利用発明又はその技術的趣旨の利用に係り、特に、熱陰極蛍光管、冷陰極蛍光管（CCFL）（Cold Cathode Fluorescent Lamp）、外部電極冷陰極管（EEFL）（External Electrode Fluorescent Lamp）、ネオン灯などの容量性を有する光源用の電流共振型インバータ回路に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、面光源の用途は広がり、広告表示装置やパソコン用表示装置だけでなく、液晶テレビジョンなどに用途が拡大している。

20

【0003】

また、これらの面光源を駆動するインバータ回路には小型で、かつ高効率であることが求められている。

【0004】

ここで、近年の冷陰極管用インバータ回路の変遷と特許第 2 7 3 3 8 1 7 号（米国特許第 5 4 9 5 4 0 5 号）発明との関係を述べると以下のとおりである。

【0005】

従来、冷陰極管用インバータ回路は、古典的な回路として、図 2 4 に示すようなコレクタ共振型回路が広く用いられていた。これを別名、Royer回路と呼ぶことがあるが、正式なRoyer回路の定義は、トランスを飽和させてスイッチング動作の反転を行うものであって、コレクタ側の共振を利用して反転動作を行うものはコレクタ共振型回路と称するか、或いは、Royer回路と区別してコレクタ共振型Royer回路と称することが望ましい。

30

【0006】

ところで、当初の冷陰極管用のインバータ回路は二次側回路の共振手段を全く利用しないものであって、昇圧トランスには漏れインダクタンスが少ない、いわゆる閉磁路型トランスが用いられていた。この時代背景において当業者における認識として、いわゆる閉磁路型トランスというのは漏れインダクタンスの少ないトランスを意味するものである。また、インバータ回路における昇圧トランスの漏れインダクタンスに対する認識は、トランス二次側の出力電圧を下げるものであり、好ましいものではないものとされ、できる限り少ないことが望ましいものとされていた。

40

【0007】

その結果、この時代背景におけるトランスの二次側回路の共振周波数はインバータ回路の動作周波数とは無関係であり、インバータ回路の動作周波数に影響を与えないように、二次側回路の共振周波数はインバータ回路の動作周波数よりも遥かに高い周波数に設定されていたものである。また、バラストコンデンサ C b は管電流の安定化のために必須のものである。

【0008】

次に、冷陰極管用インバータ回路としては、図 2 5 に示されているものが知られているが、それは特開平 7 - 2 1 1 4 7 2 号公報に開示されているものであって、当該回路は、

50

図 26 に示すように、二次側回路の共振周波数が一次側回路の発振周波数の 3 倍である、いわゆる 3 倍共振型回路と呼ばれて普及した。この場合に使用される昇圧トランスは漏れインダクタンス値をある程度大きくしたものが適する。

【0009】

この場合、図 27 の説明図に示すように、インバータ回路の発振周波数と 3 次の高調波が合成されて台形の波形が生成される。

【0010】

そして、実際の 3 倍共振型回路の冷陰極管に流れる電流は、図 28 に示すような波形を呈する。

【0011】

この場合の昇圧トランスの呼称には混乱がある。当業者の間で言うところの、いわゆる閉磁路トランスと称して良いものであるか否は議論があり、呼称の定義が曖昧となっている。磁路構造が閉じながら磁束漏れの多い状態をどう記述すべきかの問題がある。これらの用語は上記のような状態を想定した専門技術用語ではないという問題が依然存在する。

【0012】

実際のいわゆる 3 倍共振に用いられるトランスの形状は、図 29 に示されているように扁平なものであって、磁路構造が閉じていながら従来のものに比べて相当磁束漏れが大きくなっている。即ち、大きな漏れインダクタンス値を持っている。

【0013】

いずれにせよ、この技術思想は、昇圧トランスの漏れインダクタンス値をある程度大きくすることにより、その漏れインダクタンスと昇圧トランスの二次側に構成される容量成分との間で共振回路を構成するものであって（図 25）、この共振周波数をインバータ回路の動作周波数の 3 倍の周波数に設定することにより、二次側回路に 3 次高調波を発生させて（図 26）、管電流波形を台形波状（図 27）とするものである。この場合のバラストコンデンサ C2 はバラストコンデンサでありながら共振コンデンサの一部として機能する。

【0014】

これによって、特開平 7 - 211472 号公報に開示されているように、インバータ回路の変換効率はかなりの改善が見られ、その上、昇圧トランスもより小型化になった。また、この 3 倍共振の技術思想は、近年ないし現在におけるコレクタ共振型の冷陰極管用インバータ回路の基本となっており、現在普及しているコレクタ共振型インバータ回路の大半の相当数において当該の技術が利用されていると言っても過言ではない。

【0015】

次に、本発明の基礎となる特許第 2733817 号（米国特許第 5495405 号）の発明が開示されたことにより昇圧トランスはさらに劇的な小型化と高効率化を実現した。当該発明は 1996 年頃から広く実施され始め、ノート型パソコンのインバータ回路の小型化と高効率化に大きく貢献している。これはインバータ回路の動作周波数と二次側回路の共振周波数とをほぼ一致させる発明であって、前記 3 倍共振における昇圧トランスの漏れインダクタンス値をさらに大きくすると同時に二次側回路の容量成分を大きくすることによって実現される。

【0016】

この技術は、インバータ回路を二次側回路の共振周波数付近で動作させた際に、昇圧トランス一次巻線に流れる励磁電流が少なくなる効果を利用したものであり、トランス一次巻線側から見た力率が向上し、昇圧トランスの銅損が減少するというものである。

【0017】

同時に、当該発明の開示後、一次側回路の駆動手段としては、コレクタ共振型による従来回路の他に、以下に示す固定周波数の他励型駆動手段、及び、一次側巻線のゼロ電流を検出して切り替えるゼロ電流スイッチング型の駆動手段など多数の駆動手段が用いられている。これら一連の周辺技術は、いずれも、当該発明とは密接な関係にあり、当該発明における二次側回路の共振技術の普及に寄与している。

10

20

30

40

50

【0018】

これらの一連の冷陰極管用インバータ回路に関する背景技術の変遷を、昇圧トランスの漏れインダクタンス値の視点から見れば、これらは、図30に示すように、インバータ回路の世代が新しくなるとともに昇圧トランスの漏れインダクタンス値も大きくなり、同時に、二次側回路の共振周波数が低くなっていった歴史であったと見なすことができる。

尚、図30は、時代とともにインバータ回路の駆動周波数 f_o と二次側回路の共振周波数 f_r との関係が変遷してきたことを説明する説明図である。

【0019】

そして、インバータ回路の高効率化と小型化は、昇圧トランスの改良とその駆動周波数を適切に選ぶことにより実現されるものである。これについては、本発明の発明者の発明に係る特開2003-168585(米国特許6,774,580 B2)公報において図31(駆動手段側から見た力率改善の手法を説明する説明図である。横軸は周波数、は昇圧トランス一次巻線の電圧位相と電流位相の位相差を示している。がゼロに近づくほど力率が改善されることを示す。)に示す如き説明図とともに駆動手段側から見た高効率化の手法を詳細に開示している。

10

【0020】

ところが一方で、米国特許第6114814-B1号及び特開昭59-032370号公報で示されているように、高効率のインバータ回路はゼロ電流スイッチング手段によってもたらされるとする技術思想が当業者の間で根強く唱えられている。

【0021】

しかしながら、これらの技術思想は、昇圧トランスの力率改善効果の視点を欠いたものであり、高効率の由来をスイッチングトランジスタの発熱低減にあるものとする点で正しくない。

20

【0022】

以下にこれを詳しく説明する。

ゼロ電流スイッチング手段はインバータ回路の電力制御手段の一つであり、代表的なものとしては、図32に示される如きゼロ電流スイッチング型の回路例が米国特許第6114814-B1号及び特開昭59-032370号公報に開示されるものである。また、本発明の発明者も特開平8-288080号公報において同様の技術を開示している。この技術を米国特許第6114814-B1号公報をもとに説明すれば以下のようになる。

30

【0023】

米国特許第6114814-B1号公報には、図33に示すような従来のゼロ電流スイッチング型回路の動作を説明する説明図がFig. 11で示されており、また、Fig. 11A, Bは電力制御を全く行っていない状態、Fig. 11C, Dは電力制御を行った状態、Fig. 11E, Fは電圧実効値の位相が電流実効値の位相よりも進んだ状態でゼロ電流スイッチング動作をさせようとした場合が示されている。また、図34に示すような図面がFig. 12で示されており、Fig. 12A, Bはゼロ電流スイッチング動作ではない制御の一例を示している。

【0024】

前記図33において、Fig. 11Aは駆動電力が最大の場合のトランス一次巻線の電圧を示しており、Fig. 11Bはその場合のトランス一次巻線に流れる電流を示している。ゼロ電流スイッチング手段の場合は、電流のゼロになるタイミングを検出して駆動手段のスイッチングを行うものである。最大電力の場合、即ち流通角を100%にして電力制御を全くしない場合には、トランス一次巻線に与えられる電圧位相の実効値と電流位相の実効値との間には必然的に位相差がなくなる。このことは即ち力率が良好であることを意味する。

40

【0025】

次に、前記図33に示すFig. 11Cは駆動電力を制御するために流通角を小さくした場合のトランス一次巻線の電圧を示している。そして、Fig. 11Dはその場合のトランス一次巻線に流れる電流を示している。この図33において、駆動手段のスイッチン

50

グトランジスタがONとなるのは電流がゼロになるタイミングである。しかし、一方、スイッチングトランジスタがOFFとなるのはゼロ電流のタイミングではない。この場合、トランス一次巻線に与えられる電圧の実効値の位相とトランス一次巻線を通る電流の実効値の位相との間に位相差が生じる。その結果、この場合の力率は良好ではない。

【0026】

一方、前記図34において、Fig. 12Aは同じように流通角を制限して電力制御をしたものであるが、ゼロ電流スイッチング手段を無視してトランス一次巻線における電圧の実効値の位相と、トランス一次巻線に流れる電流の位相を均しくなるように制御している。この場合、トランス一次巻線側から見た力率は実は良好であって昇圧トランスの発熱は少ない。しかし、これはゼロ電流スイッチング手段ではない。

10

【0027】

ここで、ゼロ電流スイッチング手段は、インバータ回路の高効率をもたらすという技術思想に矛盾が生じる。米国特許第6114814-B1号発明の技術思想、即ち、ゼロ電流スイッチング手段においては、前記図34に示すFig. 12A, Bのような状態について、インバータ回路の変換効率が良くないものとして排除しているものである。

【0028】

尚、前記図34に示すFig. 11E, Fは、電圧実効値の位相が電流実効値の位相よりも進んだ状態でゼロ電流スイッチング動作をさせようとした場合を説明する説明図であり、また、Fig. 12A, Bはゼロ電流スイッチング動作ではない制御の一例を示す説明図である。

20

【0029】

しかしながら、本願発明者が比較実験したところによれば、前記図33に示すFig. 11C, Dの制御方法よりも前記図34に示すFig. 12A, Bの制御方法の方が明らかにインバータ回路の変換効率は高い。

【0030】

結論として、ゼロ電流スイッチング手段がインバータ回路に高効率をもたらすというのは誤りである。そのような誤解が生じた背景は以下のとおりである。

【0031】

ゼロ電流スイッチング手段のうちで、特に電力制御を全く行わない場合に限って、昇圧トランスの一次巻線の電圧位相と電流位相との間に位相差が必然的になくなる。そのため昇圧トランスの力率が改善され、トランス一次巻線に流れる電流が減るとともに、スイッチングトランジスタに流れる電流も最小となり、その結果、昇圧トランス一次巻線の発熱とスイッチングトランジスタの発熱が減り、インバータ回路の効率が改善されるものである。これを、ゼロ電流スイッチング手段により高効率をもたらされたものと誤認したものと考えられる。

30

【0032】

米国特許第6114814-B1号公報におけるFig. 11A, Bのような状態は全く電力制御を行わない場合であって、この場合の動作状態は一般的な電流共振型の動作状態と等価なものとなる。即ち、高効率のインバータ回路はゼロ電流スイッチング手段によりもたらされるものではなくて、実は従来の電流共振型手段によりもたらされるものであったということである。

40

【0033】

電流共振型のインバータ回路は熱陰極管点灯用としては公知であって、例えば、図35に示すような回路が一般的に用いられている。このような電流共振型回路は基本回路の構成のみでは調光手段がない。そこで、電流共振型回路において調光を行う場合は、前段にDC-DCコンバータ回路を設けて調光する。

【0034】

図36は、従来の電流共振型回路と前段にDC-DCコンバータ回路と本発明の発明者が発明した漏洩磁束型トランスとを組み合わせた冷陰極管用インバータ回路の調光回路の例である。この例では、トランジスタQs、インダクタンスLc、ダイオードDs、コンデンサ

50

CvによりDC - DCコンバータ回路を構成している。

【0035】

一方、電流共振型回路そのものを改良して調光する手法も提案されている。図37は本発明の発明者が特開平8 - 288080号公報に開示する調光回路であって、タイマ回路10, 11はゼロ電流を検出し一定の時間経過後、周波数制御回路12はスイッチング素子2, 3をOFFする。タイマ回路10, 11はRSフリップフロップであって、ゼロ電流でセットされ、一定時間後にリセットされる。これは、ゼロ電流を検出してスイッチング手段をONした後、一定時間後にスイッチング手段をOFFする方法により調光するものである。

【0036】

同様の手法が、米国特許第6114814 - B1号公報のFig. 9でも開示されている。それは図38に示すとおり回路図であって、RSフリップフロップ172はゼロ電流でセットされ、一定時間後にリセットされる。米国特許第6114814 - B1号公報も特開平8 - 288080号公報もゼロ電流を検出してスイッチング手段をONすると同時にRSフリップフロップをセットし、一定時間経過後リセットすることによってスイッチング手段をOFFするものである。どちらも電流共振型回路のスイッチング手段に調光機能を持たせるもので、調光時には電圧実効値の位相よりも電流の位相が遅延するという特徴を持つものであり、全く同一の技術思想であるとともに、実現の方法においてもほぼ同一である。

10

【0037】

本願発明者が自ら知るところでは、特開平8 - 288080号公報によって調光を行うと、冷陰極管あるいは熱陰極管を相当暗いところまで制御した際に、スイッチング手段のトランジスタに流れる電流が多くなり、発熱することを確認している。

20

【0038】

いずれにしても、インバータ回路の高効率の由来は電流共振型にあることが明らかであるために、本願発明者は、特願2004 - 318059の発明において、図39の電流共振型の放電管用インバータ回路を開示した。

【0039】

次に、近年は液晶テレビ用バックライトなど、多数の冷陰極管、外部電極冷陰極管EEFLなどを並列駆動するための大電力のインバータ回路が求められているが、インバータ回路のハイパワー化とローコスト化の手段として商用電源からPFC回路(力率制御回路)を介して得られる直流電源(一般的には400V程度が用いられる)を用いて、直接、インバータ回路を駆動しようとする試みが数多くある。

30

【0040】

しかし、液晶テレビ用バックライトに用いられる冷陰極管は長さが長く、定常放電電圧も1600Vを超えるものも多い。これらの冷陰極管を点灯させようとした場合、従来の電流共振型回路はハーフブリッジ型回路で構成されていたため、直接商用電源でインバータ回路を駆動して冷陰極管を点灯させることには困難がある。

【0041】

そこで、例えば、米国特許第6181079号に開示される例などでは、PFC回路の出力から昇圧トランスを経て昇圧した後に得られる高電圧をスイッチングすることにより電流共振型回路で冷陰極管を点灯させていた。

40

【特許文献1】特許第2733817号明細書

【特許文献2】特開昭59 - 032370号公報

【特許文献3】特開平7 - 211472号公報

【特許文献4】特開平8 - 288080号公報

【特許文献5】特開2003 - 168585公報

【特許文献6】米国特許第5495405号明細書

【特許文献7】米国特許第6114814 - B1号明細書

【特許文献8】特願2004 - 318059明細書

50

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0042】

従来の電流共振型回路はハーフ・ブリッジ型が主流であって、これらは主に熱陰極管用の点灯装置としては公知である。これを冷陰極管点灯用に応用したインバータ回路の一例を図40に示す。

【0043】

しかしながら、ハーフ・ブリッジ型回路は電源電圧の利用効率が悪い。トランス一次巻線に与えられる電圧を示すと、図41のハーフ・ブリッジ型回路の電源電圧の利用効率を説明する説明図のようになる。即ち、ハーフ・ブリッジ出力段の電圧の波形とその実効値電圧を E_r に示すが、矩形波の E_s は電源電圧の $1/2$ となり、これは実効値の交流電圧に換算しても同様である。

10

【0044】

次に、特開昭59-032370号公報に開示されるようなゼロ電流スイッチング手段によって電力制御を行い、冷陰極管の調光を行う場合は、調光した際の力率があまり良くない。また、さらに、ハーフ・ブリッジ構成であるために低い電源電圧には対応できず、低い電源電圧においては特許第2733817号(米国特許第5495405号)公報に開示する力率改善効果を十分に活用することが難しい。

【0045】

一方、特許第2733817号(米国特許第5495405号)公報記載の技術的趣旨を実施するための駆動手段として、発振回路を容量 C と抵抗 R で構成する固定周波数の発振回路とし、固定周波数による他励型駆動手段を用いる場合が多いが、この場合、量産時において、組立方法による寄生容量のバラツキなどにより、二次側回路の共振周波数がずれたり、或いは、部品定数のバラツキなどにより一次側の駆動回路の駆動周波数がずれたりする場合がある。そのようになると、力率改善効果が現れる最適な共振周波数で常に駆動することが難しくなる。

20

【0046】

二次側回路の共振周波数と一次側回路の駆動周波数とがずれるとインバータ回路の効率を極度に悪化させる。このようなことから、固定周波数の他励型駆動手段を用いる場合には二次側回路の共振回路の Q 値を低くしてブロードな共振特性とし、周波数ずれに対処していた。そのような理由から固定周波数の他励型駆動手段においては二次側の共振回路の Q 値を高くすることが難しかった。

30

【0047】

一方、従来の電流共振型回路により、 Q 値の低い二次側の共振回路を駆動しようとする、発振の継続が難しくなるという現象がある。したがって、電流共振型により駆動する場合は Q 値があまり低くならないよう配慮する必要があった。

【0048】

しかしながら、一般的な冷陰極管用の昇圧トランスは二次側共振回路の Q 値は決して高く設定されていない。つまり、 Q 値を高く設定するという技術的思想が本発明の出願時点において、当業者の間で公知であるとは言えないためである。

40

【0049】

そのため、市販の固定周波数駆動用の昇圧トランスに対応するために、一次側のカップリングコンデンサ C_c の値を小さくして、昇圧トランス一次巻線側の漏れインダクタンスと共振させることにより、カップリングコンデンサ C_c を共振に関連させて発振の安定的な継続を確保していた。しかしながら、これらの対策は昇圧トランスが発熱しやすいという問題を抱えている。

【0050】

次に、インバータ回路のハイパワー化とローコスト化の手段として商用電源からPFC回路(力率制御回路)を介して得られる直流電源(一般的には400V程度が用いられる)を用いて、直接、インバータ回路を駆動しようとする試みの問題点について検討する。例えば

50

、米国特許第6181079号公報に開示される例などでは、PFC回路の後に昇圧トランスを配置して400Vよりも更に高い直流電圧を得た後、この直流電圧をハーフ・ブリッジ型のスイッチング回路を介して直列共振回路(Parallel loaded serial resonance circuit)を駆動してさらに昇圧し、冷陰極管を点灯させている。

【0051】

しかしながら、この場合にもハーフ・ブリッジ型回路では電源の利用効率が悪いために、放電電圧の高い冷陰極管を直接点灯させるには至っていない。

【0052】

PFC回路の出力であるDC400Vにより、直接、このような冷陰極管を点灯させることを可能にするためには、直列共振回路のQを高く設定して昇圧比を高くしなければならない。具体的には管電圧1600Vの冷陰極管を並列点灯させるためには以下の計算式により高いQ値が必要なことがわかる。

$$Q = 1600V(400V/2) = 8$$

DC400Vから冷陰極管を点灯させるためには少なくともQ値は8~10という値が必要なことになる。

【0053】

このようなことから電源の利用効率が高い電流共振型の回路方式が求められていた。

【0054】

また、従来ゼロ電流スイッチング方式による電力制御方法は、電力制御を行った場合の力率が悪化する。それは以下の理由からである。

前記図38のような従来型のゼロ電流スイッチング型回路において、昇圧トランス一次巻線に与えられる電圧と電流との関係を模式的に示すと図42、図43のようになる。

【0055】

トランス一次巻線側の電流は、実際にはこれほど模式的な正弦波にはならない。電圧波形は電流のゼロポイントを検出して立ち上がる。スイッチング手段のONのタイミングはゼロ電流であるが、OFFのタイミングはゼロ電流ではない。

【0056】

この電圧波形を実効値にしたものが破線で示す波形である。この図42からも解るとおり、電圧実効値の位相よりも電流の位相の方が遅延する。これは力率が悪いということであり、ゼロ電流スイッチング手段の場合、電力を制御した場合の無効電流が多くなること

によって昇圧トランス一次巻線の銅損が増加してインバータ回路の変換効率が悪化する。

【0057】

次に、ゼロ電流スイッチング手段の場合に力率が低下する作用について計算図表を参照して説明する。ゼロ電流スイッチング手段の場合、図43のように流通角を狭くした場合の力率が特に悪い。それは電圧に対する電流の位相遅延が激しいからである。

【0058】

これをさらに詳しく見ると、次のようになる。

電圧実効値波形の位相に比べて電流波形の位相がどれだけ遅延するかについて、遅延角と流通角(デューティ比)との関係を見ると、単純な反比例関係になる。図44はその様子を図にしたものである。

【0059】

前記図44は流通角の変化に伴って電圧実効値の位相と電流の位相とがどのように変化するかを算出した図であって、例えば、流通角が25%の場合には、電圧に対する電流の遅延角が67.5deg.であることを説明している。この図44より、流通角(デューティ比)を25%とした場合の電圧に対する電流の位相遅延は概ね67.5deg.と求められる。

【0060】

そして、図45のように、ゼロ電流スイッチング回路においてはこの遅延角に該当する周波数と位相特性との交点がインバータ回路の動作周波数となる。したがって、ゼロ電流スイッチング回路においては電力制御を行った際の動作周波数の変動が避けられない。

10

20

30

40

50

【0061】

次に、力率について検討した図が、図46、図47である。

【0062】

図46において、一次側換算した負荷電流を a とすれば、励磁電流は \tan で表され、トランス一次巻線の電流は $1/\cos$ (力率の逆数) で表される。

【0063】

図47は力率について検討する場合のトランス一次側換算負荷電流、励磁電流、トランス一次巻線電流の関係を表す説明図であって、遅延角が大きい場合、励磁電流が多く流れて無効電流が多くなることを説明している。

【0064】

前記図47において、合成電流比とは $1/\cos$ (力率の逆数) のことである。これを電圧実効値の位相に対する電流位相の遅れを電流遅延角 として $1/\cos$ (力率の逆数) との関係を図に表したものである。負荷電流に対して何倍のトランス一次巻線電流が流れるのかを図47より検討すると、次のようになる。電圧実効値の位相に対する電流の位相が 67.5 deg . 遅延した場合のトランス一次巻線の電流は全く遅延しない場合に比べて 2.61 倍もの電流が流れる。そのため力率が非常に悪く、銅損の増加によりトランス一次巻線の発熱が多くなり、また、同様の理由によりスイッチング手段のトランジスタの発熱も多くなることわかる。

【0065】

つまり、ゼロ電流スイッチング手段を用いて電力を制御する場合、米国特許第6114814-B1号、特開平8-288080号あるいは特開昭59-032370号の各公報に開示されている流通角制御手段により電力制御を行うことは力率改善の視点から見れば以下のように結論付けられる。

【0066】

流通角が広い状態、即ち、電圧実効値位相に対する電流位相の遅延が少ない状態においてはインバータ回路の変換効率は良好である。しかし、流通角が小さい場合は電流位相の遅延が大きく、そのために力率が悪くなり、トランス一次巻線を流れる電流が多くなることによってインバータ回路の変換効率が悪化する。特に、流通角が狭く、電流位相の遅延が 90 deg . に近づくにしたがって急激に無効電流が増え、著しく効率が悪化する。

【0067】

このような状態は、具体的にはゼロ電流スイッチング手段をノート型パソコンに適用した際にACアダプタを使用する場合は最も電源電圧が高くなるが、その条件下において、電力制限をして液晶画面を暗くした場合などに電流位相の遅延が最も大きくなる。この場合、実際にインバータ回路の著しい発熱を伴うものである。

【0068】

さらに、ゼロ電流スイッチング手段により電流制御を行う場合、インバータ回路の動作周波数の変動が避けられないという問題も存在する。

【0069】

ここで明らかなことは、電力制御をした状態において効率の良いインバータ回路を構成するためには、ゼロ電流スイッチングという技術的思想が必ずしも必須なものではない。それどころかむしろ有害である。変換効率の良いインバータ回路を構成するためには上記の技術思想を排除し、昇圧トランス一次巻線における力率が最も良くなる方法を採用する必要がある。

【課題を解決するための手段】

【0070】

本発明は、以上の如き観点に鑑みてなされたものであって、電源の利用効率が高い電流共振型を提供することによって特許第2733817号(米国特許第5495405号)の技術的趣旨を反映して、より高効率なインバータ回路を提供しようとするものである。

【0071】

また、直列共振回路(Parallel loaded serial resonance circuit)により冷陰極管を点

10

20

30

40

50

灯させるための電源電圧の利用効率の高いインバータ回路を提供しようとするものである。

【0072】

また、電力制限を行なった際においても力率の改善効果を害することなく、特許第2733817号（米国特許第5495405号）の技術的趣旨を反映する、より高効率なインバータ回路を提供しようとするものである。すなわち、電力制御を行なう際、トランス一次側電圧の実効値の位相と電流位相とを等しく制御することにより力率を悪化させずに電力制御を行おうとするものである。

【0073】

具体的には、電流共振型のインバータ回路のスイッチング手段をスイッチ・スナバ回路とすることで電源電圧の利用効率の高いインバータ回路を提供しようとするものである。 10

【0074】

また、電流共振型のインバータ回路の電流検出手段において、共振回路の共振コンデンサに流れる電流を検出することで、あるいは、トランスの二次巻線に流れる電流を検出することで、高いQ値に対応するインバータ回路とするとともに、低いQ値に対しても安定したインバータ回路を提供するものである。

【0075】

また、電力制御を行う場合においては、昇圧トランス一次巻線側から見た駆動電圧の実効値の位相と流れる電流の位相との間の位相差を少なくすることにより、力率の良い駆動を行おうとするものである。 20

【0076】

また、インバータ回路を一对のマスター（主）回路とスレーブ（従）回路で構成することにより、点灯に高電圧を要する放電管を両側高圧駆動によって点灯を容易にしようとするものである。

【発明を実施するための最良の形態】

【0077】

まず、本件における共振回路とは図1に示すもの、または、昇圧トランスの漏れインダクタンスをチョークコイルに置換えたものである。図1において、二次側回路の容量成分C_w、C_a、C_sは合成されて共振容量となり、漏れインダクタンスL_sとともに昇圧トランスの二次側の共振回路を構成する。この場合のZは放電管のインピーダンスである。 30
この場合、 $E_i = E_s \cdot k \cdot N_2/N_1$ 、kは結合係数、N₁, N₂はトランスの一次巻線、二次巻線の巻数である。

【0078】

そして、インバータ回路の発振周波数は、この二次側回路の共振周波数によって決定される。共振周波数をf_rとすれば、

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \cdot (C_w + C_a + C_s)}}$$

となる。

【0079】

本発明の電流共振型回路の発振周波数はParallel loaded serial resonance回路の働きにより、上記の周波数が、または、少し低い周波数が発振周波数となる。 40

【0080】

従来、固定周波数手段の他励型によって駆動される場合の二次側回路を例にとれば、二次側回路のこれらの定数は14インチサイズのノート型パソコンの例では、放電管のインピーダンスZは概ね100kであり、インバータ回路の動作周波数は概ね60kHzである。このような条件下では、漏れインダクタンスL_sの適正值は240mH乃至280mHであり、二次側容量の適正值は25pF乃至30pFである。

【0081】

これらのパラメータは液晶バックライトや面光源のサイズ、方式などによって適宜変わ 50

るが、上記の計算式はそのままあてはめられる。

【0082】

図2は、駆動回路をスイッチ・スナバ型回路で構成した電流共振型回路の一実施例である。トランスT1はLsの漏れインダクタンス値を有する漏洩磁束型の昇圧トランスであり、Cwはトランス二次巻線の分布容量であり、Caは共振周波数の調整のために適宜接続される容量であり、Csは冷陰極管周辺に発生する寄生容量である。トランスT1のインダクタンスLsと、二次側回路に存在する容量成分であるCw、Ca、Csの合成の容量とは二次側回路の共振回路(Parallel loaded serial resonance circuit)を構成する。トランジスタQ1、Q2及びカップリングコンデンサCcはスイッチ・スナバ回路を構成している。スイッチ・スナバ回路は互いに極性の異なる一对のトランジスタQ1、Q2で構成される。トランジスタQ2はカップリングコンデンサCcを介してトランジスタQ1のコレクタと接続されている。巻線W1、W2は電流トランスを構成していて、W1が一次巻線、W2が二次巻線である。

10

【0083】

このようにすると、トランジスタQ1、Q2のベース同士を接続して駆動することができ、電流トランスの二次巻線W2は一つのみでスイッチ・スナバ回路を駆動することが可能となり、シンプルな構成の電流共振型の放電管用のインバータ回路が可能となる。

【0084】

また、図3に示すように、電流トランスの挿入位置はトランスT1とスイッチ・スナバ回路の間に限らず、一次巻線W1の位置を入れ替えて電源と昇圧トランスT1との間に介しても作用は均等である。

20

【0085】

なお、本回路は基本的に電流共振型回路であるので、起動手段がないとインバータ回路の発振が起動しない。起動回路は抵抗R1、容量C1、ダイオードD1、サイリスタS1で構成されるものであって、電流共振型回路において一般的なものであるが、その動作を述べれば、この起動回路は電源のONにより抵抗R1を介して容量C1がチャージされ、サイリスタS1のブレークダウン電圧を越えると、容量C1からトランジスタQ1のベースに電流が流れ、トランジスタQ1が起動する。トランジスタQ1が起動した後はダイオードD1を通じて容量C1の電圧が放電され、以後、起動回路は働かなくなる。

【0086】

また、スイッチング手段はバイポーラ・トランジスタに限らず、電界効果トランジスタFETや集積バイポーラ・トランジスタIGBTと置き換えても作用は均等である。また、電流トランスを他の電流検出手段と増幅回路に置き換えても作用は均等である。

30

【0087】

図4は電流共振型回路の電流検出手段を昇圧トランスの二次側とした一例である。この例では二次側回路に適宜付加される補助的な共振コンデンサCaのグラウンドGND側を電流検出手段を介して接続することにより、その電流検出手段に生じる電圧をスイッチング手段の切り替えに利用している例である。電流検出手段は抵抗でも良く、また、電流トランスや電流検出素子と増幅回路でも良く、ともに作用と効果は均等である。

【0088】

図5は図4に示す回路を具体的にスイッチ・スナバ型回路で構成したものであり、共振コンデンサCaに流れる共振電流を電流検出手段R2で検出し、その電圧でスイッチング素子であるトランジスタQ1、Q2をスイッチングしている。該共振電流は共振コンデンサCa以外にも容量Cw及びCsにも流れるが、これらの容量成分は等価的には共振コンデンサCaと並列に接続されているために、共振コンデンサCaに流れる電流は全ての容量成分に流れる共振電流と位相が等しい。したがって、共振コンデンサCaに流れる電流を検出すれば正確な共振電流の位相が検出できることになる。

40

【0089】

この場合、起動回路は目的を達成するためのいずれの構成でも良いが、図5の例ではツェナーダイオードZdとサイリスタS1とで低い電圧からでも起動できるように構成して

50

いる。Q3はゲート接地されたスイッチであって、抵抗R2に負電圧が発生しスイッチング素子であるトランジスタQ2をONする際に起動回路が働かないように遮断するものである。

【0090】

図6は昇圧トランスT1をチョークコイルLcとLsに置き換えたものである。この例の場合、インバータ回路の出力位相は反転しないので、トランジスタQvにより位相を反転している。

【0091】

次に、図7に示す電流検出手段は昇圧トランスの二次巻線に流れる電流を検出するものであり、この検出信号によってスイッチング手段のスイッチングタイミングを決定するものである。 10

【0092】

図8はこれを具体的にスイッチ・スナバ回路で構成したものである。

【0093】

ここで、スイッチ・スナバ回路はNチャンネル(またはNPN)のトランジスタの流通角を制御することにより電力制御が可能である。

【0094】

そこで、冷陰極管の管電流を検出する整流回路を、図9に示すように、ダイオードD2とD3及び抵抗R4によって構成し、冷陰極管の管電流が増えると抵抗R4には負電位が発生するように構成し、この電位をスイッチ・スナバ回路のゲートに帰還させることにより、管電流帰還回路を構成することができる。 20

【0095】

また、この管電流帰還回路に対して抵抗R6を介して直流電位を与えてやることにより調光回路を構成することもできる。

【0096】

このように構成することで、管電流調光機能を有する冷陰極管用インバータ回路としては最も簡単な構成となり、このように簡単な構成でありながらも高性能のインバータ回路を実現することが可能である。

【0097】

この場合、昇圧トランスの漏れインダクタンスLs、或いは、直列共振用のチョークコイルLsの値を小さく設定し、相対的に共振コンデンサCaの値を大きく設定することによって高いQ値の共振回路を構成することが可能である。そのことにより、昇圧比を高くすることができるとともに、二次側回路に漏れる偶数次高調波を小さくすることもでき、管電流波形を正弦波に近いものとする事ができる。 30

【0098】

次に図10は今まで述べた電流共振型のインバータ回路を主インバータ回路とし、これと一対をなす従インバータ回路を設けることによって従インバータ回路は主インバータ回路と同期発振をするものである。このように構成することによって冷陰極管を両側高電圧駆動することが容易になるものである。

【0099】

電流共振型回路は負荷に流れる電流によって発振回路が起動するものであるから、起動回路は一方の側にあればよく、主回路のインバータ回路が起動することによって従回路のインバータ回路は自動的に起動されるものである。 40

【0100】

上記の回路は一般的な電流共振型回路で構成しても良く、また、電流共振型回路の改良であるゼロ電流検出型自励発振回路(ゼロ電流スイッチング型)であっても構成可能である。

(作用)

【0101】

まず、電流共振型の駆動手段がなぜインバータ回路に高効率をもたらすかについての一 50

般論について以下に述べる。

【0102】

図11は従来の電流共振型回路による冷陰極管用インバータ回路における昇圧トランスと負荷である冷陰極管との関係を示したものであって、昇圧トランスの一次側駆動回路までを含めた二次側共振回路の等価回路を示す説明図である。この等価回路においては昇圧トランスを三端子等価回路で表してある。

【0103】

米国特許第6,114,814-B1号、同第6,633,138号や同第6,259,615号、及び、日本国特許公開公報2002-233158ではこれをtank circuitと称しており、日本国特開昭59-032370号の共振回路、及び、本発明の発明者による日本国特許第2733817号(米国特許第5495405号)、及び、特開2003-168585においては共振回路と称しているものであるが、いずれも同じものを意味するものである。この場合、電流検出手段は昇圧トランスの一次側に設けられている。

10

【0104】

この図11において、Ccは一次側のカップリングコンデンサであり、従来の電流共振型回路においては直流をカットする目的で、或いは、駆動手段がフルブリッジ(H-Bridge)回路である場合にはスイッチングのアンバランスによる直流成分をカットするために必要に応じて挿入されるものである。冷陰極管用のインバータ回路においては一般的には十分に大きな値を有することで共振に関与させない方がよい。なお、カップリングコンデンサCcを共振に関与させた場合にはインバータ回路の発熱が多くなり変換効率が低下する。

20

【0105】

Leはトランスの漏れインダクタンス(関係学会による呼称)であり、JIS測定法による漏れインダクタンス(JIS) Lsとは区別される。Mはトランスの相互インダクタンスである。Cwはトランス二次巻線の分布容量、Caは共振周波数の調整のために適宜付加される共振容量、Csは放電管周辺に発生する寄生容量で、これらは合成されて二次側の共振容量を構成するものであり、Zは放電管のインピーダンスである。

【0106】

参考までに、トランスの巻線の自己インダクタンスをLo、結合係数をkとすると、これらの数値の間には次の関係がある。

$$L_e = k \cdot L_o$$

$$M = (1 - k) \cdot L_o$$

$$L_s = L_e + \frac{1}{\frac{1}{L_e} + \frac{1}{M}}$$

30

なお、一般的な電流共振型回路においては共振電流の検出手段はトランス一次側に配置され、トランス一次側の入力電流を検出するものである。

【0107】

この等価回路を用いて回路シミュレーションを行うと次のような結果が得られる。

即ち、この等価回路によりシミュレーションを行った場合、図12の位相特性(上)と伝達特性(下)を示す説明図において、それぞれの横軸はインバータ回路の駆動周波数を表し、図12(上)はトランス一次側から見た電圧と電流の位相関係を示した図であり、図12(下)は放電管のインピーダンスZに与えられる電圧を表したものである。この図12の中で、放電管のインピーダンスZは3段階に変化させている。aがインピーダンス高、bがインピーダンス中、cがインピーダンス低の場合である。

40

【0108】

冷陰極管を駆動する場合の二次側の共振回路はParallel loaded serial resonance回路と呼ばれるものであり、負荷に応じて昇圧作用を持つ。この場合、図12(上)の図において、位相特性とゼロ度の線が交差した周波数において、インバータ回路の駆動周波数は決定される。これを詳しく見ると以下のようなになる。

50

【0109】

放電管のインピーダンス Z を高、中、低と変化させた場合の位相特性を見ると、共振回路のインピーダンスに比べて放電管のインピーダンスが低くなるに従い、図12(上)で示されるように、図11の電流検出手段1で検出される電流位相は共振電流の位相よりも遅れることになり、インバータ回路の発振周波数は共振回路の共振周波数よりも低い周波数で発振することになる。

【0110】

そして、インピーダンス小の場合にはゼロ度と交わる周波数がなくなってしまう。これは、従来の電流共振型インバータ回路においては、ある限界を超えて放電管のインピーダンス Z が小さくなると発振の継続が不可能になってしまうことを示している。これはゼロ電流スイッチング型の駆動回路においては“暴走”と呼ばれる現象として公知であり、ゼロ電流スイッチング型の駆動手段の欠点とされている。ここで、放電管のインピーダンスが低い場合とは、すなわち、図11の等価回路において共振回路の Q 値が低いということである。

10

【0111】

つまり、電流共振型の回路とは図12(上)の位相特性で示されるように、インバータ回路の発振周波数における昇圧トランス一次側の電圧位相と電流位相との間に位相差がない周波数を自動的に探して発振する回路であるということである。すなわち、電流共振型の回路は力率が良い周波数を選んで動作するものであり、その結果、昇圧トランスの一次巻線側には励磁電流がほとんど流れないことから、昇圧トランス一次巻線の銅損が減り、インバータ回路の変換効率が向上するものである。

20

【0112】

以上、従来の電流共振型回路によって、Parallel loaded serial resonance回路を駆動した場合の作用について述べたが、次に本発明における電流共振型回路の作用について述べる。図13は図4の回路を等価回路に置き換えたものであり、これをもとに回路シミュレーションを行うと次のようになる。

【0113】

図14(上)及び図14(下)において、横軸は周波数であり、図14(上)は位相特性、図14(下)は伝達特性を表している。aは冷陰極管のインピーダンスが大、bはインピーダンスが中、cはインピーダンスが小の場合である。

30

【0114】

本発明の電流共振型回路においては共振用コンデンサ C_a に流れる電流を検出することによってスイッチング手段の切り替えのタイミングを決定するものである。したがって、図14(上)において、a, b, cの位相特性がゼロ度と交わる周波数において、インバータ回路の動作周波数が決定される。

【0115】

また、負荷のインピーダンス、高、中、低のいずれの場合においてもインバータ回路の動作周波数が変わらないことが特徴である。

【0116】

さらに、従来の電流共振型回路と異なるのは、負荷のインピーダンスが小さく、共振回路の Q 値が低い場合においてもインバータ回路の発振の継続が可能であって、暴走現象がないという特徴も有するものである。したがって、負荷のインピーダンスが低い場合から高い場合まで幅広い負荷の範囲において安定した動作が期待できるものである。

40

【0117】

次に、スイッチ・スナバ回路について補足までに述べれば、従来のスイッチ・スナバ回路の動作については図15に示す文献「コロナ社刊スイッチングコンバータの基礎」などにより公知である。これらの回路は従来からDC-DCコンバータなどに多用されているものである。ただし、これらの使用法はいずれもトランスの二次側回路に直列共振回路を設けてその効果を利用するものではない。

【0118】

50

本発明においては図4に示すごとく二次側回路に設けられた共振用コンデンサに流れる電流を検出するものである。この原理に基づいて、本発明におけるスイッチ・スナバ回路で構成した場合のインバータ回路の作用について以下に述べる。

【0119】

図5に基づいて説明すれば、R2は電流検出手段であり、共振用コンデンサCaに流れる電流を検出する。電流検出手段R2に発生した電圧はスイッチング手段であるトランジスタQ1、Q2のゲートに与えられる。この場合、電流検出手段R2に発生する電圧が正であればトランジスタQ1がONし、電流検出手段R2に発生する電圧が負であればトランジスタQ2がONする。従って、電流検出手段R2がゼロ電位に接続されている場合、共振容量Caに流れる共振電流の位相に応じてトランジスタQ1とQ2が交互にONするので、トランジスタQ1のON時間とトランジスタQ2のON時間とは等しくなる。

10

【0120】

また、本発明においては昇圧トランスの二次側回路を共振させるものであるから、従来のDC-DCコンバータに使用されているスイッチ・スナバ回路における電流の流れ方とは少し異なってくる。以下にそれを説明する。

【0121】

図16は、電流検出手段であるR2に正の位相の電圧が発生している場合の電流の流れ方を示す説明図である。この場合、スイッチング手段のトランジスタQ1がONになる。トランジスタQ1には最初に逆方向の電流i1が流れた後、順方向の電流i2が流れる。

【0122】

次に、電流検出手段R2の電圧が負になると、トランジスタQ1はOFFし、トランジスタQ2がONになる。すると、図17に示すように、トランジスタQ2には逆方向の電流が流れるため、この電流によりカップリングコンデンサCcはチャージされ、この部分の電圧は電源電圧よりも高くなる。この場合、Q2はPチャンネルタイプのトランジスタであるからGNDから電源に向かって流れる電流が順方向電流である。

20

【0123】

そして、次に、図18に示すように、トランジスタQ2に順方向の電流が流れることによって、トランスT1の磁束はリセットされる。この動作を繰り返すことにより、カップリングコンデンサCcの電位は上昇して一定の電位に保たれる。その結果、昇圧トランス一次巻線の電圧は、電源電圧よりも若干高い電圧で駆動されることになるために、スイッチ・スナバ回路による駆動方式は電源電圧の利用効率が高い。

30

【0124】

また、必要な電圧を得るための変成比を小さくすることができるので、昇圧トランスのさらなる小型化が可能となる。また、上記の動作は昇圧トランスをチョークコイルに変えても同様である。

【0125】

また、スイッチ・スナバ回路はトランジスタQ1の流通角を制御することにより電力制御が可能である。すなわち、電流検出手段R2に直流電位を与えることにより、電力制御を行うことができる。

【0126】

図19は図9の回路の各部の電圧波形を示す図である。この図に基づいて説明すると、以下ようになる。

40

電流検出手段R2に対して正電位を与えると、トランジスタQ1がONしている時間、即ち、流通角が広がる。そのため、トランスT1を流れる電流は大きくなり、トランジスタQ1がOFFした後、トランジスタQ2がONした際にカップリングコンデンサCcに蓄積される電位は高くなる。その結果、昇圧トランスを高い電圧で駆動していることになり、駆動電力は大きくなる。

【0127】

逆に、電流検出手段R2に対して負電位を与えると、トランジスタQ1のON時間は短くなり、流通角は狭くなる。その結果、駆動電力は小さくなる。

50

【0128】

図9に示す回路の場合、ダイオードD2、D3は、放電管の管電流が大きくなるほど負電位が大きくなるように構成してある。その結果、管電流が大きくなるほど電流検出手段R2を介してトランジスタQ1の流通角を狭くするため、電力が制限されて管電流が少なくなる方向に調整される。即ち、この回路は管電流の負帰還回路を構成しているわけである。

【0129】

図19において、 i_{T1} はトランス一次巻線に流れる電流であって電流検出手段R2に発生する電圧位相よりもわずかに遅延するが、ほぼ等しいと考えてよい。Q1、Q2のスイッチングタイミングは電流検出手段R2に生じる電圧と抵抗R4に生じる負電位との関係で決定される。Q1がONとなるタイミングとは、即ち、昇圧トランスT1の一次巻線に与えられる電圧の位相が等しいわけであるから、図9の関係からも明らかなように、昇圧トランスT1に流れる電流 i_{T1} と昇圧トランスT1の一次巻線に与えられる電圧の実行値の位相は近い。つまり、これは力率が非常に良いことを意味する。また、同時に励磁電流がほとんど流れないことを意味する。

10

【0130】

励磁電流がほとんど流れないということは、理想的な条件下で駆動される限り、昇圧トランスの一次巻線の自己インダクタンスは小さくても良いことになり、これは、放電管用の昇圧トランスの設計概念を抜本的に変えることにつながる。即ち、コア材の透磁率は従来よりも低くてよく、トランスの一次巻線、及び、二次巻線の巻数は従来よりも少なくても良い。特に、トランス二次巻線の巻数が多すぎる場合、特許第2733817号及び特願2003-365326で開示するように、トランス二次巻線の分布定数性によって密結合/疎結合の構成（即ち1/4の自己共振）が生じ、これらの自己共振現象は放電管用の昇圧トランスにおける二次巻線の巻数の最大値を決定する重要なパラメータとなっているために、トランス二次巻線の巻数を少なくできることは重要な意味がある。特願2003-365326に開示する趣旨を勘案すれば、小さい形状で、より大きな電力を変換できる昇圧トランスが実現できることを示唆している。

20

【0131】

次に、図7の電流検出手段に基づいた電流共振型回路の作用について述べる。

図20は図7の回路を等価回路に置き換えたものである。電流検出手段は昇圧トランス二次巻線のGND側に取り付けても高圧側に取り付けても回路シミュレーション上においては等価である。

30

【0132】

これをもとに回路シミュレーションを行うと次のようになる。

図21（上）および図21（下）において、横軸は周波数であり、図21（上）は前記図14（上）同様に位相特性、図21（下）は前記図14（下）同様に伝達特性を表している。aは冷陰極管のインピーダンスが大、bはインピーダンスが中、cはインピーダンスが小の場合である。

【0133】

本発明の電流共振型回路においては昇圧トランスの二次巻線に流れる電流を検出することによってスイッチング手段の切り替えのタイミングを決定するものである。従って、図21（上）において、a、b、cの位相特性がゼロ度と交わる周波数において、インバータ回路の動作周波数が決定される。

40

【0134】

また、負荷のインピーダンス、高、中、低と低くなるにしたがって、インバータ回路の駆動周波数が低くなるのが特徴である。ここで、従来の電流共振型回路と異なるのは、負荷のインピーダンスが小さく、共振回路のQ値が低い場合においてもインバータ回路の発振の継続が可能であって、暴走現象がないという特徴も有するものである。従って、負荷のインピーダンスが低い場合から高い場合まで幅広い負荷の範囲において安定した動作が期待できるものである。

50

【0135】

次に、本発明の電力制御手段についてその作用を説明する。

本発明においては電力制御を行わない場合のみならず、電力制御手段においても力率を変化させないものである。本発明の電力制御手段を図22および図23に示す。

【0136】

図22は流通角を狭くしてインバータ回路の電力を小さくした場合であり、図23は流通角を広くしてインバータ回路の電力を大きくした場合である。電圧波形は電流波形のピークを中心に流通角が変化して電力を制御する。どちらの場合も破線で示す電圧実効値の位相と電流の位相とがほぼ等しくなるように制御されるため、常に昇圧トランス一次巻線側から見た力率が良い。

10

【0137】

これは励磁電流がほとんど流れないことを意味する。励磁電流がほとんど流れないということは、理想的な条件下で駆動される限り、昇圧トランスの一次巻線の自己インダクタンスは小さくても良いことになり、これは放電管用の昇圧トランスの設計概念を抜本的に変えることにつながる。

【0138】

即ち、コア材の透磁率は従来よりも低くてよく、トランスの一次巻線及び二次巻線の巻数は従来トランスよりも少なくても良い。特にトランス二次巻線の巻数が多すぎる場合、特許第2733817号及び特願2003-365326で開示するように、トランス二次巻線の分布定数性によって密結合/疎結合の構成(即ち1/4の自己共振)が生じ、これら

20

[発明の効果]

【0139】

本発明によれば、従来のコレクタ共振型回路と比較しても遜色のない簡便な回路でありながら、インバータ回路の変換効率を大幅に向上させることができる。その結果、インバータ回路の発熱を低減させることができる。

【0140】

また、本発明の基本的な趣旨を応用して集積回路を構成することも可能であり、その場合のIC内部の回路構成も非常にシンプルなものになるため、非常にローコストな回路を構成することが可能である。

30

【0141】

また、インバータ回路の動作周波数は二次側の共振回路の共振周波数が正確に反映されるために、寄生容量の変動などによる周波数ずれにも対処することが容易になり、インバータ回路の信頼性が向上する。

【0142】

また、放電管周辺に発生する寄生容量の値は二次側回路の共振周波数を定める重要なパラメータであるにもかかわらず、本発明出願時点において、いまだに仕様化される様子が見られない。

40

【0143】

これらは工業の発展上大きな問題であるが、本発明によれば、電流共振型の回路が自動的に最適な駆動周波数を探してくれるため、それらの重要なパラメータが未開示であってもインバータ回路は容易に動作する。

【0144】

また、当業者に対して二次側回路の放電管周辺寄生容量の重要性に関する啓発も同時に行えるものと考えられる。

【0145】

また、本発明によれば、二次側の共振回路のQ値を高く設定することができるので、イ

50

ンバータ回路の動作周波数を安定化させることができ、電力制御を行っても周波数変動の少ないインバータ回路を実現することができる。

【0146】

また、同時にトランスも小型化される。逆に、従来のコレクタ共振型回路で使用されていたトランスと同じ外径寸法のものを用いた場合には、概ね50%ないし100%大きい電力で使用することが可能となる。この場合、トランス二次巻線の巻き数を変更し、適度な漏れインダクタンス値を有するように変更する必要があることは言うまでもない。このようにして実現されたトランスは外径寸法形状が従来型と同じであるが、電気的特性が全く異なるものになることもまた言うまでもないことである。

【0147】

主回路と従回路で構成する両側高圧駆動のインバータ回路においては、放電管の両極を同期制御する必要がなく、インバータ回路の構成は単純になった。

【0148】

また、一つのインバータ回路で同時に多数の放電管を点灯する場合においても、二次側回路のQ値が高く設定できるので、一つの回路で多数の放電管を点灯させるための回路が容易に実現できるようになった。

【0149】

また、外部電極冷陰極管(EEFL)などの駆動においても共振昇圧により高い電圧で駆動できるとともに、高い効率で駆動できるインバータ回路を実現できるようになった。

【図面の簡単な説明】

【0150】

【図1】本発明に係る共振回路の等価回路を示す説明図である。

【図2】本発明に係る駆動回路をスイッチ・スナバ型回路で構成した電流共振型回路の一実施例を示す回路構成図である。

【図3】本発明に係る駆動回路をスイッチ・スナバ型回路で構成した電流共振型回路の他の実施例を示す回路構成図である。

【図4】本発明に係る電流共振型回路の更に他の実施例を示す回路構成図である。

【図5】本発明に係る駆動回路をスイッチ・スナバ型回路で構成した電流共振型回路の更に他の実施例を示す回路構成図である。

【図6】本発明に係る駆動回路をスイッチ・スナバ型回路で構成した電流共振型回路の更に他の実施例を示す回路構成図である。 30

【図7】本発明に係る電流共振型回路の更に他の実施例を示す回路構成図である。

【図8】本発明に係る駆動回路をスイッチ・スナバ型回路で構成した電流共振型回路の更に他の実施例を示す回路構成図である。

【図9】本発明に係る駆動回路をスイッチ・スナバ型回路で構成した電流共振型回路の更に他の実施例を示す回路構成図である。

【図10】本発明に係る駆動回路をスイッチ・スナバ型回路で構成した電流共振型回路の更に他の実施例を示す回路構成図であって、冷陰極管を両側高電圧駆動することを容易にしたものである。

【図11】本発明に係る昇圧トランスの一次側駆動回路までを含めた二次側共振回路の等価回路を示す説明図である。 40

【図12】図11の等価回路によりシミュレーションを行った場合の位相特性(上)と伝達特性(下)を示す説明図であって、横軸は周波数である。

【図13】図4の回路の等価回路を示す説明図である。

【図14】図13の等価回路によりシミュレーションを行った場合の位相特性(上)と伝達特性(下)を示す説明図であって、横軸は周波数である。

【図15】スイッチ・スナバ回路が公知であることを示す文献の一例である。

【図16】本発明に係る一例の電流共振型回路の電流検出手段に正の位相の電圧が発生してスイッチング手段のトランジスタQ1がONになった場合の電流の流れ方を説明する回路図である。

10

20

30

40

50

【図17】本発明に係る一例の電流共振型回路の電流検出手段に負の位相の電圧が発生してスイッチング手段のトランジスタQ1がOFFし、トランジスタQ2がONになって逆方向の電流が流れ、この電流によりカップリングコンデンサCcがチャージする場合の電流の流れ方を説明する回路図である。

【図18】本発明に係る一例の電流共振型回路の電流検出手段に負の位相の電圧が発生してスイッチング手段のトランジスタQ1がOFFし、トランジスタQ2がONになって逆方向の電流が流れ、この電流によりカップリングコンデンサCcがチャージした後、トランジスタQ2に順方向の電流が流れる場合の電流の流れ方を説明する回路図である。

【図19】図9の回路の各部の制御波形とその位相関係を示す説明図である。

【図20】図7の回路の等価回路を示す説明図である。

10

【図21】図20の等価回路によりシミュレーションを行った場合の位相特性(上)と伝達特性(下)を示す説明図であって、横軸は周波数である。

【図22】本発明の電圧実効値と電流の位相の関係を示し、流通角を狭くしてインバータ回路の電力を小さくした場合の電力制御手段である。

【図23】本発明の電圧実効値と電流の位相の関係を示し、流通角を広くしてインバータ回路の電力を大きくした場合の電力制御手段である。

【図24】従来のコレクタ共振型のインバータ回路を示す回路構成図である。

【図25】従来の冷陰極管用インバータ回路の一例を示す回路構成図である。

【図26】図25に示すインバータ回路の二次側回路の共振周波数が一次側回路の発振周波数の3倍であることを説明する説明図である。

20

【図27】図25に示すインバータ回路の発振周波数と3次の高調波が合成されて台形の波形が生成されることを説明する説明図である。

【図28】図25に示すインバータ回路の実際の3倍共振型回路の冷陰極管に流れる電流波形を示す説明図である。

【図29】従来の3倍共振に用いられるものであって、磁路構造がクローズしながら磁束漏れの多いトランスの一例を示す説明図である。

【図30】時代と共にfoとfrとの関係が変遷してきたことを説明する説明図であって、foはインバータ回路の駆動周波数、frは二次側回路の共振周波数である。

【図31】従来のインバータ回路の一例において、駆動手段側から見た力率改善の手法を説明する説明図である。

30

【図32】従来の代表的なゼロ電流スイッチング型の回路例である。

【図33】従来のゼロ電流スイッチング型回路の動作を説明する制御波形とその位相関係を示す説明図であり、Fig. 11 A、Bは電力制御を全く行っていない状態、Fig. 11 C、Dは電力制御を行った状態を示している。

【図34】従来のゼロ電流スイッチング型回路の動作を説明する制御波形とその位相関係を示す説明図であり、Fig. 11 E、Fは電圧実効値の位相が電流実効値の位相よりも進んだ状態でゼロ電流スイッチング動作をさせようとした場合、Fig. 12 A、Bはゼロ電流スイッチング動作ではない制御の場合を示している。

【図35】従来の熱陰極管用として公知な電流共振型回路の一例を示す回路構成図である。

40

【図36】従来の電流共振型回路とDC-DCコンバータ回路と漏洩磁束型トランスとを組み合わせた冷陰極管用インバータ回路の調光回路の一例を示す回路構成図である。

【図37】従来のゼロ電流スイッチング型回路において、ゼロ電流を検出してスイッチング手段をONした後、一定時間後にスイッチング手段をOFFする方法を示す説明図である。

【図38】従来のゼロ電流スイッチング型回路であって、RSフリップフロップはゼロ電流でセットされ、一定時間後にリセットされることを示す説明図である。

【図39】近年本発明の発明者が発明した、電流共振型の放電管用インバータ回路の一例を示す回路構成図である。

【図40】従来の電流共振型回路をハーフブリッジ型回路で構成した場合の冷陰極管点

50

灯用のインバータ回路を説明する回路構成図である。

【図 4 1】従来のハーフ・ブリッジ型回路の電源電圧の利用効率を説明する説明図である。

【図 4 2】従来のゼロ電流スイッチング型回路において、電力大の場合の昇圧トランス一次巻線に与えられる電圧と電流との関係を模式的に示す位相図である。

【図 4 3】従来のゼロ電流スイッチング型回路において、電力小の場合の昇圧トランス一次巻線に与えられる電圧と電流との関係を模式的に示す位相図である。

【図 4 4】従来のゼロ電流スイッチング型回路において、電圧実効値の位相に比べて電流波形の位相がどれだけ遅延するかについて、遅延角と流通角（デューティ比）との関係を示す説明図である。

【図 4 5】従来のゼロ電流スイッチング回路において、遅延角によりインバータ回路の動作周波数が決定されることを説明する説明図である。

【図 4 6】従来のゼロ電流スイッチング回路において、一次側換算した負荷電流を a としたときの力率について検討した図である。

【図 4 7】図 4 6 の力率について検討する場合の一次側換算負荷電流、励磁電流、一次巻線電流の関係を示す説明図である。

【手続補正書】

【提出日】平成17年1月13日(2005.1.13)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0150

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0150】

【図1】本発明に係る共振回路の等価回路を示す説明図である。

【図2】本発明に係る駆動回路をスイッチ・スナバ型回路で構成した電流共振型回路の一実施例を示す回路構成図である。

【図3】本発明に係る駆動回路をスイッチ・スナバ型回路で構成した電流共振型回路の他の実施例を示す回路構成図である。

【図4】本発明に係る電流共振型回路の更に他の実施例を示す回路構成図である。

【図5】本発明に係る駆動回路をスイッチ・スナバ型回路で構成した電流共振型回路の更に他の実施例を示す回路構成図である。

【図6】本発明に係る駆動回路をスイッチ・スナバ型回路で構成した電流共振型回路の更に他の実施例を示す回路構成図である。

【図7】本発明に係る電流共振型回路の更に他の実施例を示す回路構成図である。

【図8】本発明に係る駆動回路をスイッチ・スナバ型回路で構成した電流共振型回路の更に他の実施例を示す回路構成図である。

【図9】本発明に係る駆動回路をスイッチ・スナバ型回路で構成した電流共振型回路の更に他の実施例を示す回路構成図である。

【図10】本発明に係る駆動回路をスイッチ・スナバ型回路で構成した電流共振型回路の更に他の実施例を示す回路構成図であって、冷陰極管を両側高電圧駆動することを容易に

したものである。

【図11】従来技術における昇圧トランスの一次側駆動回路までを含めた二次側共振回路の等価回路を示す説明図である。

【図12】図11の等価回路によりシミュレーションを行った場合の位相特性(上)と伝達特性(下)を示す説明図であって、横軸は周波数である。

【図13】図4の回路の等価回路を示す説明図である。

【図14】図13の等価回路によりシミュレーションを行った場合の位相特性(上)と伝達特性(下)を示す説明図であって、横軸は周波数である。

【図15】スイッチ・スナバ回路が公知であることを示す文献の一例である。

【図16】本発明に係る一例の電流共振型回路の電流検出手段に正の位相の電圧が発生してスイッチング手段のトランジスタQ1がONになった場合の電流の流れ方を説明する回路図である。

【図17】本発明に係る一例の電流共振型回路の電流検出手段に負の位相の電圧が発生してスイッチング手段のトランジスタQ1がOFFし、トランジスタQ2がONになって逆方向の電流が流れ、この電流によりカップリングコンデンサCcがチャージする場合の電流の流れ方を説明する回路図である。

【図18】本発明に係る一例の電流共振型回路の電流検出手段に負の位相の電圧が発生してスイッチング手段のトランジスタQ1がOFFし、トランジスタQ2がONになって逆方向の電流が流れ、この電流によりカップリングコンデンサCcがチャージした後、トランジスタQ2に順方向の電流が流れる場合の電流の流れ方を説明する回路図である。

【図19】図9の回路の各部の制御波形とその位相関係を示す説明図である。

【図20】図7の回路の等価回路を示す説明図である。

【図21】図20の等価回路によりシミュレーションを行った場合の位相特性(上)と伝達特性(下)を示す説明図であって、横軸は周波数である。

【図22】本発明の電圧実効値と電流の位相の関係を示し、流通角を狭くしてインバータ回路の電力を小さくした場合の電力制御手段である。

【図23】本発明の電圧実効値と電流の位相の関係を示し、流通角を広くしてインバータ回路の電力を大きくした場合の電力制御手段である。

【図24】従来のコレクタ共振型のインバータ回路を示す回路構成図である。

【図25】従来の冷陰極管用インバータ回路の一例を示す回路構成図である。

【図26】図25に示すインバータ回路の二次側回路の共振周波数が一次側回路の発振周波数の3倍であることを説明する説明図である。

【図27】図25に示すインバータ回路の発振周波数と3次の高調波が合成されて台形の波形が生成されることを説明する説明図である。

【図28】図25に示すインバータ回路の実際の3倍共振型回路の冷陰極管に流れる電流波形を示す説明図である。

【図29】従来の3倍共振に用いられるものであって、磁路構造がクローズしながら磁束漏れの多いトランスの一例を示す説明図である。

【図30】時代と共に f_0 と f_r との関係が変遷してきたことを説明する説明図であって、 f_0 はインバータ回路の駆動周波数、 f_r は二次側回路の共振周波数である。

【図31】従来のインバータ回路の一例において、駆動手段側から見た力率改善の手法を説明する説明図である。

【図32】従来の代表的なゼロ電流スイッチング型の回路例である。

【図33】従来のゼロ電流スイッチング型回路の動作を説明する制御波形とその位相関係を示す説明図であり、Fig. 11 A、Bは電力制御を全く行っていない状態、Fig. 11 C、Dは電力制御を行った状態を示している。

【図34】従来のゼロ電流スイッチング型回路の動作を説明する制御波形とその位相関係を示す説明図であり、Fig. 11 E、Fは電圧実効値の位相が電流実効値の位相よりも進んだ状態でゼロ電流スイッチング動作をさせようとした場合、Fig. 12 A、Bはゼロ電流スイッチング動作ではない制御の場合を示している。

【図35】従来の熱陰極管用として公知な電流共振型回路の一例を示す回路構成図である。

【図36】従来の電流共振型回路とDC-DCコンバータ回路と漏洩磁束型トランスとを組み合わせた冷陰極管用インバータ回路の調光回路の一例を示す回路構成図である。

【図37】従来のゼロ電流スイッチング型回路において、ゼロ電流を検出してスイッチング手段をONした後、一定時間後にスイッチング手段をOFFする方法を示す説明図である。

【図38】従来のゼロ電流スイッチング型回路であって、RSフリップフロップはゼロ電流でセットされ、一定時間後にリセットされることを示す説明図である。

【図39】近年本発明の発明者が発明した、電流共振型の放電管用インバータ回路の一例を示す回路構成図である。

【図40】従来の電流共振型回路をハーフ・ブリッジ型回路で構成した場合の冷陰極管点灯用のインバータ回路を説明する回路構成図である。

【図41】従来のハーフ・ブリッジ型回路の電源電圧の利用効率を説明する説明図である。

【図42】従来のゼロ電流スイッチング型回路において、電力大の場合の昇圧トランス一次巻線に与えられる電圧と電流との関係を模式的に示す位相図である。

【図43】従来のゼロ電流スイッチング型回路において、電力小の場合の昇圧トランス一次巻線に与えられる電圧と電流との関係を模式的に示す位相図である。

【図44】従来のゼロ電流スイッチング型回路において、電圧実効値の位相に比べて電流波形の位相がどれだけ遅延するかについて、遅延角と流通角（デューティ比）との関係を示す説明図である。

【図45】従来のゼロ電流スイッチング回路において、遅延角によりインバータ回路の動作周波数が決定されることを説明する説明図である。

【図46】従来のゼロ電流スイッチング回路において、一次側換算した負荷電流をaとしたときの力率について検討した図である。

【図47】図46の力率について検討する場合の一次側換算負荷電流、励磁電流、一次巻線電流の関係を示す説明図である。

【手続補正書】

【提出日】平成17年2月17日(2005.2.17)

【手続補正1】

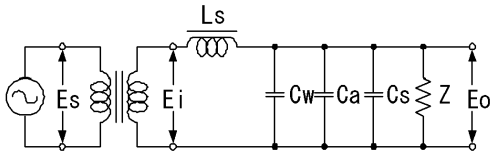
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】全図

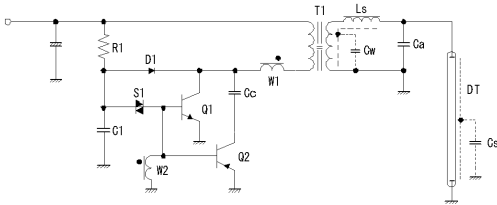
【補正方法】変更

【補正の内容】

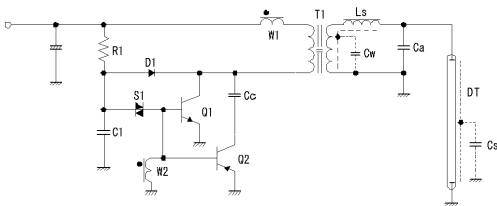
【 図 1 】



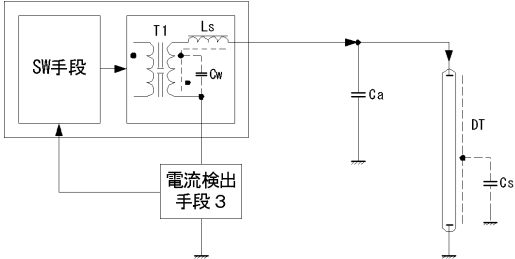
【 図 2 】



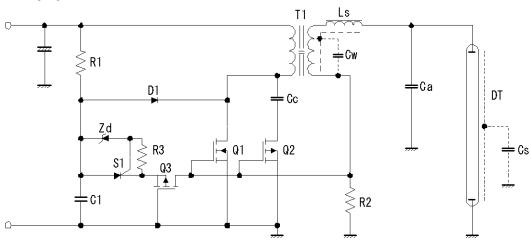
【 図 3 】



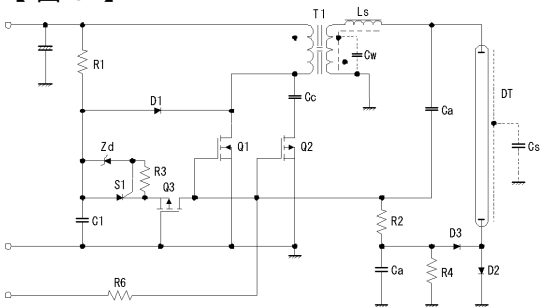
【 図 7 】



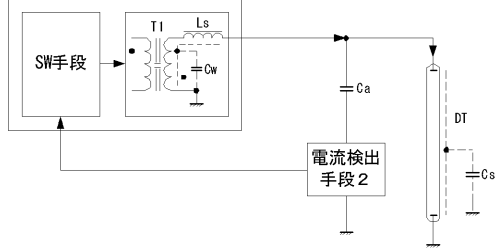
【 図 8 】



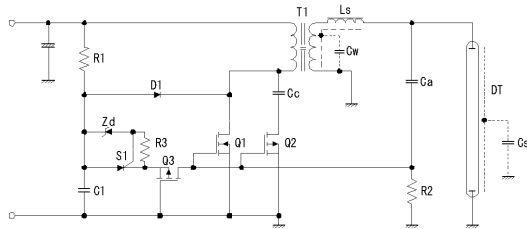
【 図 9 】



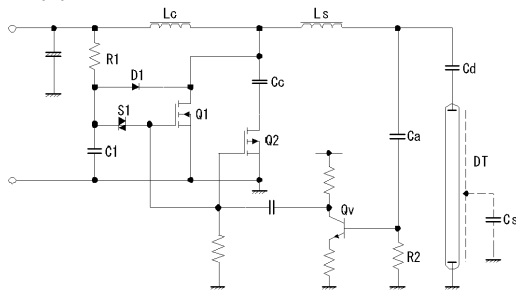
【 図 4 】



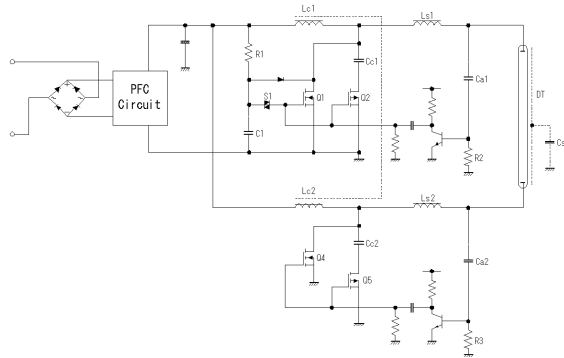
【 図 5 】



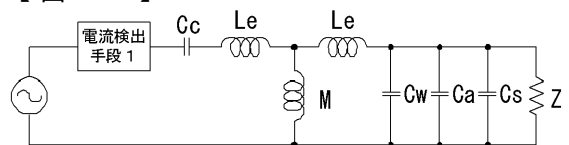
【 図 6 】



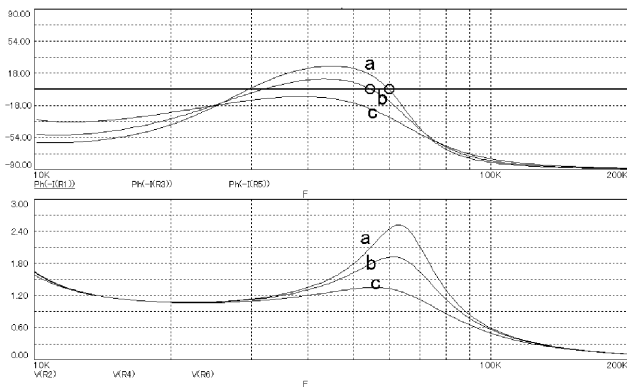
【 図 10 】



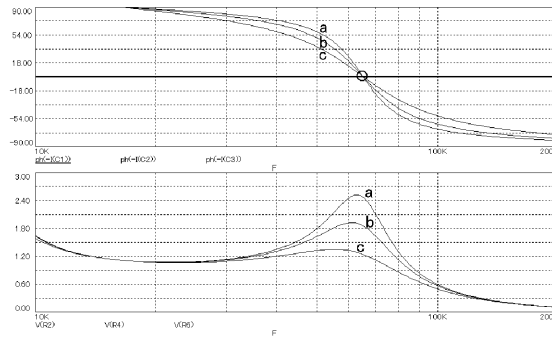
【 図 11 】



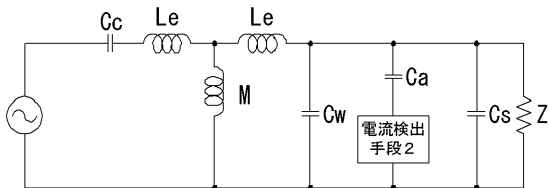
【 図 1 2 】



【 図 1 4 】



【 図 1 3 】



【 図 1 5 】

106 7. スイッチング損失とスイッチングサージ

ルギューを消費しない。

7.7.4 スイッチスナバ

スイッチスナバ (switched-snubber) は図 7.16 のようにスイッチ S_s とコンデンサ C_s で構成されており、コンバータの主スイッチと並列に接続される。スナバのスイッチは主スイッチと交互にオン・オフされる。主スイッチがターンオフされると、寄生インダクタンスに蓄積されたエネルギーはスナバのスイッチの内蔵ダイオードを通してスナバのコンデンサを充電する。その電流が零になったら、方向を逆にしてスナバのスイッチを流れて続け、コンデンサに充電されたエネルギーは入力電源側に回生される。主スイッチの電圧はスナバコンデンサの電圧にクランプされる。両スイッチに同時にオフとなるようなデットタイムを与えれば、零電圧スイッチングも可能となり、ターンオン電流サージも抑えられる。この場合、スナバ回路に原理的に損失がない。さらに、トランス磁束のリセットもスイッチスナバによって行われる。

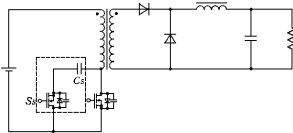
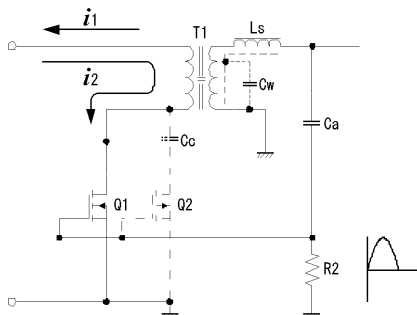


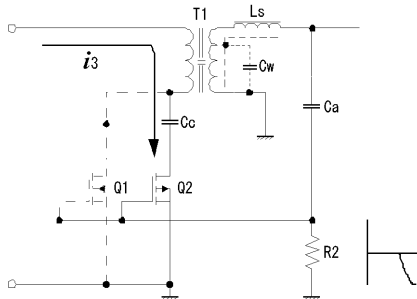
図 7.16 スイッチスナバ

コロナ社刊 スイッチングコンバータの基礎より

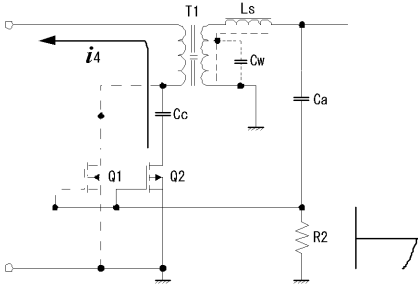
【 図 1 6 】



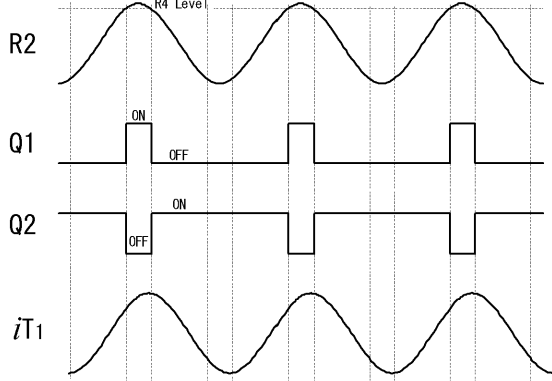
【 図 1 7 】



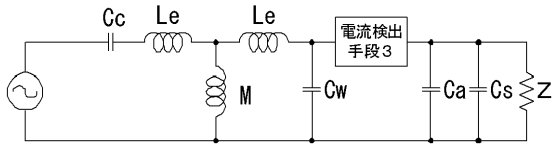
【図 1 8】



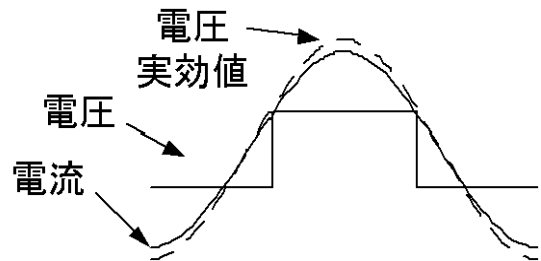
【図 1 9】



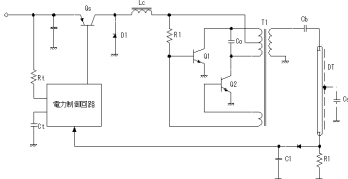
【図 2 0】



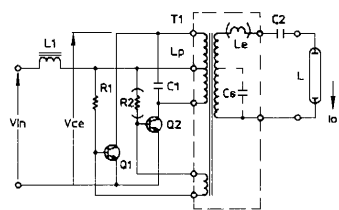
【図 2 3】



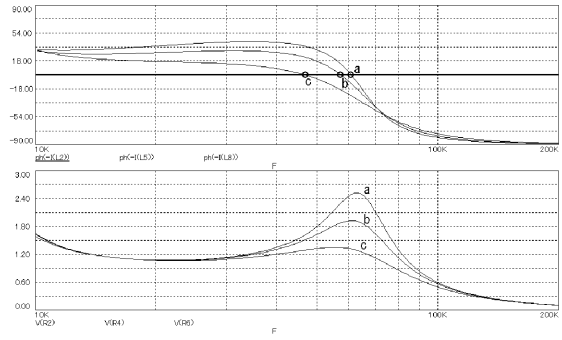
【図 2 4】



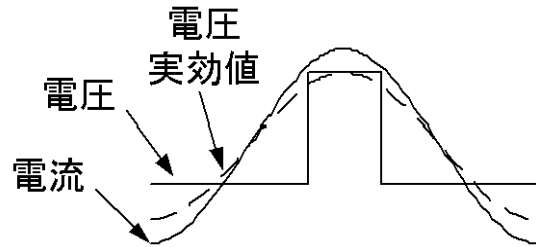
【図 2 5】



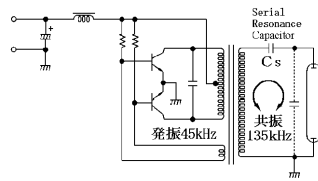
【図 2 1】



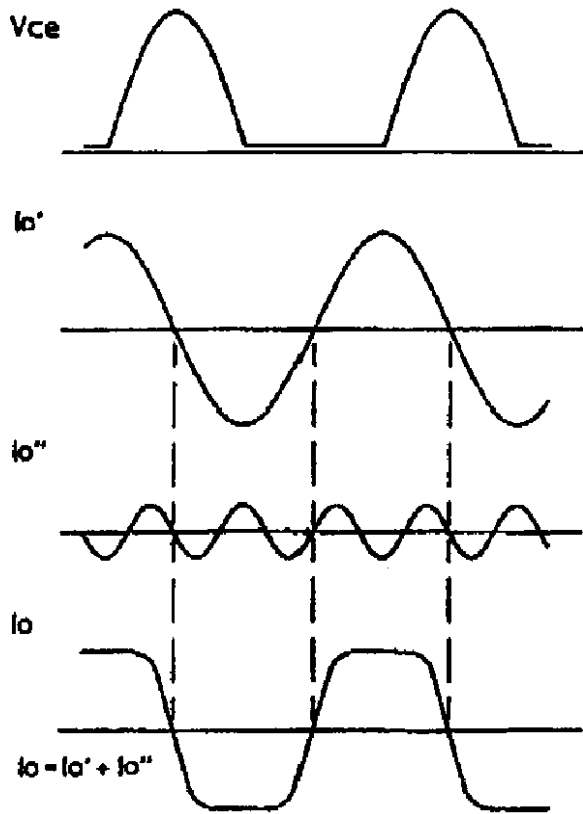
【図 2 2】



【図 2 6】



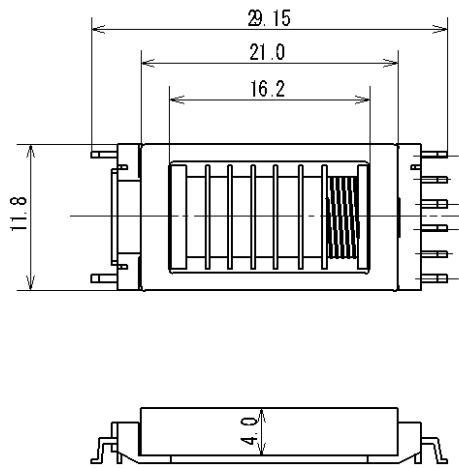
【 図 2 7 】



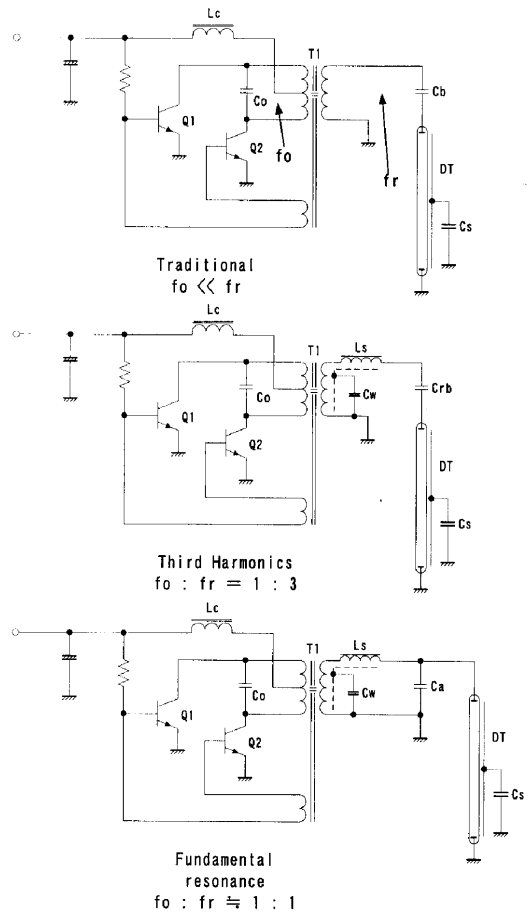
【 図 2 8 】



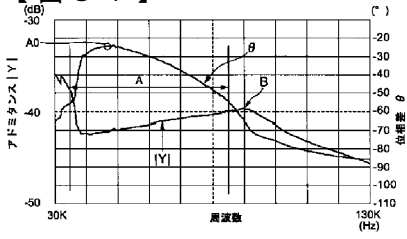
【 図 2 9 】



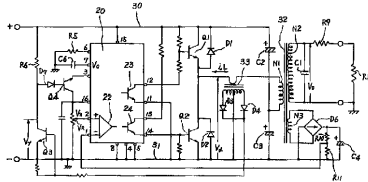
【 図 3 0 】



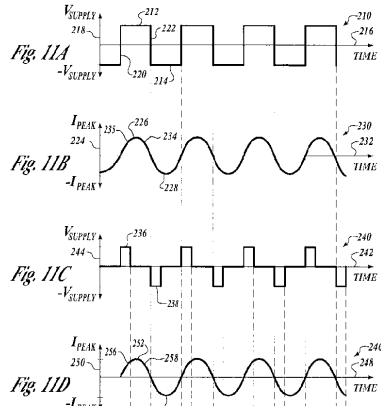
【図 3 1】



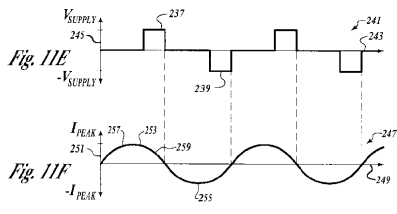
【図 3 2】



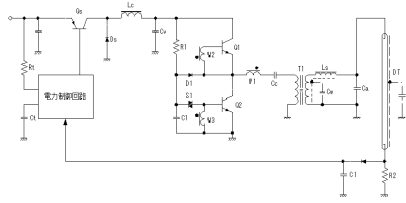
【図 3 3】



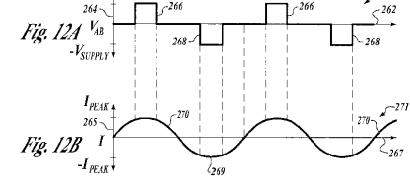
【図 3 4】



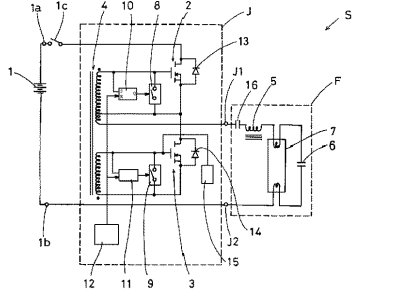
【図 3 6】



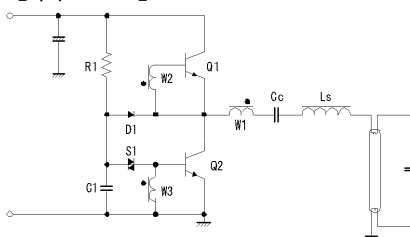
【図 3 5】



【図 3 7】



【図 3 8】



【図 3 8】

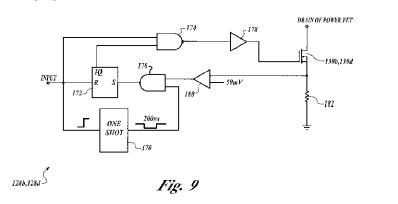
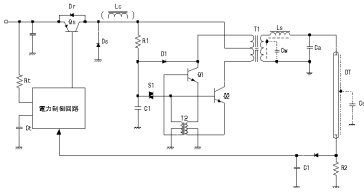
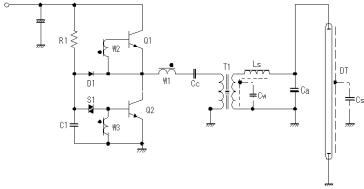


Fig. 9

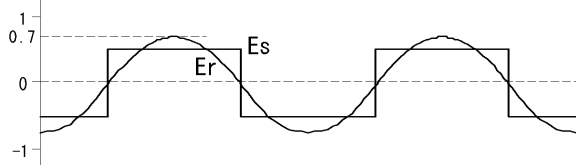
【図 39】



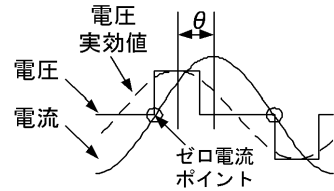
【図 40】



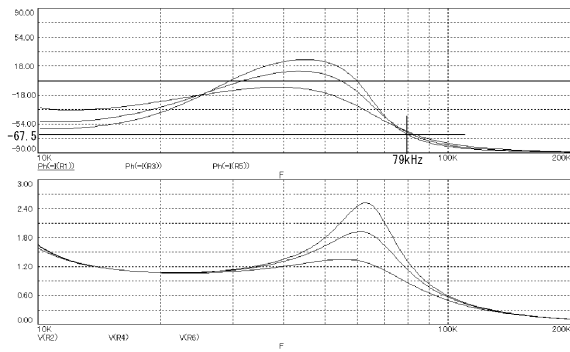
【図 41】



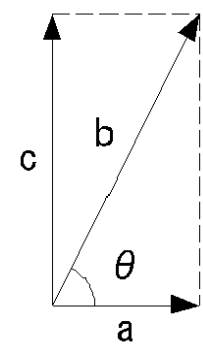
【図 42】



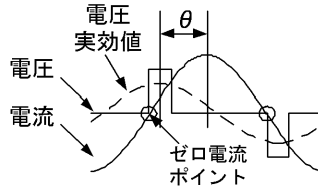
【図 45】



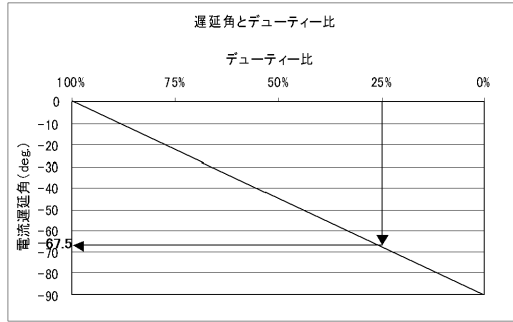
【図 46】



【図 43】



【図 44】



【図 47】

