

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4526488号  
(P4526488)

(45) 発行日 平成22年8月18日(2010.8.18)

(24) 登録日 平成22年6月11日(2010.6.11)

(51) Int.Cl.		F I			
<b>H05B</b>	<b>41/24</b>	<b>(2006.01)</b>	H05B	41/24	A
<b>H02M</b>	<b>7/48</b>	<b>(2007.01)</b>	H02M	7/48	A

請求項の数 8 (全 26 頁)

(21) 出願番号	特願2006-3110 (P2006-3110)	(73) 特許権者	593177594
(22) 出願日	平成18年1月11日(2006.1.11)		牛嶋 昌和
(65) 公開番号	特開2006-222076 (P2006-222076A)		東京都中野区野方6丁目30番24号
(43) 公開日	平成18年8月24日(2006.8.24)	(73) 特許権者	302061299
審査請求日	平成18年1月11日(2006.1.11)		陳 宏飛
(31) 優先権主張番号	特願2005-5410 (P2005-5410)		台湾台中市西屯区市政南一路56号
(32) 優先日	平成17年1月12日(2005.1.12)	(74) 代理人	100079980
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		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
		審査官	莊司 英史

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電流共振型放電管用インバータ回路

(57) 【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に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容量に流れる共振電流の位相を検出する共振電流位相検出手段と、該共振電流位相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ことを特徴とする電流共振型放電管用インバータ回路。

10

【請求項2】

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巻線に流れる共振電流の位相を検出する共振電流位相検出手段と、該共振電流位相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ことを特徴とする電流共振型放電管用インバータ回路。

【請求項3】

前記昇圧トランスの一次巻線はセンター・タップを有し、該センター・タップは電源に

20

接続され、他の二つの端子はそれぞれスイッチング手段であるトランジスタを介して接地されている請求項 1 又は 2 記載の電流共振型放電管用インバータ回路。

【請求項 4】

請求項 1 乃至 3 のいずれかに記載の電流共振型放電管用インバータ回路において、前記共振電流位相検出手段に生じる電圧と電力制御信号の電圧とを比較することにより、該共振電流位相検出手段に生じる電圧の正側のピークまたは負側のピークを中心として時間的前後に均等に広がる電力制御波形を生じせしめ、該電力制御波形によって前記昇圧トランスの一次側巻線を駆動するスイッチング手段を導通させる電流共振型放電管用インバータ回路。

【請求項 5】

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に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、電流共振型のインバータ回路をフル・ブリッジ形回路で構成し、該フル・ブリッジ形回路は昇圧トランスを有し、該昇圧トランスの二次巻線に流れる電流を検出する共振電流位相検出手段を有し、該共振電流位相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ことを特徴とする電流共振型放電管用インバータ回路。

【請求項 6】

請求項 5 記載の電流共振型のインバータ回路をフル・ブリッジ形回路で構成し、該フル・ブリッジ形回路は昇圧トランスを有し、該昇圧トランスの二次巻線に流れる電流を検出する共振電流位相検出手段を有し、該共振電流位相検出手段に生じる電圧と電力制御信号の電圧とを比較することにより、該共振電流位相検出手段に生じる電圧の正側のピークまたは負側のピークを中心として時間的前後に均等に広がる電力制御波形を生じせしめ、該電力制御波形によって前記昇圧トランスの一次側巻線を駆動するスイッチング手段を導通させることを特徴とする電流共振型放電管用インバータ回路。

【請求項 7】

請求項 1 又は 2 の電流共振型放電管用インバータ回路において、前記共振電流位相検出手段は一端が GND に接続されたツェナー・ダイオードである放電管用インバータ回路。

【請求項 8】

請求項 1 又は 2 の電流共振型放電管用インバータ回路において、前記共振電流位相検出手段はフォトカプラである放電管用インバータ回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は本願発明者の発明に係る特許第 2733817 号（米国特許第 5495405 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放電管用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。

【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、近年の冷陰極管インバータ回路の変遷と特許第 2733817 号（米国特許第

10

20

30

40

50

5495405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24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。

【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。

10

【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<sub>b</sub>は管電流の安定化のために必須のものである。

20

【0008】

次に、冷陰極管用インバータ回路としては、図25に示されているものが知られているが、それは特開平7-211472号公報に開示されているものであって、当該回路は、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。

30

【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。

40

【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C<sub>2</sub>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。

50

## 【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。

10

## 【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るようになった。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。

20

## 【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。

30

## 【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、 $\theta$ 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。 $\theta$ 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。

## 【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。

40

## 【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。

## 【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

50

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なになる。

【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。

10

【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。

20

【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に流れ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。

30

【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。

40

【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

50

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。

【 0 0 3 1 】

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。そのために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。

【 0 0 3 2 】

米国特許第 6 1 1 4 8 1 4 - B 1 号公報における Fig. 1 1 A , 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。

【 0 0 3 3 】

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 3 5 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。

【 0 0 3 4 】

図 3 6 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 Cv により DC - DC コンバータ回路を構成している。

【 0 0 3 5 】

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 3 7 は本発明の発明者が特開平 8 - 2 8 8 0 8 0 号公報に開示する調光回路であって、タイマ回路 1 0 , 1 1 はゼロ電流を検出し一定の時間経過後、周波数制御回路 1 2 はスイッチング素子 2 , 3 を OFF する。タイマ回路 1 0 , 1 1 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。

【 0 0 3 6 】

同様の手法が、米国特許第 6 1 1 4 8 1 4 - B 1 号公報の Fig. 9 でも開示されている。それは図 3 8 に示すとおり回路図であって、RS フリップフロップ 1 7 2 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 6 1 1 4 8 1 4 - B 1 号公報も特開平 8 - 2 8 8 0 8 0 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。

【 0 0 3 7 】

本願発明者が自ら知るところでは、特開平 8 - 2 8 8 0 8 0 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。

【 0 0 3 8 】

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 2 0 0 4 - 3 1 8 0 5 9 の発明において、図 3 9 の電流共振

10

20

30

40

50

型の放電管用インバータ回路を開示した。

- 【特許文献 1】特許第 2 7 3 3 8 1 7 号明細書
- 【特許文献 2】特開昭 5 9 - 0 3 2 3 7 0 号公報
- 【特許文献 3】特開平 7 - 2 1 1 4 7 2 号公報
- 【特許文献 4】特開平 8 - 2 8 8 0 8 0 号公報
- 【特許文献 5】特開 2 0 0 3 - 1 6 8 5 8 5 公報
- 【特許文献 6】米国特許第 5 4 9 5 4 0 5 号明細書
- 【特許文献 7】米国特許第 6 1 1 4 8 1 4 - B 1 号明細書
- 【特許文献 8】特願 2 0 0 4 - 3 1 8 0 5 9 明細書
- 【発明の開示】

10

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 3 9 】

従来の電流共振型回路はハーフ・ブリッジ型が主流であり、同時に、電流の検出手段はハーフ・ブリッジ出力の直後に電流トランスを設けて検出している。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 4 0 に示す。

【 0 0 4 0 】

従来の電流共振型回路で冷陰極管用の昇圧回路を駆動した場合において、昇圧トランス一次巻線に与えられる電圧を示すと図 4 1 のようになる。図 4 1 は従来の電流共振型回路により昇圧トランスを駆動した場合の昇圧トランス一次巻線の電圧と電流の様子を説明する説明図である。ハーフ・ブリッジ出力段の電圧はそのまま昇圧トランスの一次巻線に与えられる。これを  $V_{T1}$  とする。この場合、 $V_{T1}$  は矩形波の波形となる。昇圧トランス一次巻線に流れる電流は  $I_{T1}$  であり、スイッチングトランジスタ  $Q_1$ 、 $Q_2$  は  $I_{T1}$  の位相にしたがって ON - OFF する。

20

【 0 0 4 1 】

次に、電流共振型の回路において、電力制御の機能を持たせる方法として、ゼロ電流スイッチング回路と呼ばれる手段がある。しかし、特開昭 5 9 - 0 3 2 3 7 0 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 2 7 3 3 8 1 7 号 ( 米国特許第 5 4 9 5 4 0 5 号 ) に開示の力率改善効果を十分に活用することが難しい。

30

【 0 0 4 2 】

ゼロ電流スイッチング型により電力制御を行った場合に力率が悪化する理由について述べると以下ようになる。前記図 3 8 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 4 2 のようになる。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。

【 0 0 4 3 】

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 4 2 から解るとおり、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。

40

【 0 0 4 4 】

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 4 3 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。

【 0 0 4 5 】

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

50

ると、単純な反比例関係になる。図 4 4 はその様子を図にしたものである。

【 0 0 4 6 】

前記図 4 4 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 67.5 deg. であることを説明している。この図 4 4 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 67.5 deg. と求められる。

【 0 0 4 7 】

そして、図 4 5 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

【 0 0 4 8 】

次に、力率について検討した図が、図 4 6、図 4 7 である。

【 0 0 4 9 】

図 4 6 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。

【 0 0 5 0 】

図 4 7 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。

20

【 0 0 5 1 】

前記図 4 7 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 4 7 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。

【 0 0 5 2 】

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 6 1 1 4 8 1 4 - B 1 号、特開平 8 - 2 8 8 0 8 0 号あるいは特開昭 5 9 - 0 3 2 3 7 0 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。

30

【 0 0 5 3 】

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。

40

【 0 0 5 4 】

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。

【 0 0 5 5 】

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。

【 0 0 5 6 】

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

50



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。

【0057】

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。

10

【0058】

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。

【0059】

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。

20

【0060】

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。

【0061】

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<sub>c</sub>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<sub>c</sub>を共振に関与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。

30

【課題を解決するための手段】

【0062】

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、二次側回路の共振電流を検出することによって、安定度の高い電流共振型のインバータ回路を提供することによって特許2733817号(米国特許第5495405号)の技術的趣旨を反映して、より高効率な電流共振型放電管用インバータ回路を提供しようとするものである。

【0063】

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、電力制限を行なう際、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。

40

【0064】

具体的には、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。

50

## 【 0 0 6 5 】

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の少ない制御方法を採用することにより、力率の良い駆動を行おうとするものである。

## 【 発明を実施するための最良の形態 】

## 【 0 0 6 6 】

まず、本件における共振回路とは図 2 に示すものである。図 2 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。この場合、 $E_i = E_s \cdot k \cdot N_2/N_1$ 、 $k$  は結合係数、 $N_1, N_2$  はトランスの一次巻線、二次巻線の巻数である。

10

## 【 0 0 6 7 】

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。

## 【 0 0 6 8 】

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、上記の周波数か、または、少し低い周波数が発振周波数となる。

20

## 【 0 0 6 9 】

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 100 k であり、インバータ回路の動作周波数は概ね 60 kHz 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 240 mH 乃至 280 mH であり、二次側容量の適正值は 25 pF 乃至 30 pF である。

## 【 0 0 7 0 】

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るが、上記の計算式はそのままあてはめられる。

30

## 【 0 0 7 1 】

図 1 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実施例であり、図 2 はその等価回路図である。この実施例において、 $T_1$  は昇圧トランスであり、 $L_s$  は二次巻線の漏れインダクタンスであり、 $C_w$  は巻線の分布容量である。 $C_a$  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であり、 $C_s$  は放電管周辺に発生する寄生容量である。

## 【 0 0 7 2 】

この例では、共振コンデンサ  $C_a$  の 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。スイッチング手段は通常考えられる冷陰極管用インバータ回路のスイッチング手段のいずれでも良く、ハーフ・ブリッジ形、フル・ブリッジ形、センター・タップ形、スイッチ・スナバ形などのスイッチング手段が使用可能である。

40

## 【 0 0 7 3 】

前記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。

## 【 0 0 7 4 】

又、図 3 のように電流検出手段としてツェナーダイオード  $Z_d$  を用いることもできる。この場合、ツェナーダイオード  $Z_d$  に流れる電流  $I_z$  と発生する電圧  $V_z$  との関係は図 4 のようになる。ツェナーダイオード  $Z_d$  の降伏電圧を概ね 5 V とすれば、デジタル波形に近い同期信号が簡単に得られることになる。

50

## 【 0 0 7 5 】

なお、技術的な主旨は全く同様であるが、ツェナーダイオードの代わりにフォトカブラとすることもできる。これを図 5 に示す。

## 【 0 0 7 6 】

図 6 は、センター・タップ形回路で構成した具体的実施例の一つである。昇圧トランス T 1 の一次巻線はセンター・タップを有し、センター・タップは電源に接続されている。他の二つの端子にはそれぞれスイッチング手段であるトランジスタ Q 1、Q 2 を介して G N D に接続されている。この実施例は基本的に電流共振型回路であるので何らかの起動手手段が必要となる。図中、抵抗 R 1、容量 C 1、サイリスタ S 1、ダイオード D 1、ツェナーダイオード Z D はこの起動手手段を構成するものである。C a は共振周波数調整用に補助的に付加される共振コンデンサであって、R 2 は C a に流れる電流を検出する電流検出手段である。共振電流は共振コンデンサ C a 以外にも分布容量 C w 及び寄生容量 C s 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 C a と並列に接続されているために、共振コンデンサ C a 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 C a 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。U 1 はコンパレータであって、抵抗 R 2 により検出された電流にしたがってトランジスタ Q 1、Q 2 をスイッチングするものである。

10

## 【 0 0 7 7 】

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。

20

## 【 0 0 7 8 】

この電流検出手段も図 8 に示す如く、図 3 と同様に、ツェナーダイオード Z d で構成することも可能であり、また、ツェナーダイオードの代わりに、フォトカブラで構成できることは言うまでもないことである。これを図 9 に示す。

## 【 0 0 7 9 】

図 1 0 は、これを具体的にセンター・タップ形回路で構成した一実施例である。

## 【 0 0 8 0 】

上記の回路はいずれも電力制御手段を持たないため、放電管の管電流を制御するためには電源電圧を制御するしかない。

30

## 【 0 0 8 1 】

そこで、電流検出手段に発生する電圧を利用して電力制御を行う方法を以下に示す。図 1 2 はセンター・タップ型で構成したものであり、図 1 4 はフル・ブリッジ型で構成したものである。この場合の電流検出手段は従来の電流共振型の電流検出手段も含む。

## 【 0 0 8 2 】

しかしながら、特願 2 0 0 4 - 3 1 8 0 5 9 明細書及び特公昭 6 3 - 0 0 5 9 9 6 号公報にも開示されるように、冷陰極管用の昇圧トランスの一次巻線には図 1 1 のような「不所望な共振」が発生することがあり、必ずしも図 4 1 に示すような理想的な正弦波にはなっていない場合が多い。この「不所望な共振」は、従来の電流共振型の電流検出手段においてはインバータ回路の動作不安定につながることがあるので注意が必要である。

40

## 【 0 0 8 3 】

一方、前記図 6 に示す電流検出手段は、共振コンデンサに流れる共振電流を検出するものであるから、最も正弦波に近い波形が得られる。前記図 7 に示す電流検出手段は、多少の歪みを含む正弦波となる。

## 【 0 0 8 4 】

また、放電管の定電圧特性により、図 6 において検出される電圧は、管電流の大小にかかわらず、ほぼ一定の電圧となる性質があるため、特段の波形整形を行わなくてもこのような比較器による制御回路が組みやすい特徴を持つものである。

## 【 0 0 8 5 】

図 1 2 に示す回路の電力制御の様子を図 1 3 に基づいて説明すれば、電流検出手段の抵

50

抗 R 2 に生じた電圧はコンパレータ A 2、A 3 に与えられる。コンパレータ A 2 及び A 3 は抵抗 R 2 の電圧に対して逆位相で比較するように接続されている。抵抗 R 2 の他の一端は基準電圧  $V_{ref}$  に接続されているが、これはコンパレータに対して基準電圧を与えるものである。B c は調光用の比較電圧であり、この比較電圧は抵抗 R 6 を介してコンパレータ A 3 の一方の入力端子に与えられると共にオペレーショナルアンプ A 1 によって位相反転され、コンパレータ A 2 にも与えられる。また、図 1 2 の回路ではダイオード D 2、D 3、抵抗 R 4、容量 C 1 によって管電流を検出し、管電流負帰還回路を構成している。

【 0 0 8 6 】

その結果、これらの電圧はコンパレータ A 2 及び A 3 により電流検出手段の抵抗 R 2 に発生する電圧と比較されることによってトランジスタ Q 1、Q 2 のスイッチング信号を発生させる。これらのスイッチング信号は図 1 3 に示すように相補的なものであって、それぞれ交互にトランジスタ Q 1 及び Q 2 のゲートに与えられ、トランジスタ Q 1 および Q 2 をスイッチングする。これらのスイッチングタイミングは抵抗 R 2 に発生する正弦波の頂点あるいは谷を中心にその OFF 時間が増減するようにタイミングが決定される。また、AND 回路 G 1 はこれらの信号をもとにトランジスタ Q 3 のスイッチングタイミングを生成する。ここで大切なことは、トランジスタ Q 3 が ON になるタイミングにより昇圧トランス T 1 の一次巻線に電圧が与えられるために、昇圧トランス一次巻線に与えられる電圧の実効値の位相と電流検出手段である抵抗 R 2 に発生する電圧、即ち共振電流の位相とがほぼ一致するという点である。

【 0 0 8 7 】

次に、このインバータ回路の動作周波数がどのように決定されるかについて述べれば下記のようになる。

仮に、二次側回路の共振周波数よりもインバータ回路の動作周波数が高くなった場合、電流検出手段 R 2 に発生する電圧の位相は昇圧トランス一次巻線に与えられる電圧の実効値の位相に対して少し遅れる。その結果、コンパレータ A 2 及び A 3 を介して生じるスイッチング信号の位相も遅れるようになり、インバータ回路の周波数は低くなる。逆にインバータ回路の動作周波数が低くなった場合にはコンパレータ A 2 及び A 3 を介して生じるスイッチング信号の位相が進むようになりインバータ回路の動作周波数は高くなる。このようにして、インバータ回路の動作周波数は二次側回路の共振周波数に自動的に一致させられる。

【 0 0 8 8 】

つまり、この回路は二次側の共振回路の共振周波数を自動的に探すものであって、二次側回路の容量成分  $C_w$ 、 $C_a$ 、 $C_s$  が小さく設定されれば共振周波数は高くなり、それに伴ってインバータ回路の共振周波数も高くなる。逆に二次側回路の容量成分  $C_w$ 、 $C_a$ 、 $C_s$  が大きく設定されれば共振周波数は低くなり、それに伴ってインバータ回路の共振周波数も低くなるというものであるから、調光のために電力制御を行なった場合においてもインバータ回路の動作周波数は常に二次側回路の共振周波数に一致したものとなる。いずれ制御状態においてもスイッチング手段に流れる電流を検出するものではなく、ゼロ電流であることの情報を一切必要としないという点でゼロ電流スイッチング手段とは技術思想が大きく異なるものである。

【 0 0 8 9 】

次に、図 1 2 の回路においてはトランジスタ Q 1 及びトランジスタ Q 2 の ON 時間は互いにオーバーラップするように構成されているが、これはオーバーラップ期間中は昇圧トランスの一次巻線に流れる電流をゼロ電位で短絡する働きをするものである。

【 0 0 9 0 】

しかしながら、オーバーラップはインバータ回路の効率改善に対して必須なものではない。小電力用途においては、MOS 型電界効果トランジスタ FET に一般的に内蔵されるダイオードで代替することができ、大電力用途においても順方向電圧降下  $V_{rf}$  の低いショットキ型のダイオードを並列に接続することで代替できる。

【 0 0 9 1 】

10

20

30

40

50

むしろショットキ型のダイオードで代替し、適切な回生期間を設けた方が昇圧トランスの一次巻線に流れる電流が正弦波に近くなる。

【0092】

したがって、本実施例は本発明を最も簡単に構成した一例に過ぎず、本願発明者の出願に係る特願2004-318059発明に示すような回生期間を適宜設けて不所望な共振をダンプしても良いし、また、トランジスタQ3を省略し、トランジスタQ1とQ2のスイッチング位相を逆にして、ON時間以外はすべて回生期間とし、電力制御を行っても良い。

【0093】

次に、図14は、フル・ブリッジ形回路で構成した実施例であり、コンパレータA2、A3の出力までの基本的な構成は変わらない。フル・ブリッジ型回路であるので、片側のプッシュプル回路を構成するトランジスタQ3-Q1間、或いは、トランジスタQ4-Q2間の貫通電流が発生しないように、上下のトランジスタのON時間のオーバーラップを防ぐデッドタイムが欠かせない。なお、デッドタイムの必要性については公知である。このタイミングを遅延回路およびG1ないしG4のゲートによって生成している。

【0094】

カップリングコンデンサCcはフル・ブリッジ型回路のスイッチングのタイミングが狂い、バランスが崩れた場合に昇圧トランスの一次巻線に流れる直流電流をカットする目的のものである。なお、本発明においてはカップリングコンデンサCcについては十分に大きな容量とすることが好ましく、共振にかかわらせない方法を推奨するものである。

【0095】

従前技術である固定周波数型駆動手段やゼロ電流型駆動手段の多くは、このカップリングコンデンサCcの容量の値を小さく設定することにより共振回路の一部として動作させている。しかしながら、この方法はトランス一次巻線の発熱を伴うものであってインバータ回路の変換効率を悪化させるものである。

【0096】

なお、参考までに、図14に示す回路の電力制御の様子を図15に示す。デッドタイミングが設けられている他は、基本的な波形は図13のものと同じである。

【0097】

以上の実施例は、オペレーショナルアンプ及びゲート回路により構成した場合について述べたものであるが、全ての回路をADコンバータ、デジタルカウンタ、足し算器及びマグニチュードコンパレータで構成することも可能であり、又、中央制御ユニットCPUなどを用いて計算により各スイッチング手段の制御信号を発生させても良い。

【0098】

この他にも、本発明を実現する回路方式は多数あり、これらは本発明と均等である。

(作用)

【0099】

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般論について述べる。

【0100】

図16は、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って、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。

【0101】

米国特許第6,114,814-B1号、同第6,633,138号、同第6,259,615号、同第6,259,615号及び特開2002-233158の各公報では、これをtank circuitと称しており、特開昭59-032370号の共振回路及び本発明の発明者による特許第2733817号(米国特許第5495405号)及び特開2003-168585の各公報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

10

20

30

40

50

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。

【 0 1 0 2 】

この図 1 6 において、 $C_c$  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良い。なお、カップリングコンデンサ  $C_c$  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。

【 0 1 0 3 】

$L_e$  はトランスの漏れインダクタンス (関係学会における称呼) であり、JIS測定法による漏れインダクタンス (JIS)  $L_s$  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。 $C_w$  はトランス二次巻線の分布容量、 $C_a$  は共振周波数の調整のために適宜付加される共振容量、 $C_s$  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。

【 0 1 0 4 】

参考までに、トランスの巻線の自己インダクタンスを  $L_0$ 、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。

$$L_e = k \cdot L_0$$

$$M = (1 - k) \cdot L_0$$

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

【 0 1 0 5 】

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。

【 0 1 0 6 】

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。

図 1 7 は前記図 1 6 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) を示す説明図である。図 1 7 において、横軸はインバータ回路の駆動周波数を表し、図 1 7 (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 1 7 (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 1 7 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。

【 0 1 0 7 】

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 1 7 (上) 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ようになる。

【 0 1 0 8 】

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 1 7 (上) で示されるように、図 1 6 に示される電流検出手段 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、インバータ回路の共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。

【 0 1 0 9 】

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

10

20

30

40

50

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16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。

【0110】

つまり、電流共振型の回路とは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。

10

【0111】

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と次のようになる。

【0112】

図18は図1の回路を等価回路に置き換えたものである。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19(上)および図19(下)において横軸は周波数であり、図19(上)は位相特性、図19(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。

20

【0113】

本発明の電流共振型回路においては共振用コンデンサCa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19(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。

【0114】

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。

【0115】

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。これは、従来の電流共振型の電流検出方法とは異なり、純粋な共振電流のみを検出しているからである。したがって、この検出方法は負荷に流れる電流の大小に影響されない。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。

30

【0116】

次に図20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

40

【0117】

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)は位相特性、図21(下)は、前記図17、図19と同様に、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。

【0118】

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り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、

50

図 2 1 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。

【 0 1 1 9 】

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。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。

【 0 1 2 0 】

また、トランス一次巻線側から見た電圧実行値の位相と電流位相とが近い関係になることは力率が良いことを意味する。

【 0 1 2 1 】

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。

【 0 1 2 2 】

本発明の電力制御手段を図 2 2 および図 2 3 に示す。図 2 2 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 2 3 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。電力制御波形は検出された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。

【 0 1 2 3 】

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。

【 0 1 2 4 】

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およ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は、特許第 2 7 3 3 8 1 7 号公報および特願 2 0 0 3 - 3 6 5 3 2 6 明細書で開示するように、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、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。

【 0 1 2 5 】

また、特願 2 0 0 3 - 3 6 5 3 2 6 明細書で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。

〔発明の効果〕

【 0 1 2 6 】

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。

【 0 1 2 7 】

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。

【 0 1 2 8 】

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

10

20

30

40

50



ータ回路の信頼性が向上する。

【0129】

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、本発明の出願時点において、いまだに仕様化される様子が見られない。

【0130】

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。

【0131】

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。

【0132】

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。

【0133】

また、同時にトランスも小型化される。逆に、従来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。

【0134】

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。

【0135】

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】

【0136】

【図1】本発明に係る電流共振型回路の共振電流位相検出手段を昇圧トランスの二次側とした一実施例を示す回路構成図である。

【図2】本発明に係る共振回路の一実施例を示す等価回路図である。

【図3】本発明に係る電流共振型回路の共振電流位相検出手段としてツェナーダイオードZdを用いた一実施例を示す回路構成図である。

【図4】図3の回路構成のツェナーダイオードZdに流れる電流Izと発生する電圧Vzとの関係を示す波形図である。

【図5】本発明に係る電流共振型回路の共振電流位相検出手段としてフォトカプラを用いた一実施例を示す回路構成図である。

【図6】本発明に係る電流共振型回路をセンター・タップ形回路で構成した具体的な一実施例を示す回路図である。

【図7】本発明に係る電流共振型回路の共振電流位相検出手段を昇圧トランスの二次巻線に流れる電流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一実施例を示す回路構成図である。

【図8】本発明に係る電流共振型回路の共振電流位相検出手段としてツェナーダイオードZdを用いた他の実施例を示す回路構成図である。

【図9】本発明に係る電流共振型回路の共振電流位相検出手段としてフォトカプラを用いた他の実施例を示す回路構成図である。

10

20

30

40

50

【図10】本発明に係る電流共振型回路をセンター・タップ形回路で構成した具体的な他の実施例を示す回路図である。

【図11】冷陰極管用の昇圧トランスの一次巻線に現れることがある不所望な共振電流の波形図である。

【図12】本発明に係る電流共振型回路の共振電流位相検出手段を昇圧トランスの二次側とした他の実施例を示す回路構成図である。

【図13】図12に示す回路の電力制御の様子を説明する出力波形のタイミング図である。

【図14】本発明に係る電流共振型回路の共振電流位相検出手段をフル・ブリッジ形回路で構成した具体的な一実施例を示す回路図である。

【図15】図14に示す回路の電力制御の様子を説明する出力波形のタイミング図である。

【図16】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17】図16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18】図2の回路の等価回路を示す説明図である。

【図19】図18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共振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共振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】時代とともに  $f_o$  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、 $f_o$  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。

10

20

30

40

50

【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とを示す説明図である。

【図39】従来の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】従来の電流共振型回路におけるスイッチングがゼロ電流ポイントにおいて行われること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。

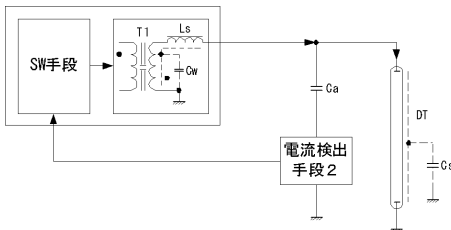
【図46】従来のゼロ電流スイッチング回路において、一次側換算した負荷電流をaとしたときの力率について検討した図である。

【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。

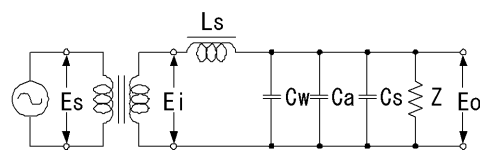
10

20

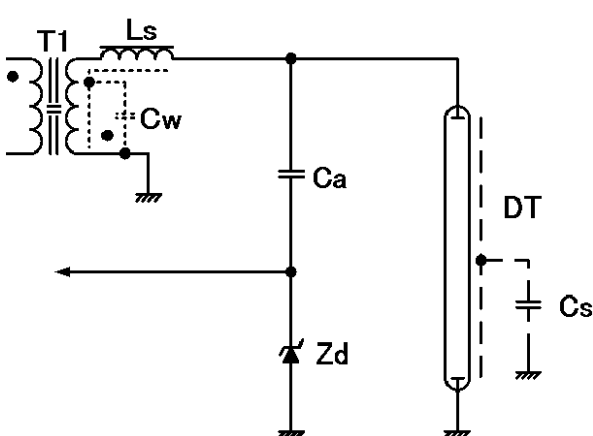
【図1】



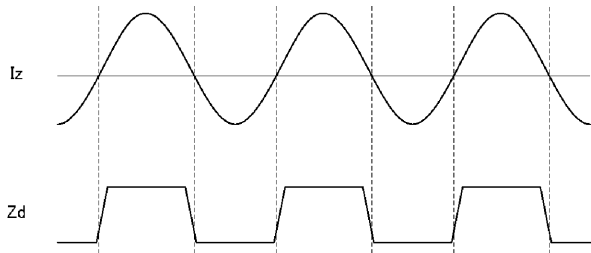
【図2】



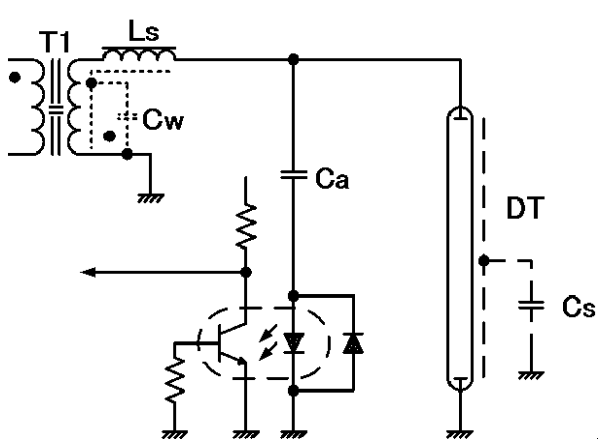
【図3】



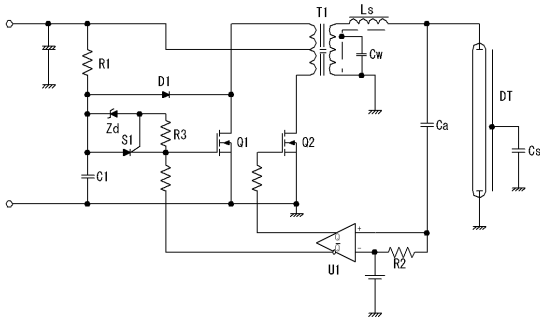
【図4】



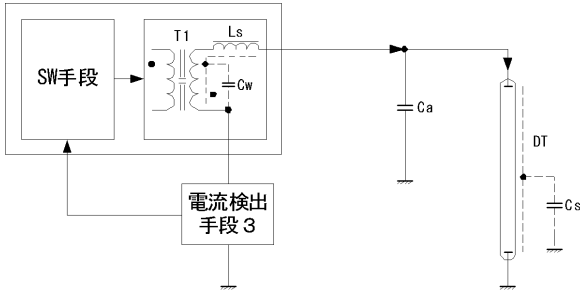
【図5】



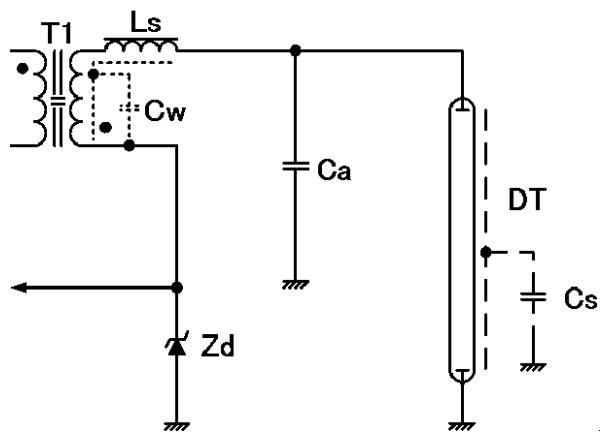
【図 6】



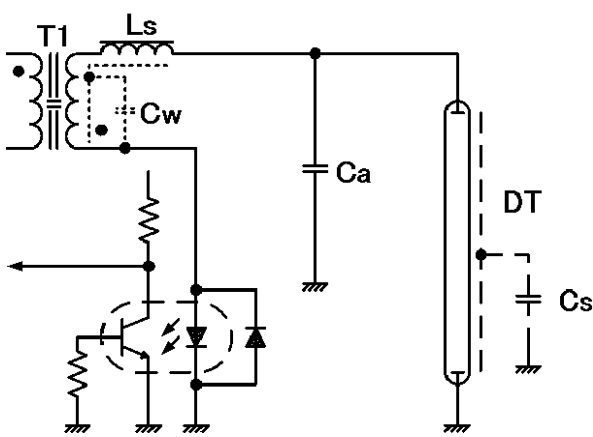
【図 7】



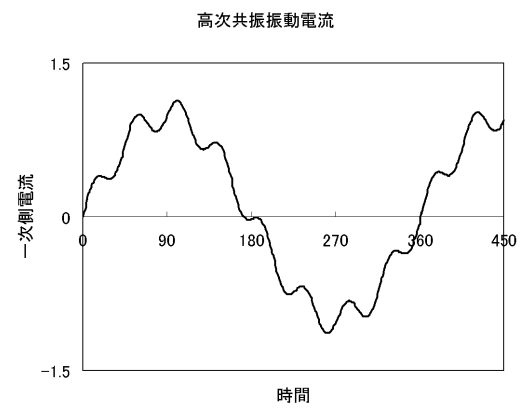
【図 8】



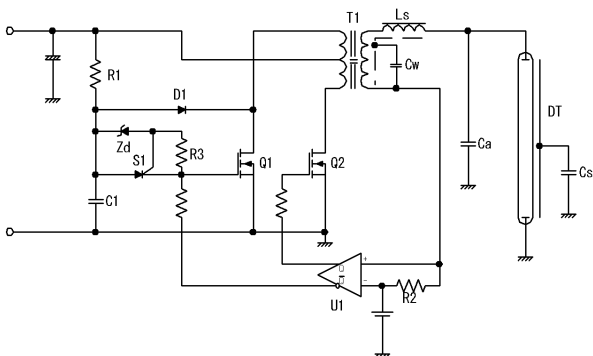
【図 9】



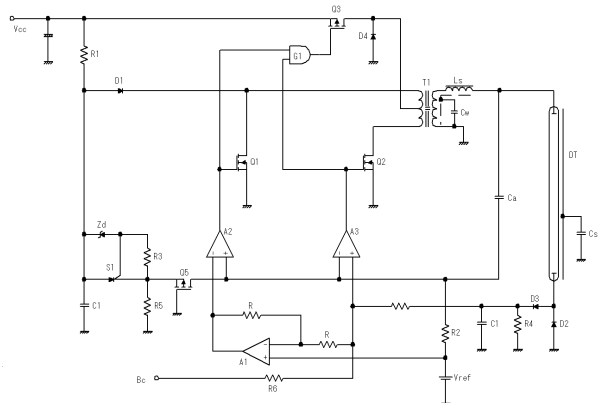
【図 11】



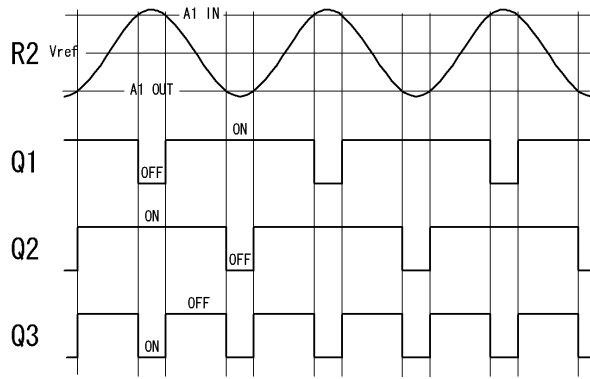
【図 10】



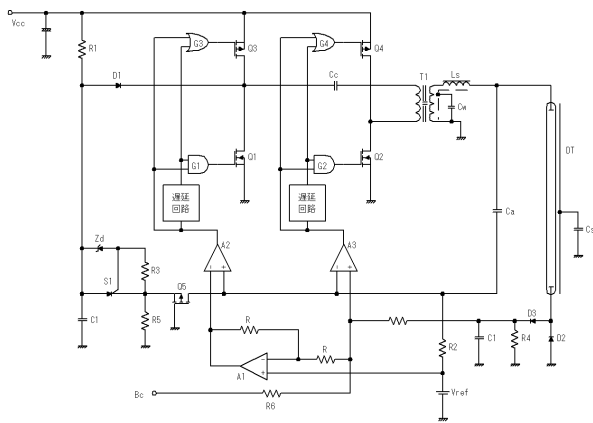
【図 12】



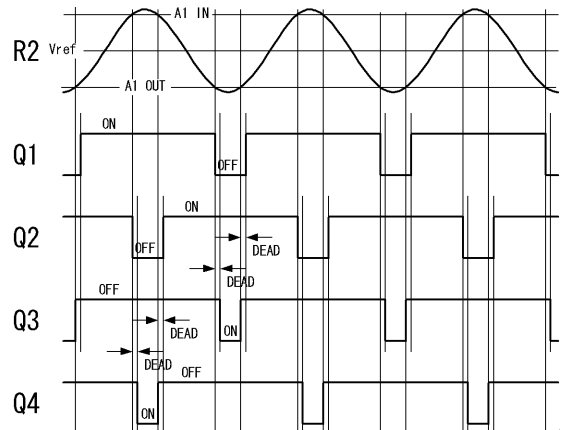
【図 13】



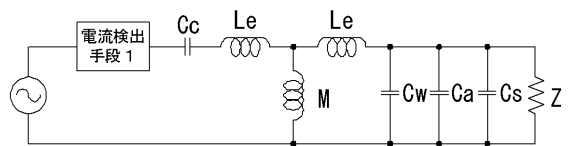
【図 14】



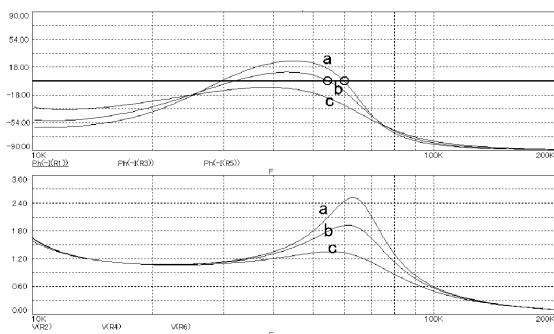
【図 15】



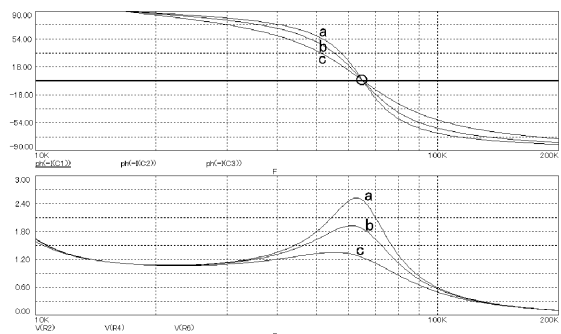
【図 16】



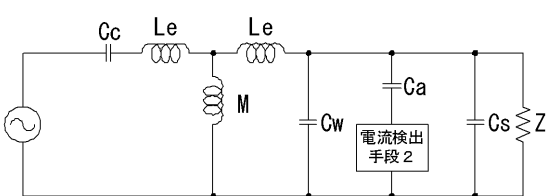
【図 17】



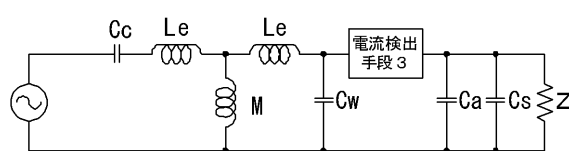
【図 19】



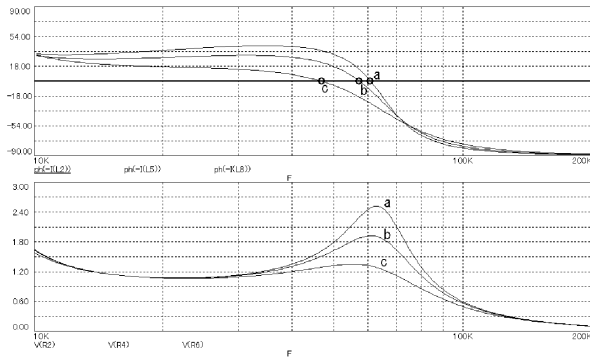
【図 18】



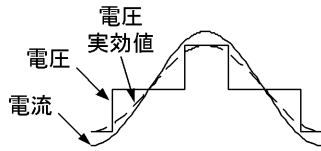
【図 20】



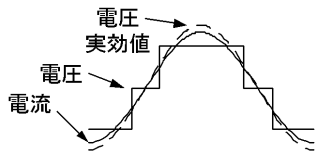
【図 2 1】



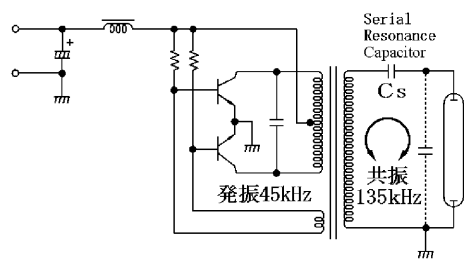
【図 2 2】



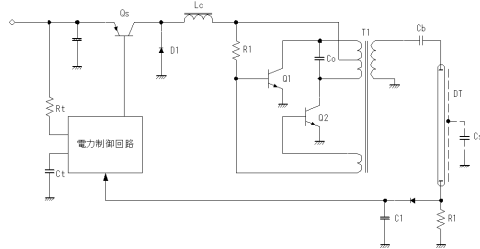
【図 2 3】



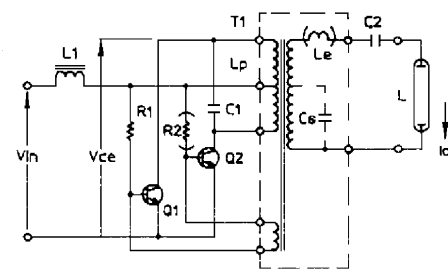
【図 2 6】



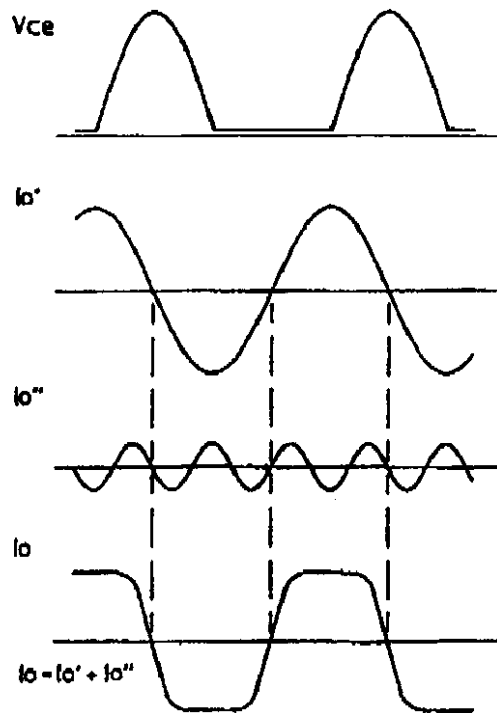
【図 2 4】



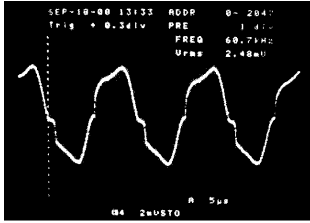
【図 2 5】



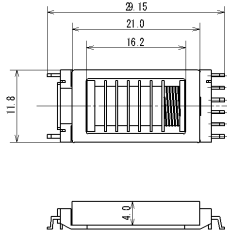
【図 2 7】



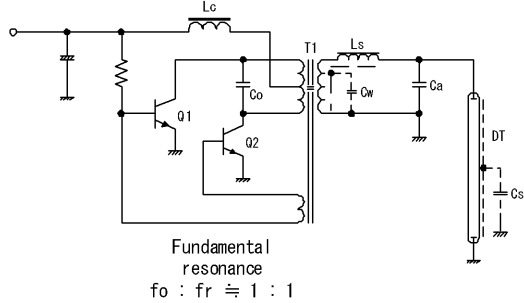
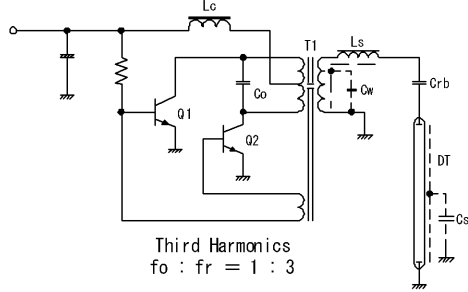
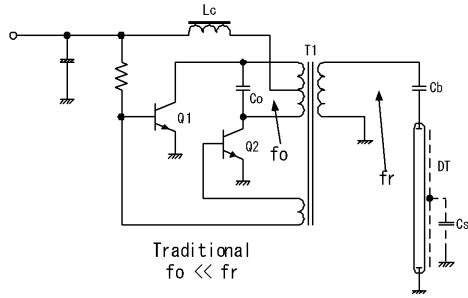
【図 28】



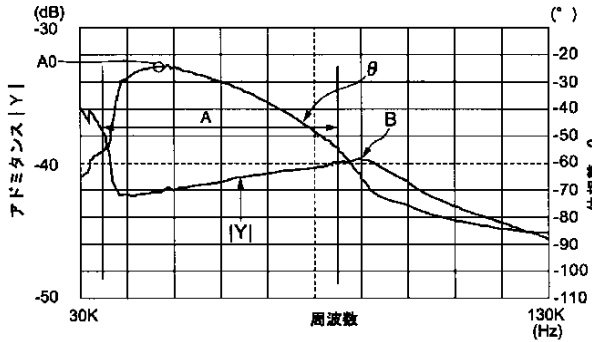
【図 29】



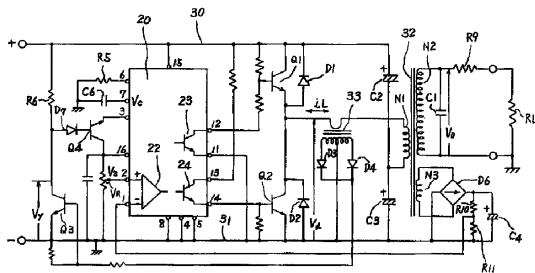
【図 30】



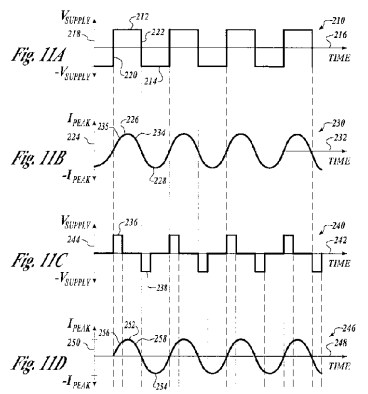
【図 31】



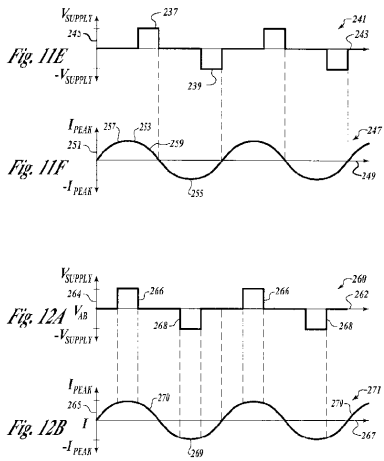
【図 32】



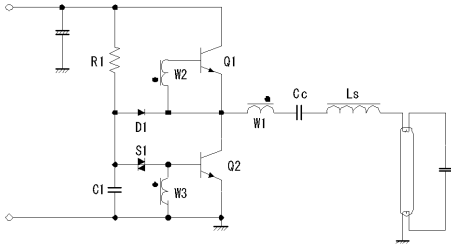
【図 33】



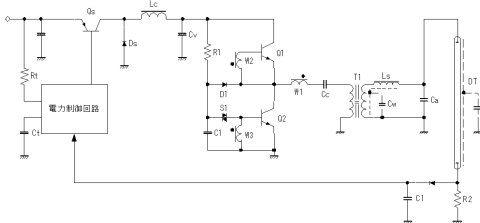
【図 34】



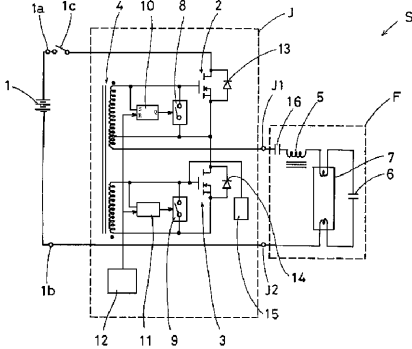
【図 35】



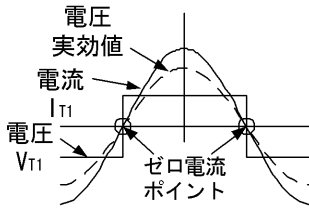
【図 36】



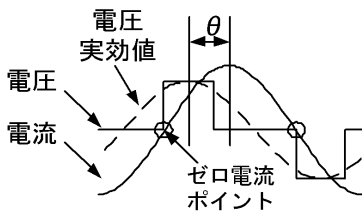
【図 37】



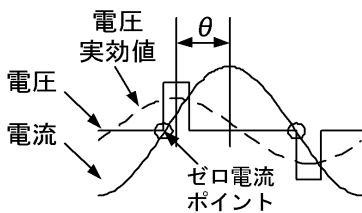
【図 41】



【図 42】



【図 43】



【図 38】

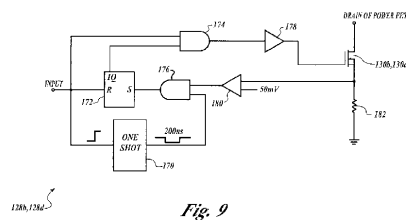
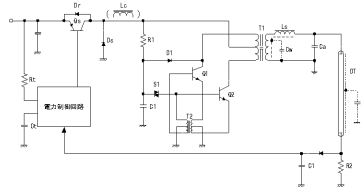
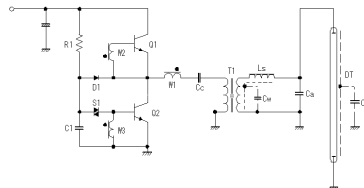


Fig. 9

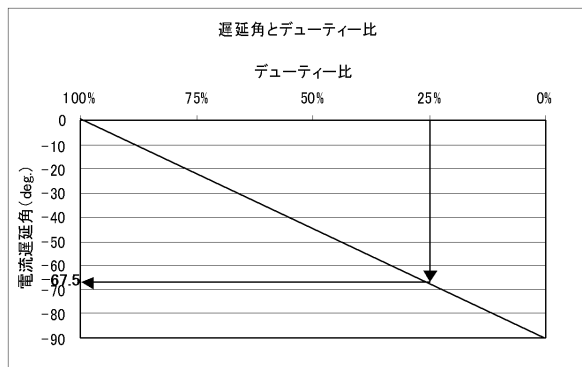
【図 39】



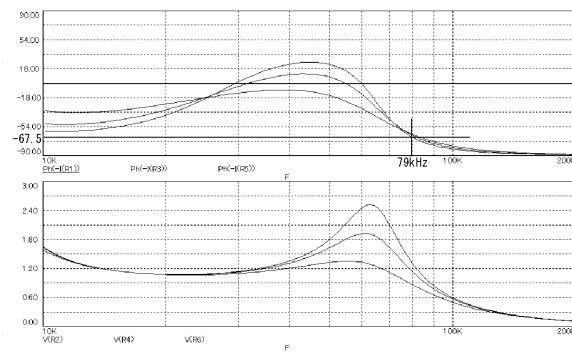
【図 40】



【図 44】

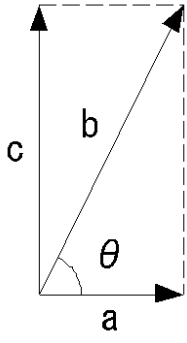


【図 45】

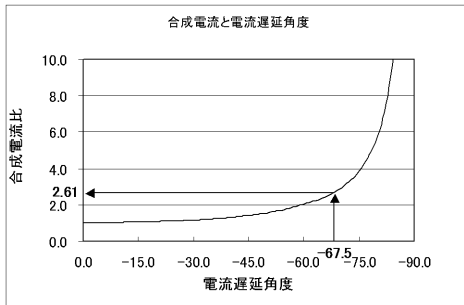




【 図 4 6 】



【 図 4 7 】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平08 - 214559 (JP, A)  
特開平08 - 279396 (JP, A)  
特開平08 - 288080 (JP, A)  
特許第2733817 (JP, B2)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H05B 41/24  
H02M 7/48