

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2006-129669

(P2006-129669A)

(43) 公開日 平成18年5月18日(2006.5.18)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
H02M 7/48 (2006.01)	H02M 7/48 A	5H007
H02M 7/538 (2006.01)	H02M 7/538 A	
H02M 7/5383 (2006.01)	H02M 7/5383	

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 22 頁)

(21) 出願番号	特願2004-318059 (P2004-318059)	(71) 出願人	593177594 牛嶋 昌和 東京都中野区野方6丁目30番24号
(22) 出願日	平成16年11月1日(2004.11.1)	(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 AA03 AA07 BB03 CA01 CB17 CB22 CC12 CC32 DA03 DB02 DC02 DC05 HA01

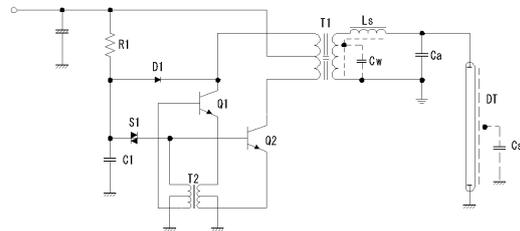
(54) 【発明の名称】 電流共振型インバータ回路と電力制御手段

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 電流共振型にすることによって、より高効率なインバータ回路を提供する。

【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回路は小さい漏れインダクタンス値を有し、該二次側回路に放電管を有し、該昇圧トランスの二次側回路は該昇圧トランスの分布容量と適宜付加される容量と、該放電管周辺に発生する寄生容量を有し、それらの容量成分は合成されて二次側容量を構成し、該二次側容量と該漏れインダクタンスとは直列共振回路を構成し、該放電管は該容量成分に対して並列に接続されることによってQ値の高い該直列共振回路を構成することにより、高い昇圧比を得て該放電管を点灯せしめるとともに、該昇圧トランス一次巻線側から見た電圧に対する電流の位相差を概ね少なくする。

【選択図】 図1



【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側に接続され、他の該一次巻線の二つの端子はそれぞれ二つのトランジスタのコレクタに接続され、該トランジスタのエミッタはセンタータップを有する電流トランスの一次巻線のそれぞれの端子に接続され、該電流トランスのセンタータップはグラウンド側に接続され、該電流トランスの二次巻線は該二つのトランジスタのベースに接続されることにより、該トランジスタのエミッタ電流を検出することによって共振電流を検出して発振することの特徴としてなる構成の一次側の駆動手段を有し、該昇圧トランスの二次側回路は小さい漏れインダクタンス値を有し、該二次側回路に放電管を有し、該昇圧トランスの二次側回路は該昇圧トランスの分布容量と適宜付加される容量と、該放電管周辺に発生する寄生容量を有し、それらの容量成分は合成されて二次側容量を構成し、該二次側容量と該漏れインダクタンスとは直列共振回路を構成し、該放電管は該容量成分に対して並列に接続されることによってQ値の高い該直列共振回路を構成することにより、高い昇圧比を得て該放電管を点灯せしめるとともに、該昇圧トランス一次巻線側から見た電圧に対する電流の位相差が概ね少ないことを特徴とする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の電力制御手段として、該電流共振型のインバータ回路の自励発振回路の電源と電力制御手段との間にスイッチング手段を有し、該スイッチング手段の切り替えタイミングは該電流共振型回路の発振周波数とは無関係に行われることを特徴とする放電管用インバータ回路。

20

【請求項 3】

請求項 1 又は 2 記載の電流共振型のインバータ回路の電力制御手段として、該昇圧トランスのセンタータップと電源との間にスイッチング手段を有し、該スイッチング手段の切り替えタイミングは該電流共振型のインバータ回路の発振周波数とは無関係に行われる放電管用インバータ回路。

【請求項 4】

請求項 2 又は 3 に記載の電流共振型のインバータ回路において、該昇圧トランスのセンタータップとスイッチング手段との間に適宜チョークコイルを介してなる放電管用インバータ回路。

30

【請求項 5】

請求項 1 乃至 4 のいずれかに記載の電流共振型のインバータ回路の電力制御手段のスイッチング手段がOFFになる際に、該昇圧トランスの一次巻線に流れる寄生振動の振動電流が該電流共振型のインバータ回路の共振電流とは逆方向に流れることにより、該寄生振動の共振電流のエネルギーが電源に回生されることにより該振動電流をダンプする放電管用インバータ回路。

【請求項 6】

請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載のトランジスタのエミッタに接続される電流トランスを電流検出抵抗に置き換え、該電流検出抵抗に流れる電流を検知することにより、該トランジスタのスイッチング・タイミングを得る放電管用インバータ回路。

40

【請求項 7】

請求項 1 乃至 6 のいずれかに記載の電力制御手段において、該電力制御手段の発振周波数は該電流共振型回路の発振周波数と同期するとともに、該昇圧トランスの一次巻線に与えられる電圧波形の実効値の位相が該一次巻線に流れる電流波形の位相と概ね均しくなる放電管用インバータ回路。

【請求項 8】

請求項 1 乃至 7 のいずれかに記載の電流共振型インバータ回路において、同期発振回路を有することによって該同期発振回路が起動手手段を兼ねる放電管用インバータ回路。

【発明の詳細な説明】

50

【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かかわるものであり、冷陰極蛍光管(CCL)(Cold Cathode Fluorescent Lamp)、外部電極冷陰極管(EEL)(External Electrode Fluorescent Lamp)、ネオン灯などの容量性を有する光源用の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。 10

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。

【0003】

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2733817号発明との関係を述べると以下のとおりである。

【0004】

冷陰極管用インバータ回路は古典的な回路としてコレクタ共振型回路(図17)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。 20

【0005】

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。 30

【0006】

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、パラストコンデンサC_bは管電流の安定化のために必須のものである。

【0007】

次に、冷陰極管用インバータ回路としては、図18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19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。 40

【0008】

この場合、図20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。

【0009】

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21に示すような波形を呈する。

【0010】

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 50

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。

【0011】

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22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。

【0012】

いずれにせよ、この技術思想(図18)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(図18中では L_e)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、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19)管電流波形を台形波状(図20)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。

10

【0013】

このことよって特開平7-211472号発明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、また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。

20

【0014】

次に、本発明の基礎となる特許第2733817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。

【0015】

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、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。

30

【0016】

同時に、当該発明開示後、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利用発明の関係にあり、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。

【0017】

これら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、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。

40

【0018】

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、本発明の発明者が特開2003-168585号発明として、図23(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、 I 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。 I がゼロに近づくほど力率が改善されることを説明している。)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。

50

【0019】

ところが一方で、米国特許第6114814-B1号及び特開昭59-032370号のように、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。

【0020】

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。

【0021】

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と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24、図30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号として同様の技術を開示している(図29)。この技術を、米国特許第6114814-B1号をもとに説明すれば以下のようになる。

【0022】

米国特許第6114814-B1号には、図25に示すような当該発明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、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26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。

【0023】

この図において、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はその場合の一次巻線に流れる電流を示している。冷陰極管用インバータ回路におけるゼロ電流スイッチング手段とは、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素子のON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、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。

【0024】

次に、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はその場合の一次巻線に流れる電流を示している。この図において、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、一次巻線に与えられる電圧の実効値の位相と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。

【0025】

一方、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一次巻線における電圧の実効値の位相と、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。

【0026】

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号の技術思想、即ち、ゼロ電流スイッチング手段においては、Fig. 12A, Bのような状態について、インバータ回路

10

20

30

40

50

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。

【0027】

しかしながら、発明者が比較実験したところによれば、Fig. 11C, Dの制御方法よりも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。

【0028】

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。

【0029】

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、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。

10

【0030】

米国特許第6114814-B1号における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

20

【0031】

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27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。

【0032】

図28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、スイッチング手段 Q_s 、チョークコイル L_c 、フライホイール・ダイオード D_s 、平滑容量 C_v によりDC-DCコンバータ回路を構成している。

30

【0033】

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29は本発明の発明者が特開平8-288080号発明として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。

【0034】

同様の手法が、米国特許第6114814-B1号のFig. 9でも開示されている。それは図30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号も特開平8-288080号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。

40

【0035】

発明者が自ら知るところでは、特開平8-288080号による調光を行うと、冷陰極

50

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。

【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 号公報

【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

【発明の開示】

10

【発明が解決しようとする課題】

【0036】

従来のコレクタ共振型回路を用いたインバータ回路の電力制御手段においては、図 1 7 に示すように、放電管を調光する際には、前段に設けられた DC - DC コンバータ回路によって制御するのが一般的であった。

【0037】

また、これらの DC - DC コンバータの動作周波数は一般的にインバータ回路の発振周波数とは無関係であって、スイッチングのタイミングはゼロ電圧、ゼロ電流のいずれでもない。それにもかかわらず、DC - DC コンバータのスイッチング手段からの発熱はそれほど多いものではなく、DC - DC コンバータ回路はインバータ回路全体の変換効率を低下させるものではない。

20

【0038】

従来インバータ回路において変換効率が低かったのは、コレクタ共振型回路の変換効率が低いからであって、DC - DC コンバータの変換効率が低かったわけではない。このことは、ゼロ電流スイッチング手段が必ずしもインバータ回路の変換効率の改善に寄与するものではないことを意味している。

【0039】

それを検証するために、図 2 8 のように、従来インバータ回路におけるコレクタ共振型の回路を電流共振型の回路に置き換える実験を行った。その結果、従来のハーフ・ブリッジ型の電流共振型回路は電源の利用効率が悪いために、電源電圧が低い場合には良好な結果が得られないという問題があるものの、電源電圧が高い場合にはインバータ回路の変換効率が飛躍的に向上することが確認された。

30

【0040】

ここで、電流共振型回路とゼロ電流スイッチング手段との関係を整理すると以下のようになる。

ゼロ電流スイッチング手段では流通角を制限せず、電力制御を全く行わない場合においては図 2 5 における Fig. 1 1 A, B に示すように、トランス一次巻線側から見た電圧実効値位相と電流位相の位相差は少なく、力率は良好であるのでインバータ回路の変換効率もまた良好である。

【0041】

40

次に、ゼロ電流スイッチング手段において、電力制御を行う場合は電圧波形を図 2 5 における Fig. 1 1 C とすることによって電力制御を行うものである。この場合、流通角を制限して電力制御を行った場合には、図 2 5 における Fig. 1 1 C, D に示すように電圧実効値位相と電流位相の位相差が大きくなり、力率が低下して電流が多くなり、銅損が増加してトランスの一次巻線の発熱が多くなる。また、電流が増加するためにスイッチング手段のトランジスタの発熱が多くなる。その結果、インバータ回路の変換効率は低下する。

【0042】

即ち、冷陰極管用インバータ回路の変換効率の改善に最も寄与しているのは、ゼロ電流スイッチング手段ではなく、ゼロ電流スイッチング手段によってもたらされる特定の条件

50

下における、昇圧トランスの力率改善効果が支配的に寄与しているということである。特定の条件下とは流通角を制限しない場合のことである。それは電流共振型回路であるということである。

【0043】

これを詳しく見ると次のようになる。

図31は、図25におけるFig. 11C, Dの電圧と電流の関係を一つの図にまとめたもので、ゼロ電流スイッチング手段におけるトランス一次巻線の電圧と電流及びその位相関係を説明する説明図である。これは、電力制御を行う場合の図25におけるFig. 11C, Dの流通角を概ね25%とした場合の図である。この場合、31図中のa点はスイッチング手段がONになるタイミングであり、b点はスイッチング手段がOFFになるタイミングである。また、波形Esはトランス一次巻線に与えられる電圧であり、波形Erはその電圧の実効値であり、波形Iwはトランス一次巻線に流れる電流である。この図から読み取れることは、まず、スイッチング手段のONについてはゼロ電流タイミングであるが、OFFの場合はゼロ電流タイミングではないということである。また、このようにゼロ電流スイッチング制御をすると、波形(電圧実効値)Erよりも波形(電流)Iwの位相が必然的に遅延することになる。

10

【0044】

これをさらに詳しく見ると、次のようになる。

波形(電圧実効値)Erの位相に比べて波形(電流)Iw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32はその様子を図にしたものである。

20

【0045】

図32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、流通角が25%の場合、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。

【0046】

次に、力率について検討した図が、図33、図34である。

図33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、一次巻線の電流は $1/\cos$ (力率の逆数)で表される。

30

【0047】

図34は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。

【0048】

図34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)との関係を図にしたものである。負荷電流に対して何倍の一次巻線電流が流れるのかを図34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67.5deg.遅延した場合の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。

40

【0049】

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。

【0050】

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

50

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通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. に近づくと急激に無効電流が増え、著しく効率が悪化する。

【0051】

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。

【0052】

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。 10

【0053】

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。

【0054】

一方、特許2733817号(米国特許第5495405号)の技術的趣旨を実施する他の方法として、固定周波数の他励型駆動手段を用いる場合が多いが、この場合、回路定数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、或いは一次側の駆動回路の駆動周波数がずれたりすると、力率改善効果が現れる最適な共振周波数で駆動できなくなることがある。 20

【0055】

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を高くすることが難しかった。

【0056】

又、ゼロ電流スイッチング手段や固定周波数の他励型駆動手段は高効率なインバータ回路が構成できる一方で回路部品の定数が多く、コストが高いという問題がある。その一方で、コレクタ共振型回路は効率が悪く、発熱が多いという問題を抱えているが、ローコストである。そのようなところから、ローコスト化の手段としてコレクタ共振型回路も未だに根強く支持されて、これらの問題は高効率なインバータ回路の普及の障害となっている。 30

【課題を解決するための手段】

【0057】

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、従来のコレクタ共振型の放電管用インバータ回路を排除し、これを電流共振型にすることにより特許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インバータ回路を提供しようとするものである。 40

【0058】

また、電力制御をゼロ電流スイッチング手段にかかわらないタイミングで行うことによって昇圧トランス一次側から見た力率を改善しようとするものである。あるいは、従来はゼロ電流スイッチング手段の技術的思想から排除されていたタイミング・シーケンスを逆に積極的に利用することにより、昇圧トランスの一次巻線側に表れる力率改善効果を有効に利用しようとするものである。

【0059】

具体的には、電流共振型のインバータ回路は昇圧トランスを有し、該昇圧トランスの一 50

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側に接続され、他の該一次巻線の二つの端子はそれぞれ二つのトランジスタのコレクタ端子に接続され、該トランジスタのエミッタ端子はセンタータップを有する電流トランスの一次巻線のそれぞれの端子に接続され、該電流トランスのセンタータップはグラウンド側に接続され、該電流トランスの二次巻線は該二つのトランジスタのベースに接続されることにより、該トランジスタのエミッタ電流を検出することによって共振電流を検出して発振することを特徴としてなる構成の一次側の駆動手段を有し、該昇圧トランスの二次側回路は小さい漏れインダクタンス値を有し、該二次側回路に放電管を有し、該昇圧トランスの該二次側回路は該昇圧トランスの分布容量と適宜付加される容量と、該放電管周辺に発生する寄生容量を有し、該それらの容量成分は合成されて二次側容量を構成し、該二次側容量と該漏れインダクタンスとは直列共振回路を構成し、該放電管は該容量成分に対して並列に接続されることにより、Q値の高い該直列共振回路を構成することにより、高い昇圧比を得て該放電管を点灯せしめるとともに、トランス一次巻線側から見た電圧に対する電流の位相差が概ね少ないことを特徴とする放電管用インバータ回路であり、該インバータ回路の電力制御手段として、該昇圧トランスのセンタータップと電源との間にスイッチング手段を有する放電管用のインバータ回路であり、また、該電力制御のスイッチング手段のタイミングは電流共振回路の発振周波数と無関係に行うことにより、昇圧トランスの一次巻線側から見た力率を悪化させないものである。

10

【0060】

また、電力制御のスイッチング・タイミングをインバータ回路の発振周波数と同期させ、かつ、その電圧実効値の位相を電流位相と均しくすることによって、力率の良い駆動手段を提供するものである。

20

【発明の効果】

【0061】

本発明によれば、従来のコレクタ共振型回路から大きな回路変更を必要とせずに、ほぼ同じ回路構成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。この場合、電力制御用に用いられるICは従来のコレクタ共振型回路に用いられていた安価なものがそのまま適用できるために非常にローコストである。

【0062】

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。

30

【0063】

そして又、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。

【0064】

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自動的に二次側回路の共振周波数において動作する。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。

40

【0065】

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。

【0066】

そして又、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

50

い電力で使用することが可能となる。この場合、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。

【0067】

更に、トランスの二次巻線における寄生振動に対しても十分な抑制効果を得ることができ、トランス一次巻線の電流波形が正弦波に近くなった。

【0068】

更に又、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ことができるようになり、そのことによって、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。

【0069】

さらには、外部電極冷陰極管（E E F L）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。

【発明を実施するための最良の形態】

【0070】

以下、図面を参照しながら詳細に説明する。

【実施例1】

【0071】

図1は本発明の一実施例を示す等価回路図である。T1はセンタータップを有する漏洩磁束性の昇圧トランスであり、該昇圧トランスT1は漏れインダクタンス L_s を有する。又、該昇圧トランスの二次側巻線は分布定数性遅延回路を構成しており、分布容量 C_w である。また、 C_a は共振周波数の調整のために適宜付加される容量であり、 C_s は放電管周辺に発生する寄生容量である。Q1、Q2はスイッチング手段のトランジスタである。トランジスタQ1、Q2のコレクタはトランスT1の一次巻線の始端と終端にそれぞれ接続されている。また、トランスT2は電流トランスであって、その一次側巻線はトランジスタQ1、Q2のエミッタに接続され、トランジスタQ1、Q2に流れるエミッタ電流を検出するように接続されている。そして、トランスT2で検出された電流はトランジスタQ1、Q2のベースに正帰還されるように接続されている。

【0072】

一方、トランスT2の一次巻線は、この場合、センタータップを有する接続としてあるが、この巻線を分離して、トランジスタのコレクタ巻線に流れる電流を検出しても良く、これらは、いずれも本発明の技術思想と均等なものとなる。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示す図2のような直列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 は一次巻線、二次巻線の巻数である。

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。

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、少し低い周波数が発振周波数となる。

【0073】

従来、固定周波数手段の他励型により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、ノート型パソコンの例において、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

10

20

30

40

50

であり、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 ないし 280 mH であり、二次側容量の適正值は 25 pF ないし 30 pF である。

【0074】

上記の例のように、従来は 60 kHz における漏れインダクタンス L_s および二次側容量のリアクタンスはそれぞれ概ね 100 k であって、放電管のインピーダンスとほぼ一致する値が適正值とされた。この場合の共振回路の Q 値は概ね 1 ないし 1 をわずかに上回る値とされている。固定周波数手段の他励型の場合、 Q 値をあまり大きくすることは回路の信頼性という観点から好ましくない。

【0075】

一方、本発明においては、高い Q 値を得るために、漏れインダクタンス L_s を小さな値とし、二次側容量を相対的に大きくすることが望ましい。また、本回路は二次側の共振回路が直列共振回路のコンデンサ成分に対して並列に負荷が接続される Parallel loaded serial resonance 回路であるので、 Q 値が 1 を下回ると回路の発振が継続しない。

10

【0076】

なお、本発明は基本的に電流共振型であって、電流共振型の共通の性質として、電源投入後に何らかの起動手段がないと発振が起動しない。

【実施例2】

【0077】

次に、図3は本発明の他の実施例を示す等価回路図であって、前段に $DC-DC$ コンバータの回路を追加したものである。ここで、抵抗 R_1 、容量 C_1 、サイリスタ S_1 、ダイオード D_1 はその起動回路を構成するものである。 R_t 、 C_t は $DC-DC$ コンバータのスイッチング周波数を決める時定数であるが、後段の電流共振型回路の発振周波数とは無関係に設定される。 Q_s は $DC-DC$ コンバータのスイッチング手段であって、 D_s はフライホイール・ダイオードであるとともに、後述する重要な働きをする。また、 D_r は回生ダイオードである。これら、トランジスタ Q_1 、 Q_2 、スイッチング手段 Q_s 、フライホイール・ダイオード D_s 、回生ダイオード D_r は $MOS-FET$ などのスイッチング手段に置き換えても良い。また、本発明の趣旨は電流共振型回路全般に適用できるため、電流共振型の自励発振回路を図4に示すようなハーフ・ブリッジ型などに置き換えても良い。即ち、図4は従来のハーフ・ブリッジ型電流共振型回路に対して本発明の他の実施例を実施した場合の等価回路図を示している。

20

30

【0078】

本発明における特徴は、フライホイール・ダイオード D_s またはチョークコイル L_c の直後に平滑用コンデンサを有しない点である。したがって、単なる $DC-DC$ コンバータを設けたというものではない。また、他の特徴は $DC-DC$ コンバータ回路のチョークコイル L_c を必須としない点である。この場合、チョークコイル L_c に該当するインダクタンスは昇圧トランス T_1 の一次側漏れインダクタンスに相当する。このような回路を実現するためには昇圧トランス T_1 が漏れ磁束型トランスである必要がある。一方、一次巻線側の漏れインダクタンス値が不足する場合は適宜インダクタンスを加えても良い。したがって、本発明は適宜挿入されるチョークコイルを排除するものではない。

【0079】

40

本発明の主眼はスイッチング手段のスイッチング手段 Q_s のスイッチング・タイミングをインバータ回路の発振周波数と無関係にすることである。このことにより電流共振型の回路はトランス一次巻線にかかる電圧の実効値の位相と流れる電流の位相とが概ね均しくなり、力率が改善される。

【0080】

ところで、力率改善の手段は他にもある。それは米国特許第 $6114814-B1$ 号で除外されている $Fig. 12A$ 、 B のタイミング・シーケンスを利用することである。この場合、電流共振型の発振周波数と電力制御回路の発振周波数とは同期する必要がある。

【実施例3】

【0081】

50

図5は本発明の更に他の実施例を示す等価回路図である。

スイッチング手段のトランジスタQ1、Q2のエミッタは電流検出抵抗R4、R5を介してグラウンドと接続される。電流検出抵抗R4、R5は共振電流を検出する抵抗であり、増幅器A1、A2はこの抵抗に発生する電圧を検出するものである。F1、F2は検出された電圧を成型し、合成された波形は三角波発生回路F3と分周回路Dvに供給される。分周回路Dvで分周された電圧によってトランジスタQ1、Q2が駆動される。これにより、電流共振型の自励発振回路の構成を実現している。また、分周回路Dvにはマルチ・バイブレーターとしての機能を兼ねるようにすることで、電流共振型回路の起動手段とすることもできる。

【0082】

一方、放電管の管電流はエラー・アンプA3に帰還された後に増幅され、比較器A4で三角波と比較されることによりスイッチング手段Qsのスイッチング信号を生成している。図6に制御回路の各部の波形が示されている。スイッチング手段のトランジスタQ1、Q2のスイッチングは昇圧トランスT1の一次巻線に流れる電流Itがゼロになるタイミングで行われるために、電流位相とトランジスタQ1、Q2のスイッチング信号の位相は均しい。

【0083】

他方、スイッチング手段Qsのスイッチングは、昇圧トランスT1に流れる電流のピークから見て対称になるように行われる。したがって、昇圧トランスT1の一次巻線にかかる電圧の実効値の位相は電流の位相と均しくなり、力率が改善される。

【実施例4】

【0084】

図7は同期発振回路を内蔵した一例であって、電流共振型回路の起動手段を兼ねるとともに、検出された電流の波形を整形し、出力波形を一定間隔に揃える働きをするものである。この同期発振回路は共振引き込み型、弛張発振型、PLL型などいずれでも良い。

【0085】

(作用)

次に、電流共振型の駆動手段がなゼ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。

図8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であり、冷陰極管用インバータ回路における昇圧トランスと冷陰極管との関係を示している。この等価回路において、昇圧トランスは三端子等価回路で表わされている。米国の特許第6114814-B1号、第6,633,138号や第6,259,615号、及び特開2002-233158号ではこれをtank circuitと称し、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。

【0086】

この図において、C1は一次側のカップリング・コンデンサであり、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。これは熱陰極管用の電流共振型インバータ回路と技術思想が異なる。なお、カップリング・コンデンサC1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。

【0087】

Leはトランスの漏れインダクタンス(学会)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。

【0088】

10

20

30

40

50

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。

$$L_e = k \cdot L_0$$

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

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

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。

【0089】

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9において、横軸はインバータ回路の駆動周波数を表し、図9の上図はトランス一次側から見た電圧と電流の位相特性を示した図であり、図9の下図は放電管のインピーダンス Z に与えられる電圧の伝達特性を表したものである。この図の中で、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。

【0090】

熱陰極管の点灯回路として一般的に用いられるハーフ・ブリッジ型の電流共振型回路は共振回路が負荷と直列であって、定常放電時には負荷に対する昇圧作用を持たない。一方、冷陰極管を駆動する場合には、二次側の共振回路はParallel loaded serial resonance回路になるために、定常放電時でも負荷に対する昇圧作用を持つ。この場合、図9の上図において、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。

【0091】

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9の上図で示されるように、図8の検出手段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。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、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、この電流共振型インバータ回路においては発振の継続が不可能になることを示している。

【0092】

放電管のインピーダンスが低い場合、これは共振回路の Q 値が低いということである。すなわち、本発明においては Q が低い状態では回路の発振は継続できないことになる。したがって本発明において、 Q の高い条件で構成することは必須の要件となる。

【0093】

一方、逆に Q 値が高いことは本発明においては有利に働く。つまり、 Q が高いほど二次側回路の共振電流が大きくなり、電流共振型回路の発振が安定するからである。また、 Q が高いことは昇圧トランスの昇圧比も高くなることを意味する。

【0094】

具体的に Q の高い共振回路を構成するためには昇圧トランスの二次巻線を、従来の他励型駆動手段の場合の値よりも少なくするとともに、二次側の容量成分の値を大きく設定する。漏れインダクタンスの値は二次巻線の巻数の二乗に比例するために、わずかに巻数を減らすだけで漏れインダクタンスの値は大きく低下する。その結果、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。

【0095】

次に、本発明の電流共振型の回路と電力制御手段との関係を説明すると以下のようになる。

図5の回路において、各スイッチング手段のスイッチング・タイミングを見たものが図

10

20

30

40

50

10である。図10は本実施例における各スイッチング手段のタイミングと電流を示す説明図である。スイッチング手段 Q_s のスイッチング・タイミングはトランジスタ Q_1 及び Q_2 と同期し、トランジスタ Q_1 、 Q_2 に流れる電流の位相と昇圧トランス T_1 の一次巻線に与えられる電圧の実効値が均しくなるようにスイッチングされる。この場合、昇圧トランス T_1 のセンタータップに流れる電流は I_t のようになる。

【0096】

より詳しく見ると、 b のタイミング、即ち、スイッチング手段 Q_s がONの場合においては、図11のスイッチング手段 Q_s がONの場合の電流の流れを示す等価回路図に示すように、スイッチング手段 Q_s を通じて昇圧トランス T_1 へと電流が流れる。

【0097】

次に、図10のCのタイミングにおいて、スイッチング手段 Q_s がOFFになると、電流は図12のスイッチング手段 Q_s がOFFの場合の電流の流れを示す等価回路図に示すようにフライホイール・ダイオード D_s を通じて流れるようになる。

【0098】

この場合に流れる電流は単純ではない。図12に示した電流はあくまでも模式的に示したものであって、実際の昇圧トランスの一次巻線にはしばしば大きな振動電流が乗ることがある。

【0099】

図13は図10のCのタイミングにおける電流の振動の様子を表した図である。

この振動電流の原因は後述するが、本発明においては、このような振動電流が発生した場合、図14のスイッチング手段 Q_s がOFFの場合に現れる振動電流を電源に回生するものである。図14の等価回路図に示すように、振動が起きるとスイッチング手段 Q_s を通じて逆方向の電流が流れ、この電流は回生ダイオード D_r を通じて電源に回生する。

【0100】

つまり、順方向に流れる共振電流に対しては昇圧トランス T_1 の一次巻線をショートしたと同じ状態にして、共振電流のエネルギーを損失しないようにしている。一方、逆方向に流れる振動電流に対しては、これを電源に回生し、振動のエネルギーをダンプしているものである。

【0101】

従来のDC-DCコンバータを用いた調光回路においては、このような回生電流のみを選択的にダンプする手段がなく、振動電流のエネルギーが蓄積されるので、一次巻線には不所望な電流振動が現れる。

【0102】

次に、このような振動電流がなぜ発生するかについて説明する。

冷陰極管用の昇圧トランスのように巻数が多く、高電圧を発生させるようなトランスの二次巻線には多くの共振が存在する。これを一次巻線側からインピーダンス・アナライザで測定すると、図15のようになる。図15は高電圧用昇圧トランスの二次巻線には多くの自己共振が存在することを示す説明図である。図15のZはトランスの一次巻線側からインピーダンス特性を測ったものであるが、複数の共振が見られる。このような寄生振動が発生する原因は、昇圧トランスの二次巻線が分布定数状になっているためであり、冷陰極管用インバータ回路のトランスなど、高圧用トランスの二次巻線に発生する様々な寄生振動が原因である。

【0103】

この図15において、Aの共振は一般的に良く知られるトランスの自己共振と呼ばれるものである。しかし、トランスには一般的にあまり知られてないがB、C、Dの自己共振も存在する。このうちのBの共振はエネルギーも大きく、一次巻線側に電流振動となって現れることがある。このような電流振動は特開昭56-88678号などにも「不所望な共振」として開示されている。

【0104】

図16は、実際の冷陰極管用昇圧トランスの一次巻線に発生する振動電流の様子を示す

10

20

30

40

50

説明図である。その説明図から、一次巻線を通る電流は理想的な正弦波ではなく、高次数の不所望な共振電流が重畳されていることがわかる。インバータ回路の駆動周波数の整数倍の周波数と図16に示す高次共振の周波数とが一致した場合に不所望な電流の共振現象が顕著になる。

【0105】

このような不所望な共振はトランジスタQ1、Q2のスイッチング・タイミングに悪影響を与える。特に、特開昭59-032370号、米国特許第6,633,138号、特開平8-288080号などに開示されるようなゼロ電流を検出してスイッチング・タイミングを決めるゼロ電流スイッチング手段による回路は深刻な影響を受ける。したがって、前述のような回生手段を用いて振動電流をダンプすることは有効である。

10

【0106】

以上の作用に関する説明は、スイッチング手段Qsのスイッチング・タイミングをトランジスタQ1及びQ2と同期した場合について述べたが、トランジスタQ1、Q2に通る電流とのスイッチング手段Qsのスイッチング・タイミングが非同期の場合においても同じ作用・効果を生じさせることが可能である。

【図面の簡単な説明】

【0107】

【図1】本発明の一実施例を示す等価回路図である。

【図2】昇圧トランスの二次側の共振回路を示す等価回路図である。

【図3】本発明の他の実施例を示す等価回路図である。

20

【図4】従来のハーフ・ブリッジ型電流共振型回路に対して本発明の実施例を実施した場合の等価回路図である。

【図5】本発明の更に他の実施例を示す等価回路図である。

【図6】上記実施例の制御回路の各部の波形が示す波形図である。

【図7】同期発振回路を内蔵した一例であって、それが電流共振型回路の起動手段を兼ねるものである。

【図8】上記実施例の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図である。

【図9】上図はトランス一次側から見た電圧と電流の位相特性を示した図であり、下図は放電管のインピーダンスに与えられる電圧の伝達特性を表した図である。

30

【図10】本実施例における各スイッチング手段のタイミングと電流を示す説明図である。

【図11】本発明の実施例におけるスイッチング手段QsがONの場合の電流の流れを示す等価回路図である。

【図12】本発明の実施例におけるスイッチング手段QsがOFFの場合の電流の流れを示す等価回路図である。

【図13】図10のCのタイミングにおける電流の振動の様子を表した図である。

【図14】本発明の実施例におけるスイッチング手段QsがOFFの場合に現れる振動電流を電源に回生することを説明する等価回路図である。

【図15】本発明の実施例における高電圧用昇圧トランスの二次巻線には多くの自己共振が存在することを示す説明図である。

40

【図16】本発明の実施例における冷陰極管用昇圧トランスの一次巻線に発生する振動電流の様子を示す説明図である。

【図17】従来の冷陰極管用インバータ回路として用いられたコレクタ共振型回路の等価回路図である。

【図18】従来の冷陰極管用インバータ回路の等価回路図である。

【図19】従来の冷陰極管用インバータ回路において、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倍であることを示す説明図である。

【図20】従来の冷陰極管用インバータ回路において、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示す波形図である。

50

【図 2 1】従来のいわゆる 3 倍共振型回路の冷陰極管に流れる電流波形を示す波形図である。

【図 2 2】従来のいわゆる 3 倍共振に用いられる、磁路構造が閉じられた磁束漏れの多いトランスを示す説明図である。

【図 2 3】従来の冷陰極管用インバータ回路の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 2 4】従来のインバータ回路におけるゼロ電流スイッチング型の回路図である。

【図 2 5】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である。

【図 2 6】従来の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。

【図 2 7】従来の熱陰極管点灯用電流共振型回路の一例である。

【図 2 8】従来の電流共振型回路と前段に DC - DC コンバータ回路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である。

【図 2 9】本発明の発明者が特開平 8 - 2 8 8 0 8 0 号発明として開示する調光回路である。

【図 3 0】米国特許第 6 1 1 4 8 1 4 - B 1 号の Fig . 9 で開示する調光回路である。

【図 3 1】従来のゼロ電流スイッチング手段におけるトランス一次巻線の電圧と電流、一次巻線の電圧実効値の波形、及びその位相関係を説明する説明図である。

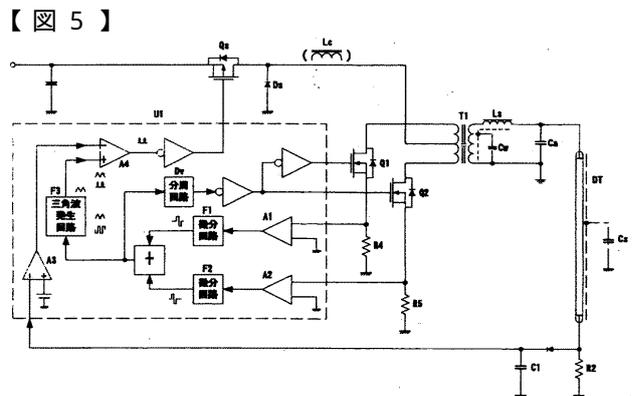
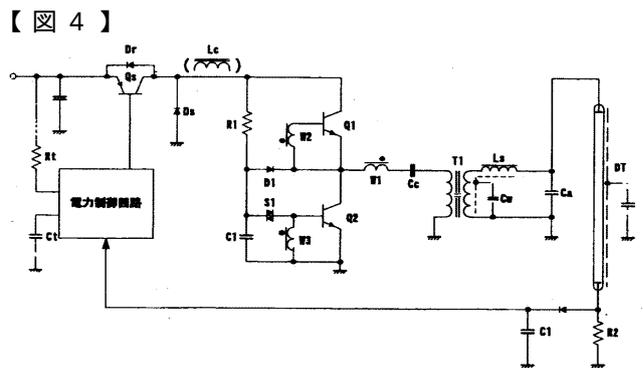
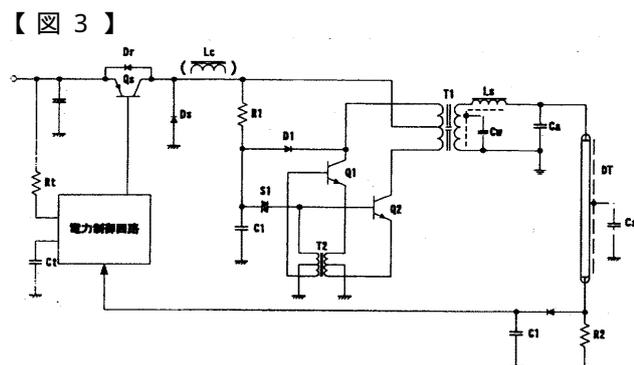
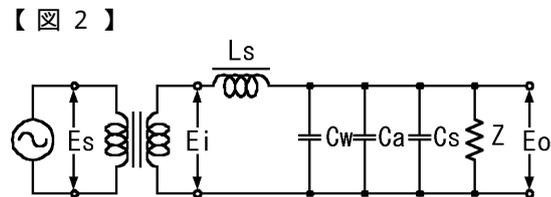
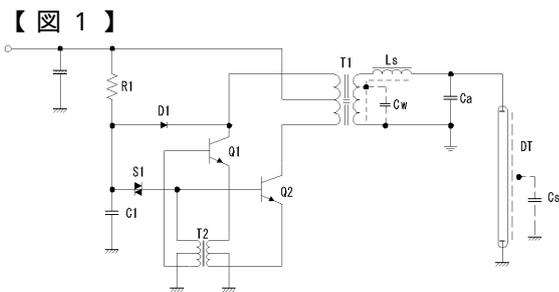
【図 3 2】従来のゼロ電流スイッチング手段における流通角の変化に伴って電圧実効値の位相と電流の位相とがどのように変化するかを算出した図である。

【図 3 3】従来のゼロ電流スイッチング手段における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表す説明図である。

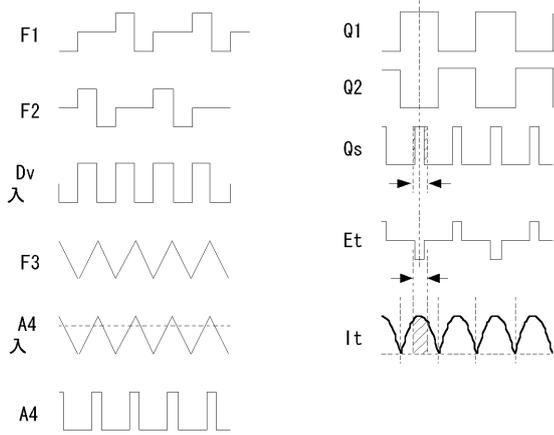
【図 3 4】従来のゼロ電流スイッチング手段における遅延角が 67.5 deg . の場合、励磁電流が多く流れて電流が 2.61 倍になることを説明する説明図である。

10

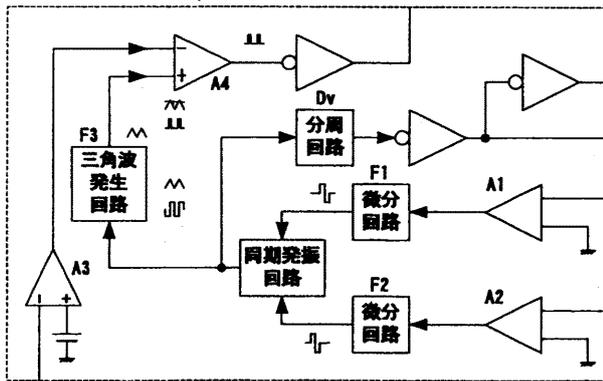
20



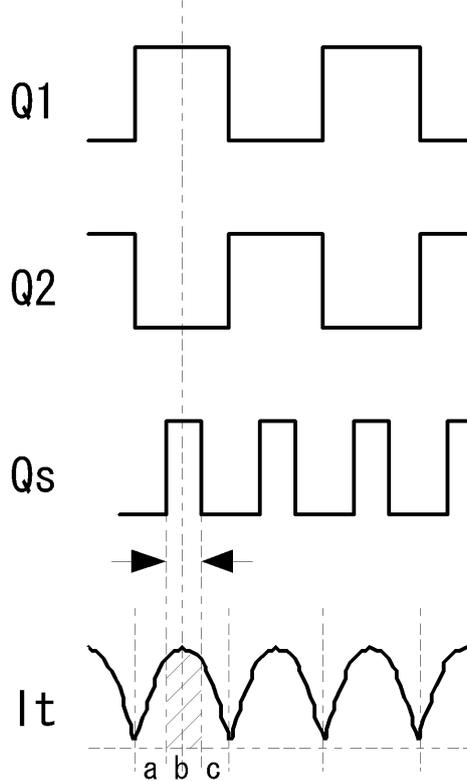
【 図 6 】



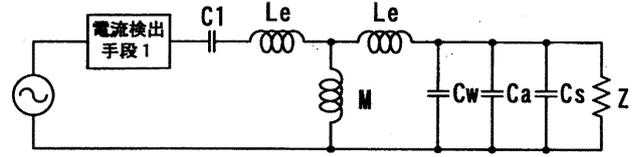
【 図 7 】



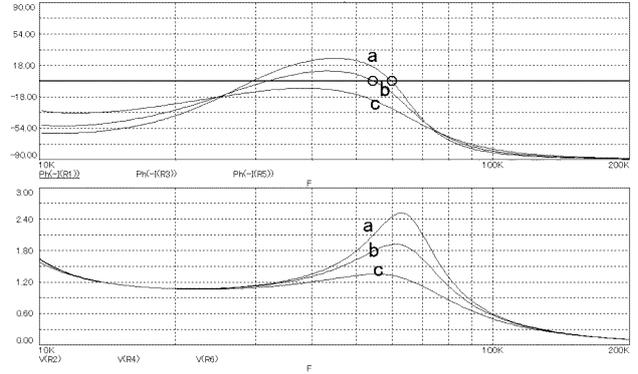
【 図 10 】



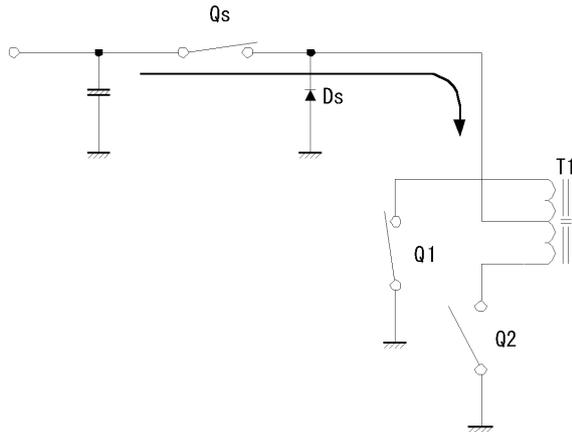
【 図 8 】



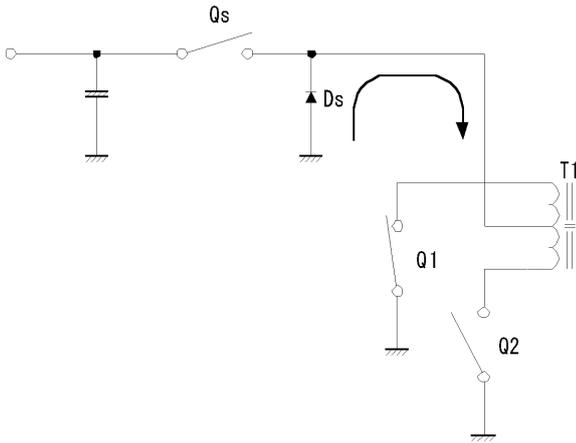
【 図 9 】



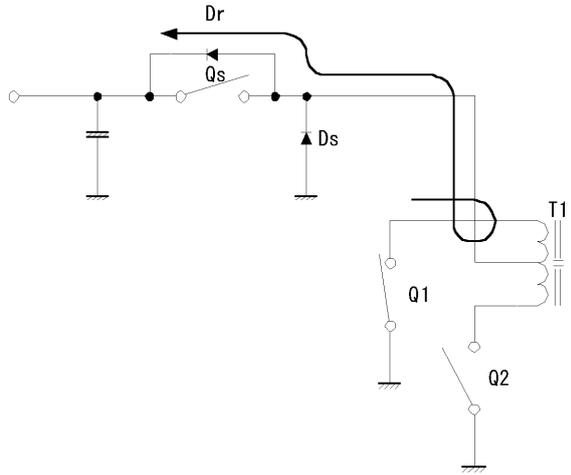
【 図 11 】



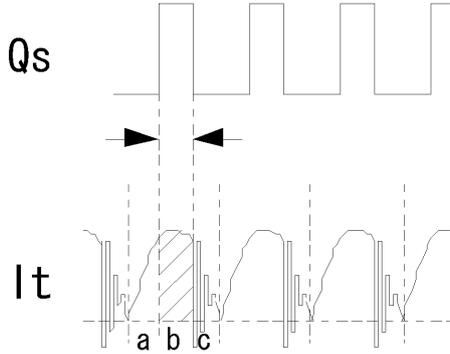
【 図 1 2 】



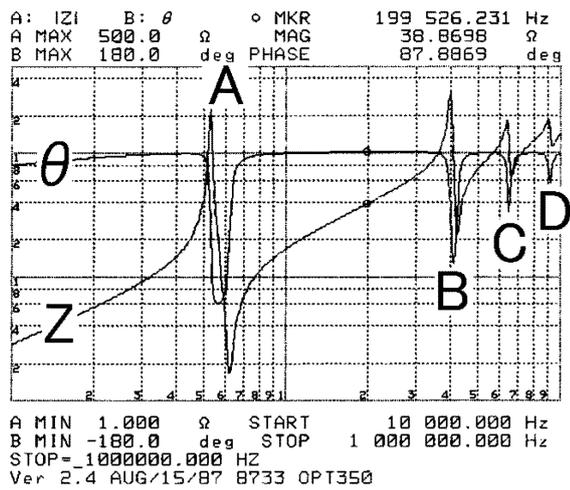
【 図 1 4 】



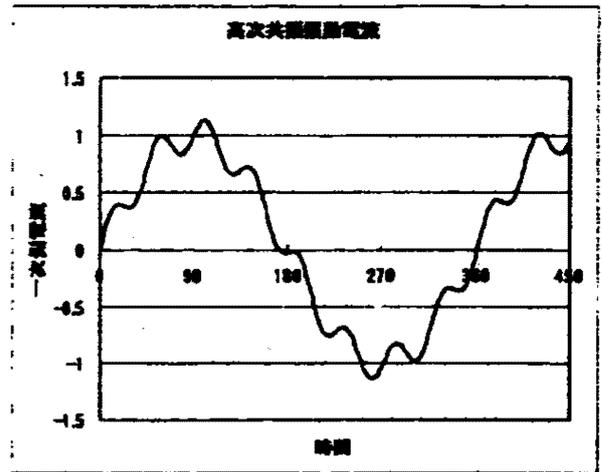
【 図 1 3 】



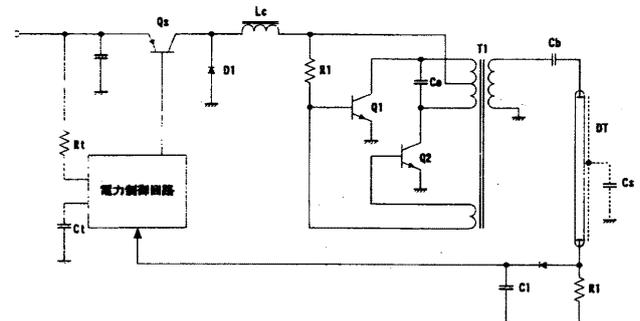
【 図 1 5 】



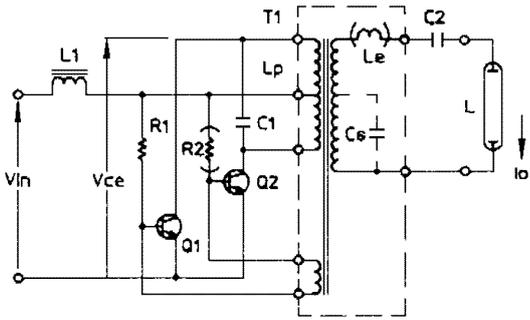
【 図 1 6 】



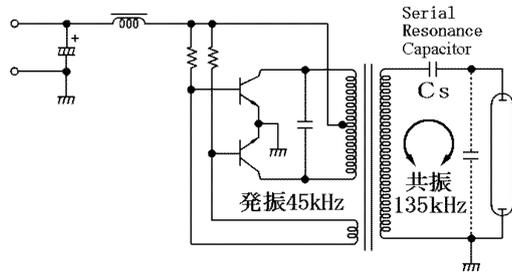
【 図 1 7 】



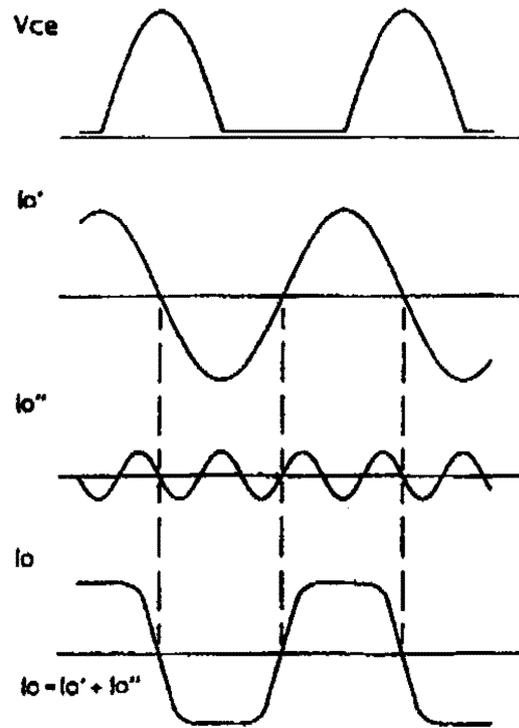
【 図 1 8 】



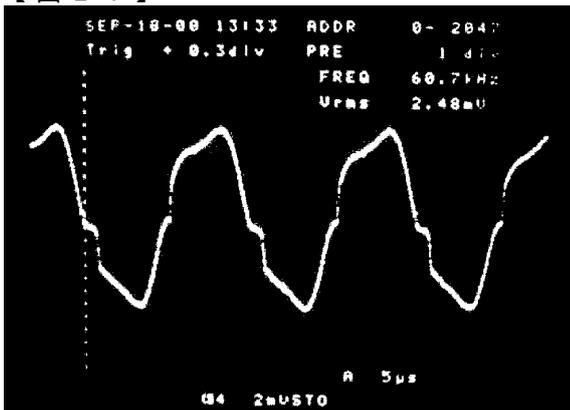
【 図 1 9 】



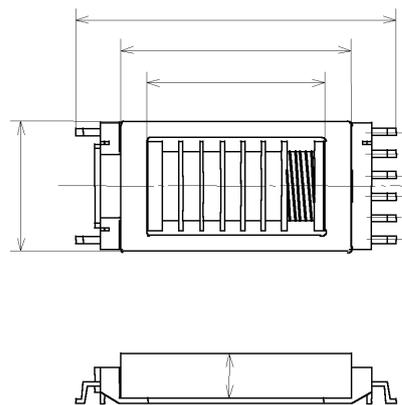
【 図 2 0 】



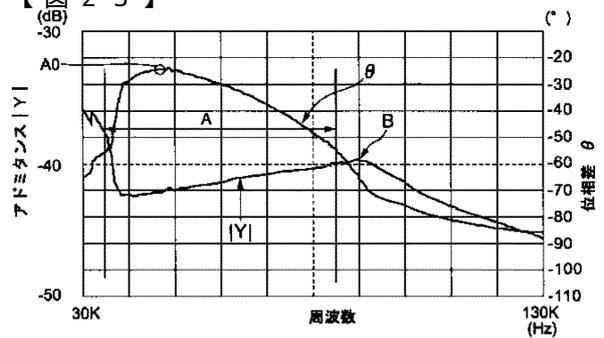
【 図 2 1 】



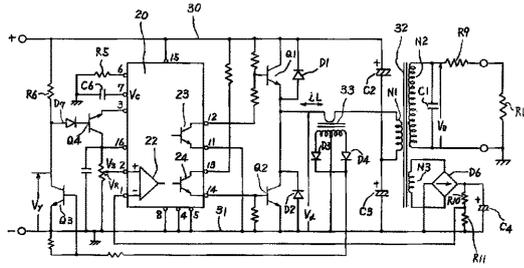
【 図 2 2 】



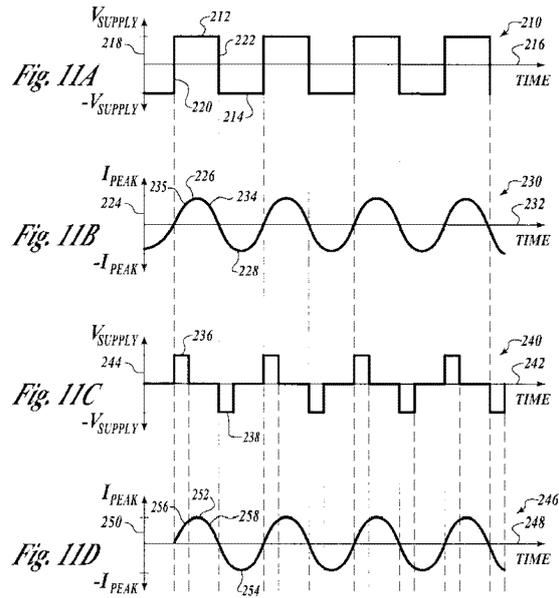
【 図 2 3 】



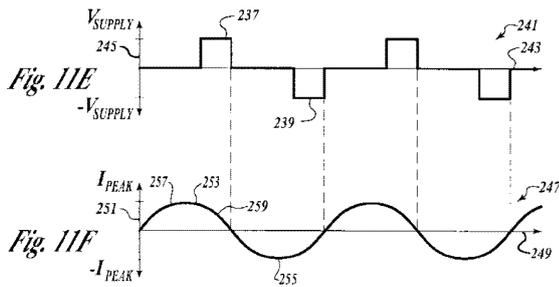
【 図 2 4 】



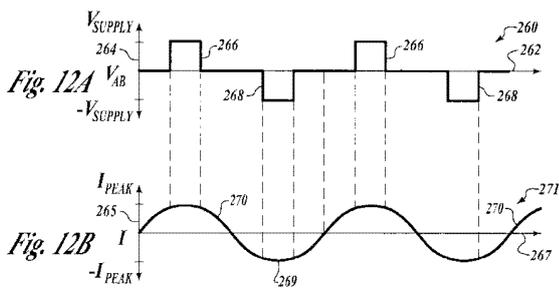
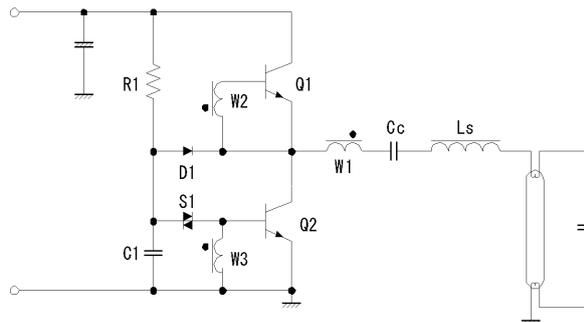
【 図 2 5 】



【 図 2 6 】



【 図 2 7 】



【 図 2 8 】

