

(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2005-129422
(P2005-129422A)

(43) 公開日 平成17年5月19日(2005.5.19)

(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
H05B 41/24	H05B 41/24 B	3K072
H01F 38/08	H05B 41/24 H	5H007
H02M 7/48	H02M 7/48 D	
	H01F 31/06 501A	
	H01F 31/06 501C	
審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 22 頁)		

(21) 出願番号	特願2003-365326 (P2003-365326)	(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15年10月24日(2003.10.24)	(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
		(72) 発明者	木嶋 稔 東京都大田区南馬込6-27-16 木嶋無線株式会社内

最終頁に続く

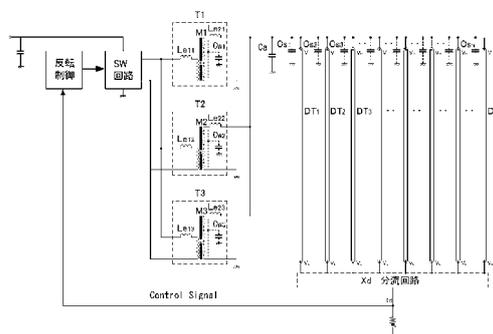
(54) 【発明の名称】 面光源装置用インバータ回路

(57) 【要約】

【課題】トランスを複数の小型又は中型のトランスに分割して相互に接続することによって大型トランスと同等の大電力用のトランスを得て放電管用インバータ回路を実現する。

【解決手段】磁気的に連続した中心コアと、一次巻線と、分布定数性の二次巻線とを有するトランスの、該二次巻線側に生じる漏れインダクタンスと二次巻線分布容量と、近接導体に近接した放電管の周辺に生じる寄生容量との間で共振回路の一部を構成し、該共振回路が共振することにより、該二次巻線は、該一次巻線と磁気位相が近接し、該一次巻線下で生じた磁束の多くが貫入する磁気的に密結合した該一次巻線近傍の密結合部分と、該一次巻線下の磁気位相に対して位相が遅延し、該一次巻線下で生じた磁束の多くが漏洩する、磁気的に疎結合した該一次巻線から離れた疎結合部分とを有する漏洩磁束型の昇圧トランスを複数有し、複数の放電管を並列点灯する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

磁氣的に連続した中心コアと、一次巻線と、分布定数性の二次巻線とを有するトランスの、該二次巻線側に生じる漏れインダクタンスと二次巻線分布容量と、近接導体に近接した放電管の周辺に生じる寄生容量との間で共振回路の一部を構成し、該共振回路が共振することにより、該二次巻線は、該一次巻線と磁気位相が近接し、該一次巻線下で生じた磁束の多くが貫入する磁氣的に密結合した該一次巻線近傍の密結合部分と、該一次巻線下の磁気位相に対して位相が遅延し、該一次巻線下で生じた磁束の多くが漏洩する、磁氣的に疎結合した該一次巻線から離れた疎結合部分とを有する漏洩磁束型の昇圧トランスを複数有し、複数の放電管を並列点灯することを特徴とする放電管用インバータ回路。

10

【請求項 2】

前記分布定数性の二次巻線が有する特性インピーダンスと該放電管の有するインピーダンスとを整合させることにより、該分布定数性の二次巻線に生じる定在波を低減させる請求項 1 記載の放電管用インバータ回路。

【請求項 3】

前記昇圧トランスの該コアが断面積に比較して磁路が短い形状の昇圧トランスであることを特徴とし、二次巻線の巻数を多くすることによって漏れインダクタンス値を大きくした、請求項 1 或いは請求項 2 記載の放電管用インバータ回路。

【請求項 4】

請求項 1 乃至 3 の該昇圧トランスの二次側巻線をそれぞれ並列に接続してなることを特徴とする請求項 1 或いは請求項 2 の放電管用インバータ回路。

20

【請求項 5】

請求項 1 乃至 4 の該昇圧トランスの二次側巻線を斜め巻きとすることを特徴とする請求項 1 或いは請求項 2 の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、冷陰極蛍光管、外部電極冷陰極管、ネオン灯などの放電管用インバータ回路及びそれらの放電灯を多数用いて発光する電力の大きな面光源装置用インバータ回路に関する。

30

【背景技術】

【0002】

近年、液晶テレビジョン用のバックライトなどの面光源には多くの冷陰極管が使用されるようになり、これに伴い電力容量の大きなインバータ回路が求められるようになった。

【0003】

電力容量の大きなインバータ回路は一般に昇圧トランスとその駆動回路を大型化することにより実現できるとされるが、電力容量の大きなインバータ回路においてはわずかな電力ロスであっても大きな発熱につながるため、効率の良いインバータ回路が求められている。

【0004】

効率の良いインバータ回路としては、昇圧トランスの二次側回路を共振させることによって一次巻線に流れる励磁電流が減り、力率が改善される効果を利用した漏洩磁束型インバータ回路が本発明の発明者により特許第 2733817 号として提案されている。

40

【0005】

従来、これらの回路はノートパソコン用のインバータ回路として、インバータ回路の小型化、高効率化の目的で採用されているものであったが、これらノートパソコン用のインバータ回路は冷陰極管一本につき、一つの漏洩磁束性トランスと二次側の共振回路を必要とするものであった。また、その電力も最大で 5 W 程度であった。

【0006】

一方、液晶テレビジョン用のバックライトなどの面光源においては多数の冷陰極管が用

50

いられており、インバータ回路もこれに伴って大電力化を求められている。

【0007】

電力容量の大きな多灯面光源用のインバータ回路は多数提案されているが、従来のインバータ回路に多用されていたコレクタ共振型回路を多数並べたものも多い。また、これらの例ではインバータ回路全体のコストを低減するために、図2に示されているような冷陰極管二本あたりに一つの小型漏洩磁束型トランスを配置している例もある。

【0008】

他方、高効率を追求する場合には、特許第2733817号特許公報で示されているように、二次側回路を共振させることが有効であるが、コレクタ共振型回路は一次巻線側回路にも共振回路があるので、これらの双方の共振回路が干渉するために回路定数の調整が非常に難しい。

【0009】

また、コレクタ共振型回路の原理として、一次巻線に流れる励磁電流を一次側の共振回路の共振電流として利用しているので、コレクタ共振型回路により特許第2733817号発明を実現しようとした場合、力率の改善効果がある程度までしか利用することができない。このため、励磁電流を究極的に減らすことのできる他励型回路なども多用されている。

【0010】

しかしながら、いずれにしても、これらのインバータ回路は、ノートパソコン用などで用いられていた小型高効率インバータ回路をそのまま冷陰極管の本数に比例して多数配置したに過ぎないものであり、インバータ回路は煩雑なものとなっていた。

【0011】

電力容量の大きな面光源用インバータ回路において、回路上最もコストを要しているのは昇圧トランスと駆動回路であり、多数の昇圧トランスと駆動回路を使用せざるを得ないことがインバータ回路全体のコストを押し上げる原因となっている。

【0012】

そこで、放電管用インバータ回路の該昇圧トランスを大電力化することにより、昇圧トランスと駆動回路の個数を減らしてインバータ回路のローコスト化を実現する必要があるが、反面、冷陰極管は並列駆動が難しいという問題があった。

【0013】

これは、冷陰極管には電流が増えると電圧が下がるという負性抵抗特性があり、冷陰極管を並列駆動しようとしても、並列に接続されたうちの一本の冷陰極管が点灯すると、最初に点灯した一本の冷陰極管が並列に接続された他の冷陰極管の管電圧も低くしてしまうところから、最初に点灯した一本以外の冷陰極管は全て不点灯になってしまう現象が起きるからである。

【0014】

この課題に関しては、図3に示されているように、多数の冷陰極管を安定して並列駆動する手法を本発明の発明者が既に提案しており、また、外部電極冷陰極管(EEFL)などの並列点灯可能な冷陰極管も提唱されている。

【0015】

一方、多数の冷陰極管の並列駆動が可能になると、それらを駆動するための大電力の昇圧トランスが必要となってくる。冷陰極管のように高電圧を必要とする放電管用のインバータ回路においては昇圧トランスの大電力化は以下に述べる理由により非常に難しいものとなっている。

【0016】

まず、昇圧トランスを大電力化すると、トランス形状は大型化せざるを得ない。ここで厚みが増えていくことはもちろんであるが、液晶用のバックライトにおいては小型化と共に、特に、薄型化が求められるため、あまり厚みのある形状にはできない。

【0017】

しかしながら、トランスのパラメータには形状が大きく作用し、磁路の断面積と磁路の

10

20

30

40

50

長さの関係は一定の比率を維持しなければならないので形状をあまり自由にはできない。特に、薄型化を追求すると、磁路の断面積に比較して磁路の長さが長くならざるを得ないが、このために、トランスの結合係数 k が低くなり、その結果自己インダクタンス L_0 に対する漏れインダクタンス（電気学会） L_e の割合が多くなってしまおうという問題がある。ちなみに、「漏れインダクタンス」という用語は、電気学会書籍などで定義されるものと、JIS測定法により得られるものとは異なり、別のものに同一の用語が割り当てられているのでそれぞれを漏れインダクタンス L_s （JIS）、漏れインダクタンス L_e （電気学会）と呼んで区別する。両者の漏れインダクタンスは、数式により相互に変換することが可能である。

【0018】

10

また、これらの数値の間には次の関係がある。

漏れインダクタンス L_e （電気学会）は、

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

また、相互インダクタンス M は、

$$M = k \cdot L_0$$

漏れインダクタンス L_s （JIS）は、

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

20

となる。

【0019】

つまり、漏れインダクタンス（電気学会） L_e が大きくなれば、これに伴って漏れインダクタンス（JIS） L_s も大きくなるわけである。ここで、 L_s は二次巻線側の共振回路を構成する重要なパラメータである。

【0020】

又、特許第2733817号による高効率なインバータ回路を構成しようとする場合、漏れインダクタンス（JIS） L_s は放電管のインピーダンス Z_r に対しておおよそ次のような関係がとなることが望ましい。

$$|X_{L_s}| \leq |Z_r|$$

30

【0021】

即ち、漏れインダクタンス（JIS） L_s のインバータ回路動作周波数におけるリアクタンスが放電管インピーダンスに比較してほぼ均しいか少し小さい関係であるときに高効率なインバータ回路が実現できるということである。この関係式は、小型のノートパソコン用インバータ回路にとどまらず、大型の面光源用インバータ回路においても同様に有効である。

【0022】

したがって、面光源の大電力化に伴い多数の冷陰極管が並列駆動されるとすれば、放電管インピーダンス Z_r は冷陰極管のインピーダンスを冷陰極管の本数で割ったものとなるので非常に小さな値となるが、漏れインダクタンス（JIS） L_s と Z_r の関係は、インバータ動作周波数における漏れインダクタンス（JIS） L_s のリアクタンスの値が、 Z_r と同等か少し下回る関係であると高効率なインバータ回路が実現できるということである。このことは、大電力のインバータ回路用トランスに求められる漏れインダクタンス（JIS） L_s の値は小さな値が必要となることを意味している。

40

【0023】

ところが、実際に液晶バックライト用として求められている薄型の形状に合わせようとして昇圧トランスの形状を制限してしまうと、上記の説明でも示したように漏れインダクタンス（JIS） L_s の値は大きくならざるを得ないため、薄型で、かつ、大電力用のトランスというのは設計が非常に困難である。

50

【0024】

一方、もう一つの着眼点として、二次巻線上に発生する進行波の速度も重要である。まず、大電力化に伴ってトランスの形状が大きくなると二次巻線の自己共振周波数が低くなっていく。冷陰極管用インバータ回路において、二次巻線の自己共振周波数は昇圧に関係しており、重要な要素となっている。これを詳細に説明すると以下のとおりである。

【0025】

トランスの巻線は、分布容量による影響を含めた詳細な記述をすると、図4のような分布定数状になっている。巻線の分布定数性による影響は、電力機器講座5変圧器（日刊工業新聞社刊）などにより電力用トランスの雷サージに対する破壊対策として詳細に解析が行われているが、当該の文献によれば、トランスの巻線は特定の分布定数を有する遅延回路を構成していることが知られている。このような性質は、冷陰極管用の昇圧トランスにおける二次巻線のように、極細線を多数巻き上げるような場合にその影響が顕著に現れるようになる。

10

【0026】

実際の冷陰極管用の昇圧トランスにおいては、二次巻線の分布定数性は自己共振周波数の前後或いはそれよりも高い周波数において現れる。二次巻線は遅延回路を形成しているので、図5乃至図7に示すように、二次巻線のうちの一次巻線近傍から二次巻線のうちの一次巻線から遠い部分へと向かってエネルギーの伝達遅延現象が発生する。これがいわゆるPhase-Shift或いは調相と言われる現象であり、少しずつ位相が遅れていく現象をいう。調相という用語はモーターなどにおいては公知である。

20

【0027】

また、本件における調相現象は、平成8年度通産省関東通産局の補助研究として認定された際に、電子技術総合研究所（現、産業技術総合研究所）により「調相型トランス」と命名されているものである。このような調相現象の結果、図8に示すように、二次巻線のうちの一次巻線近傍の二次巻線の電流位相は一次巻線の電流位相と近い関係になり、一次巻線において発生した磁束の多くが二次巻線に貫入するので密結合部を形成する。

【0028】

また、二次巻線のうちの一次巻線から遠い部分の電流位相は、一次巻線の電流位相よりも遅れた関係になり、その結果、二次巻線上から多くの磁束が漏れるので、疎結合部を形成する。この疎結合部においては、図8に示されているように、一次巻線から貫入した磁束のほとんど全てが漏れるために、従来の漏れ磁束と漏れ方が異なり、同じ漏れインダクタンス値を持ちながらも疎結合部では従前よりも漏れる磁束が多い、いわゆる極端な漏洩磁束を生じるわけである。（図5乃至図8の例では100%以上漏れているのみならず、逆位相の磁束が35%も発生している）このような磁束漏れ現象は従来の漏れ磁束と異なる。参考までに図9に従来のトランスにおける磁束漏れの様子を示す。

30

【0029】

また、このような位相の遅延現象により、分布定数性の二次巻線上を進む信号が一定の伝播速度を持つことから、駆動周波数との関係で一定の波長を持つことになる。この伝播速度は冷陰極管用インバータ回路のトランスにおいては数km/秒程度である。この結果、インバータ回路のトランスの二次巻線には進行波が生じる。この進行波の波長をとすれば $1/4$ の波長と二次巻線ボビンの物理的な長さが一致したとき、図10に示すように、丁度、アンテナの共振や音響の共鳴胴の共振と同じような共振現象が生じることになる。この場合、 $1/4$ の共振周波数とは二次巻線の自己共振周波数そのものであるから、トランス二次巻線の自己共振周波数を実測することにより、 $1/4$ の共振周波数を知ることができる。

40

【0030】

ところで、概略的な知見においては、トランスの昇圧比は変成比が大きくなればなるほど大きくなると考えられているが、詳細な観測をすると自己共振周波数に近い周波数ではその通りにはなっていない。自己共振周波数とは二次巻線の自己インダクタンスと二次巻線の分布容量（巻線間寄生容量）との共振周波数のことであるが、トランスが最大の昇圧

50

作用を示すのは自己共振周波数とインバータの動作周波数が均しくなる周波数である。即ち、これが $1/4$ の共振周波数である。

【0031】

そして、インバータの動作周波数よりも自己共振周波数周波数が低くなるとトランスはしだいに昇圧作用を失う。そしてさらに、インバータの動作周波数よりも自己共振周波数周波数が半分になると全く昇圧しなくなってしまう現象が起きる。即ち、 $1/2$ の共振周波数においては一次巻線から離れた遠端の二次巻線に発生する電流位相が、一次巻線近傍の電流位相よりも 180 度遅延して逆位相になってしまうからである。

【0032】

つまり、インバータの動作周波数よりも自己共振周波数が低くなってしまうと、昇圧作用が阻害されたり、逆位相の電圧が生じたりという様々な現象が生じるが、従来、一般的知見としては、トランスの昇圧比について、このような概念で考えられたことがなかった。

10

【0033】

即ち、従来知見では昇圧比を得るには単に編成比を大きくすれば良いと考えられていたために、多くの当業者は、昇圧比が足りないという指摘に対しては、二次巻線を多く巻くことでこれを解決しようとしていた。

【0034】

しかしながら、このことは、二次巻線を多く巻き過ぎることにつながるものであり、二次巻線の自己共振周波数が低くなり過ぎてしまうことが多々あった。そして、二次巻線を巻き過ぎることが原因で、却って、昇圧比を阻害していることがあるにもかかわらず、多くの場合、昇圧比が得られないために、昇圧比を得ようとさらに二次巻線を多く巻こうとするところから、二次巻線の巻数がさらに多くなり過ぎ、自己共振周波数がさらに下がる。この結果、昇圧比がますます阻害されるという悪循環に陥っていた。このように、トランス二次巻線の自己共振周波数は、冷陰極管用昇圧トランスにおいては重要な意味を持つものであり、自己共振周波数が低くなりすぎないように注意しなければならない。

20

【0035】

一方、これを結合係数の方から見ると、トランスの二次巻線のセクション数を多くすることによって、自己共振周波数をある程度高くすることが可能であるが、セクション数を多く設定することは結合係数が小さくなり、漏れインダクタンスが大きくなることを意味する。

30

【0036】

大電力用のインバータ回路においては、駆動する負荷のインピーダンスが低いので大電力用トランスにおいては、漏れインダクタンスも負荷に比例して小さくしなければならない。したがって、セクション数を多くすることには限界があるということである。結局、トランスの形状が大きくなれば、自己共振周波数は必然的に下がるものであるから、大電力のトランスにおいて、漏れインダクタンスを小さく制御し、かつ、自己共振周波数の高いトランスを得るには、相矛盾する条件を満足させなければならないことになり、もとより設計が困難なものである。

【0037】

又、トランスの二次巻線は分布定数性であり、遅延回路を構成している。したがって、高周波伝送回路の理論により特性インピーダンスも有する。ここで、理想的な密結合/疎結合の構成を生じるためには、トランスのボビンの寸法とコアの断面積、磁路、及び、二次巻線の巻き方から決まる特性インピーダンスと放電管負荷のインピーダンスを整合させる必要がある。

40

【0038】

インピーダンスの整合が行われていないと、反射波が生じ、理想的な遅延波形が得られずに定在波が生じるので、二次巻線上の磁束漏れが一定とならず、その結果、コアロスに究極的に最小限にするという理想的な条件が達成できなくなる。

【0039】

50

大電力用のトランスにおいては発熱を低減するために、銅損とコアロスをも最小限まで減らさなければならないのであるが、漏れインダクタンス、進行波の速度（即ち自己共振周波数）、特性インピーダンスという3条件を同時に満たすことがそもそも難しい上に、ここにさらに薄型でなければならないという条件が加わると、これら全ての条件を同時に満足するトランスを設計することはますます困難なものとなる。

【特許文献1】特許第2733817号特許公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0040】

本発明が解決しようとする問題点は、大電力用のトランスは一つの大きなトランスで実現することが難しいということであり、これを、トランスを複数の小型または中型のトランスに分割して相互に接続することによって、大型トランスと同等の大電力用トランスを実現するものである。

10

【0041】

また、小型インバータ回路において実現されていた、漏洩磁束型トランスの二次側回路を分布定数性の給電回路とし、二次側回路の容量成分と漏れインダクタンスとの間で共振回路を構成することによって高効率を得ていた手法を、トランスの発熱が少ないという効果を維持したまま大電力の放電管用インバータ回路においても実現しようとするものである。

【0042】

20

さらに、複数のトランスを並列に接続することによって一つの大電力のトランスとして動作させ、そのことによって条件選択の幅を広げ、漏れインダクタンス、進行波速度（自己共振周波数）、特性インピーダンス、厚み形状などの多くの条件を同時に満足させようとするものである。

【0043】

さらに、また、トランスのコア形状が、JIS標準形状ないし近似した変形形状EE、EI型のコアのように、コア断面積が大きく、これに比較して磁路が短いコア形状を用いる場合においても、十分な漏れインダクタンス値と実用的な自己共振周波数を得られるようにしようとするものである。

【0044】

30

そして、また、逆にコア断面積に比較して磁路が長すぎるコア形状を用いる場合においても、トランス二次巻線に斜め巻きを施すことによって、自己共振周波数を高く維持しつつ同時に漏れインダクタンス値を小さくしようとするものである。

【0045】

そして、漏れインダクタンスが少なく、分布容量の少ない巻線方式と組み合わせることによって条件選択の幅を広げ、漏れインダクタンス、進行波速度（自己共振周波数）、特性インピーダンス、厚み形状などの多くの条件をできる限り同時に満足させようとするものである。

【課題を解決するための手段】

【0046】

40

本発明は上記の観点に鑑みてなされたものであって、磁氣的に連続した中心コアと、一次巻線と、分布定数性の二次巻線とを有するトランスの、該二次巻線側に生じる漏れインダクタンスと二次巻線分布容量と、近接導体に近接した放電管の周辺に生じる寄生容量との間で共振回路の一部を構成し、該共振回路が共振することにより、該二次巻線は、該一次巻線と磁気位相が近接し、該一次巻線下で生じた磁束の多くが貫入する磁氣的に密結合した該一次巻線近傍の密結合部分と、該一次巻線下の磁気位相に対して位相が遅延し、該一次巻線下で生じた磁束の多くが漏洩する、磁氣的に疎結合した該一次巻線から離れた疎結合部分とを有する漏洩磁束型の昇圧トランスを複数有し、複数の放電管を並列点灯する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。

（作用）

50

【0047】

次に、本発明の作用について説明する。

本発明において高効率を得られる理由は以下のとおりである。

本発明の場合、放電管と言えば冷陰極管を中心に述べるが、類似した特性を有するものにはそのまま応用が利くので冷陰極管を放電管として普遍化して説明する。本発明の放電管用インバータ回路において、昇圧トランスの二次側回路の容量成分とは、図11に示されているように、二次巻線に生じる寄生容量 C_w と、配線や分流回路と放電管周辺に生じる寄生容量 C_s に加えて、補助的に加えられた補助容量 C_a の合計値である。放電管に近接した導体は放電管の寄生容量を生じるために必須であり、放電管と近接導体との距離は正確に規定されていなければならない。

10

【0048】

これらの二次側容量と昇圧トランスの漏れインダクタンス (JIS) L_s とが共振することによって、図12に示されているように、トランスの3端子等価回路を含む共振回路を構成し、その共振周波数付近の周波数においてインバータ回路を動作させることによって、図13に示されているように、トランス一次側から見た励磁電流が少なくなる領域が発生するので、それを利用する。励磁電流が少なくなることは即ち力率が改善することである。その結果、トランス一次巻線の励磁電流が減り、銅損が減ることからインバータ回路の変換効率が向上する。

【0049】

また、このような条件下において、トランス二次巻線の自己共振周波数がインバータ回路の動作周波数の一倍ないし三倍以下に近づくと、二次巻線に分布定数性の遅延現象が顕著に表れ、二次巻線のうちの一次巻線近傍の位相よりも二次巻線のうちの一次巻線から離れた部分の位相が遅延する、いわゆるPhase-Shift (調相) 現象が生じる。

20

【0050】

このようなPhase-Shift (調相) 現象が生じると、トランス二次巻き線下のコアからの磁束漏洩が二次巻線側コア全体に分散するためにコアロスも減少する。ちなみに、従来の漏洩磁束型トランスにおける磁束漏れは、一次巻線と二次巻線との境目において大量に漏洩するために、磁束が漏洩する部分のコアロスが大きくなり、発熱が集中するというものである。

【0051】

次に、分布定数性の二次巻線を伝送路と見なした場合、ディレイラインの反射などで知られるように、伝送路の特性インピーダンスと終端負荷とを整合させない場合には反射が起り、定在波が発生する。この定在波はコアロスの平均化には有害であるから極力減らすべきである。この場合、分布定数性二次巻線の特性インピーダンスと負荷のインピーダンスを均しくすることにより反射波がなくなり、均等なPhase-Shift (調相) 現象が生じるので理想的な密結合/疎結合の構成が得られる。

30

【0052】

又、本発明の構成における密結合を補助するためには、まず第一に、コア形状がI/O型形状であり、中心コアが一本の棒状コアであることが望ましい。

【0053】

さらに、コアが製造上の都合によりEE型に分断され、後に組立工程で接合される場合においても、中心コアはできるだけ隙間なく接合され、磁氣的に連続していることが望ましい。

40

【0054】

さらに又、従来、JIS標準コア形状に近いもので、コア断面積に比較して磁路が短いコア形状であっても、従来のインバータ回路に比較してごく細い線を多数巻くことにより、結合係数が高くて大きな漏れインダクタンス値を実現することが可能である。

【0055】

なお、「磁氣的に連続した」とは、意図的に設けられた大きなギャップを有さないということである。コア形状がEE型のコアを用いたトランスにおいて、意図的に中心ギャップ

50

を持たせて二次巻線下のコアに分断が見られる構造においては、密結合の構成が阻害されるため、改悪にあたるので好ましくない。

【0056】

通常、中心ギャップは漏洩磁束を多くして漏れインダクタンス値を増やす目的のものであると考えられているが、本発明の実施に関して言えば、それは誤りである。本発明を実施するためには、中心ギャップはなるべく薄くするのが望ましく、コア材の μ が不安定であるために、それを安定化させる目的としての程度にとどめるべきである。そして、二次巻線の調整要領は、ギャップを一定として、一次巻線と二次巻線を施し、次に一次巻線を短絡して二次巻線の漏れインダクタンス(JIS) L_s を測定し、その大きさを判断して、二次巻線の巻数を増減することで、漏れインダクタンス値を調整すべきである。

10

【0057】

ところで、これらの作用は、図14に示されているような小型コア形状のトランスにおいては既に容易に実現されていたが、これらの作用を一つの大きなトランスで実現することは今まで述べてきたような理由から難しいと考えられていた。

【0058】

そこで、これらの作用が実現された小型乃至中型のトランスを複数並列接続することによって、恰も一つの大きなトランスになったかのように挙動させることが考えられる。

【0059】

図15はトランスの二次巻線を並列に接続したものであるが、この図の中でT1、T2、T3は、スイッチング駆動などのように低インピーダンスで駆動される場合に適用される逆L型等価回路で記したトランスであり、 L_{s1} 、 L_{s2} 、 L_{s3} は、二次巻線側の漏れインダクタンス(JIS)である。

20

【0060】

そうすると、個々のトランスの有する漏れインダクタンス(JIS)は並列に合成され、その値は個々のトランスの持つ漏れインダクタンスの値をトランスの個数で割った値になる。

【0061】

このようにした場合、各トランスの漏れインダクタンスがほぼ均しければ、負荷に流れる電流が各トランスに分散されるので、負荷が分散され、また、発熱が個々のトランスに分散される。また放熱面積も大きくなる。

30

【0062】

一方、トランスの二次巻線の自己共振周波数は巻線が複数並列接続されても変わらないので、二次巻線を進む進行波の速度も個々のトランスの持つ値と変わらない。また、昇圧比も変わらない。そして、分布定数性二次巻線の有する特性インピーダンスはトランスの個数で割った値になる。

【0063】

これらを総合すると、トランスをこのように接続した場合、変換できる電力は各トランスの持つ能力をそのまま加算した値になるということである。このようなことから、一つのトランスでは実現しにくかった大電力のトランスを、複数のトランスを並列接続することによって容易に実現することができるようになる。

40

【0064】

そして、大電力のインバータ回路において、トランスの電力容量が不足した場合には、その不足に見合った数量の小型ないしは中型のトランスを並列接続していくだけでいくらかでも大きな容量のトランスと等価なトランスとして挙動させることが可能である。

【0065】

また、一方で、並列点灯回路によって合成された冷陰極管は、インピーダンスが並列に合計されたものと均しくなる。そして、並列点灯回路により冷陰極管周辺に発生する寄生容量は全てが合成された値になる。

【0066】

寄生容量が冷陰極管の数量に比例して加算された値となる一方で、上記に示したように

50

合成トランスの漏れインダクタンスと特性インピーダンスがトランスの個数に反比例して小さな値となるということは、即ち、二次側回路の容量成分と、昇圧トランスの漏れインダクタンスから構成される共振周波数は大きく変動しないことを意味し、また、冷陰極管の合成インピーダンスとトランス二次巻線の特性インピーダンスとの関係も大きく変化しないことを意味する。

【0067】

即ち、漏れインダクタンス（JIS）と二次側回路の容量成分との間で構成する冷陰極管負荷を含んだ共振回路は、図16に示すように、非常に簡単な構成になるということの意味する。これらのことから、ノート型パソコン用において実用化されていた特許第2733817号の作用・効果をそのまま維持して大電力の面光源用インバータ回路を小型に、かつ、シンプルに実現することができるようになる。

10

【発明の効果】

【0068】

本発明によれば、複数のトランスを組み合わせ、二次巻線を並列接続することによって大電力の一つのトランスと等価なトランスを実現し、同時に、特許第2733817号の作用効果を何ら損ねることなくインバータ回路の大電力化を実現することができるものである。

【0069】

又、インバータ回路の形状も薄型化することが可能であり、制御回路の数量を適宜1回路乃至2回路でローコストなインバータ回路とすることが可能となった。

20

【0070】

更に、トランスの数と放電管の数を整数倍に比例させる必要がなく、放電管の総電力に対応するだけの小型ないしは中型トランスを並列接続するだけで必要な電力のインバータ回路を実現することができるようになった。

【0071】

更に又、放電管の本数と使用されるトランスの数との関係は比例すれば良く、従来のように、一つのトランスに対して割り当てられる放電管の本数が限定されるという問題もなくなった。つまり、例えば、トランス5個に対して放電管12本という割り切れない関係であっても良くなるということであるので、トランスの選択の自由度が大きくなった。このことは、面光源の種類や使われる放電管の性質ごとに最適化された新たなトランスの開発が必要になっていた従来のインバータ回路の設計事情とは異なり、新たな設計というものがほとんど必要なく、また、従前、ノート型パソコン用や液晶モニタ用などで多用されていたトランスのボビンをそのまま用いてわずかに巻線パラメータを再調整するだけで相当数の従来型ボビンが本発明のトランスとして利用することができるようになった。従って、従来の資源をそのまま生かして大電力用のインバータ回路が実現できるので、ほとんどのケースにおいて開発費が不要または小額となった。

30

【0072】

それに加えて、インバータ回路から放電管までの配線は自由になり、インバータ回路のレイアウトに対する制限がなくなるので、インバータ回路は面光源の裏側でも淵でも自由な位置にレイアウトすることができるようになった。

40

【発明を実施するための最良の形態】

【0073】

以下、図面を参照しながら説明する。図1は本発明の一実施例を示すが、トランスは等価回路で示してある。トランスは理想的ではないので漏れ磁束があり、この漏れ磁束により構成されるインダクタンスが漏れインダクタンスである。

【0074】

漏れインダクタンスはトランスの出力にチョークコイルを挿入したものと等価であってこれを $L_{e11} \sim L_{e13}$ 、及び、 $L_{e21} \sim L_{e23}$ で示してある。また、二次巻線の自己インダクタンス $L_{o1} \sim L_{o3}$ は記載されていないが、相互インダクタンス $M_1 \sim M_3$ と $L_{e21} \sim L_{e23}$ を直列に合成した値となる。

50

【0075】

Cw1~Cw3は二次巻線の分布容量であり、二次巻線の自己インダクタンスと共に自己共振周波数 f_p を構成する。また、Xdは冷陰極管を並列点灯させるための分流回路であり、冷陰極管の特性に合わせて適宜挿入される。Cs1~Csnは冷陰極管周辺に発生する寄生容量であり、Caは共振周波数を調整するための補助容量である。

【0076】

この実施例では3個のトランスの二次巻線を並列接続している。その結果、漏れインダクタンス Le_1 、 Le_2 は $Le_{11} \sim Le_{13}$ 、及び、 $Le_{21} \sim Le_{23}$ の1/3となり、Cw1 Cw 3は合成されて $Cw=3Cw_1$ となる。また、二次巻線の自己インダクタンス Lo も1/3となるためにCwと Lo で構成される自己共振周波数 f_p は変わらない。また、冷陰極管のCs1 Csnは全て加算されてCsとなる。また、インピーダンスZは冷陰極管の本数に反比例する。

10

【0077】

つまり、面光源が大電力になり、多数の冷陰極管を並列に点灯させる必要がある場合、必要とするトランスの数を増やしていくことにより、トランスの二次巻線のパラメータと放電管のインピーダンスや寄生容量の関係はそれぞれ関係を崩すことなく比例または反比例していくので、この原理を拡張すればいくらかでも大きな電力の面光源にでも対応することができる。

【0078】

本発明の本質は二次巻線側にあり、これを複数並列接続することであるので、一次巻線側の接続は本実施例に限らず、異なる駆動回路に接続したり、並列や直列に接続したりすることが可能である。

20

【0079】

次に、このように接続した場合でも、二次巻線の特性インピーダンスもトランスの個数が並列に合成されるので、二次巻線上の進行波の速度に影響することなく、特性インピーダンスを下げることも可能である。つまり、トランスの並列接続が定在波の発生原因になることなく、放電管のインピーダンスになるべく整合するような特性インピーダンスを作り出すことが可能である。

【0080】

そして、従来、EI型或はEE型と呼ばれるJIS標準形状のコア（断面積に比べて磁路が短い）を用いた場合、結合係数が大きすぎるために、本件の作用効果を得ようとするのが難しい。つまり、 $Le=k \cdot Lo$ の式からも明らかなように結合係数 k が大きすぎると Le が小さくなりすぎるからである。しかしながら、二次巻線を従来（0.04乃至0.06）よりも細かいもの（0.03乃至0.035）に変え、また、多数巻くことにより Lo を大きくしていけば、それに比例して Le も大きくなり、実用的な漏れインダクタンス Le または Ls の値が得られるようになる。

30

【0081】

一方で、自己共振周波数 f_p はJIS標準型形状では高くなりすぎるために低くしなければならぬ。自己共振周波数 f_p を低くするには、ギャップを大きく開け、実効透磁率を低くして二次巻線をさらに多く巻き、また、セクション数を少なくすることによって可能である。しかし、セクション数を少なくすると、巻線の耐圧が低下するので実用的ではない。いずれにしても、JIS標準型のEE、EIコア形状では、必然的にトランスの厚みが高くなりすぎるので市場要求に合わず、冷陰極管点灯用としてある程度以上大きなトランスは作り難くなるので、やはり中型以下の寸法形状で複数接続することが有効な実現手段となる。

40

【0082】

一方、大電力用トランスにおいて、トランスの寸法形状を市場要求に合わせると扁平な形状となり、コア断面積に対する磁路の長さが長すぎるものになってしまう。この場合、結合係数は低くなりすぎる。また、実効透磁率が低いため、巻線を多く施さなければならぬ。自己共振周波数も低くなりすぎる。自己共振周波数を高くしようとしてセクション数を多くすれば、漏れインダクタンスは大きくなりすぎる。

【0083】

50

そこで、これらを解決するために、米国特許US2002/0140538や国内の特許第2727461号及び特許第2727462号に見られるように、図17に示す斜め巻きを二次巻線に施して本件の発明の請求項1乃至4と組み合わせることも有効な実現手段である。

【0084】

この方法によれば、自己共振周波数を高くすることができ、また、結合係数も高くできるので、扁平な形状にしても条件選択の幅が広がり自由な設計が可能である。

【0085】

本発明は、市場要求の厚さ10mmないし13mm以下を達成し、40W乃至60Wクラスの大電力用トランスを実現できる唯一の方法である。

【図面の簡単な説明】

10

【0086】

【図1】本発明の一実施例を示す等価回路図である。

【図2】従来の冷陰極管二本あたり一つの小型漏洩磁束型トランスを配置した一例を示す多灯面光源用のインバータ回路の構成図である。

【図3】従来の多数の冷陰極管を並列駆動する一例を示す等価回路図である。

【図4】トランスの巻線の分布容量の一例を説明する等価回路図である。

【図5】実際の冷陰極管用の昇圧トランスにおいて、二次巻線のうちの一次巻線から遠い部分へと向かって信号の遅延現象が発生するいわゆるPhase-Shift或いは調相の現象を示すための信号検出位置の一例を示す構成の斜視見取り図である。

【図6】実際の冷陰極管用の昇圧トランスにおいて、二次巻線のうちの一次巻線から遠い部分へと向かって信号の遅延現象が発生するいわゆるPhase-Shift或いは調相の現象を示すための信号検出位置の一例を示す構成の平面見取り図である。

20

【図7】実際の冷陰極管用の昇圧トランスにおいて、二次巻線のうちの一次巻線から遠い部分へと向かって信号の遅延現象が発生するいわゆるPhase-Shift或いは調相の現象の一例を示す波形図である。

【図8】調相現象の結果、一次巻線において発生した磁束の多くが二次巻線に貫入することによって密結合部を形成する一例を示す調相型トランスの磁束模式図である。

【図9】従来のトランスの主磁束と漏れ磁束を示す磁束模式図である。

【図10】インバータ回路のトランスの二次巻線に生じる進行波の1/4波長と二次巻線ボビンの物理的な長さの一致したときに生じる共振現象の一例を示す説明図である。

30

【図11】放電管用インバータ回路において、昇圧トランスの二次側回路の容量成分は、二次巻線に生じる寄生容量 C_w と、配線や分流回路と放電管周辺に生じる寄生容量 C_s に加えて、補助的に加えられた補助容量 C_a の合計値であり、これらの容量成分と並列に放電負荷 R が接続され、漏れインダクタンス L_s との間で共振回路を構成していることを説明するための一例を示す等価回路図である。

【図12】トランスの3端子等価回路を含む共振回路を構成し、トランス一次巻線の励磁電流が減り、銅損が減ることからインバータ回路の変換効率が向上することを説明するための等価回路図である。

【図13】上のグラフは、横軸に周波数であり、縦軸にアドミタンスをとったものである。下のグラフは、横軸に周波数であり、縦軸に電圧 - 電流間の位相差をとったものである。抵抗 R の値をいろいろと変えて試すと、励磁電流が少なくなって力率が改善する結果、その共振周波数付近の周波数において、インバータ回路を動作させることによってトランス一次側から見た励磁電流が少なくなる領域が発生することを説明する一グラフ図である。

40

【図14】10型のコアを用いた小型コア形状のトランスの構造を示す一例のトランス構造図である。

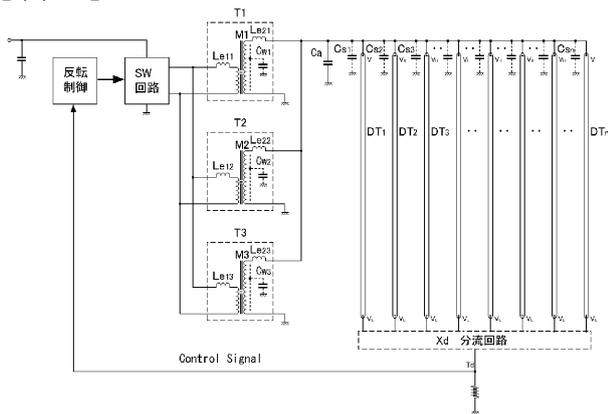
【図15】トランスの二次巻線を並列に接続した構成の一例を示すインバータ回路の等価回路図である。

【図16】漏れインダクタンス(JIS)と二次側回路の容量成分との間で構成する冷陰極管負荷を含んだ一例の共振回路である。

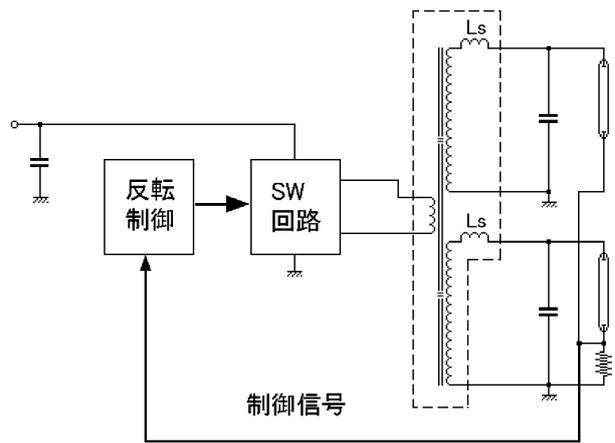
50

【図17】二次巻線に斜め巻きを施した構成の一例を示す要部断面図である。

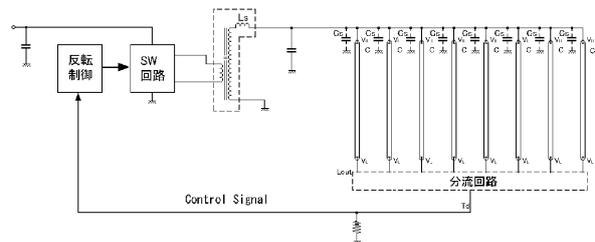
【図1】



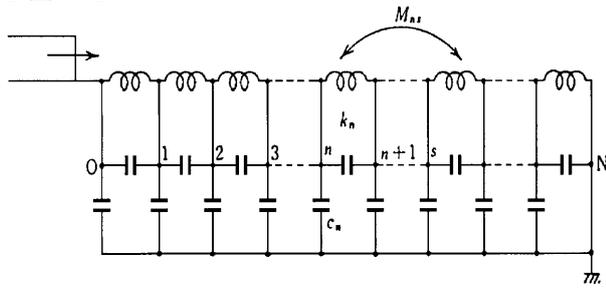
【図2】



【図3】

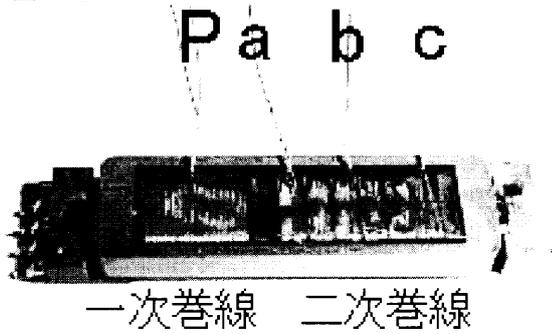


【 図 4 】

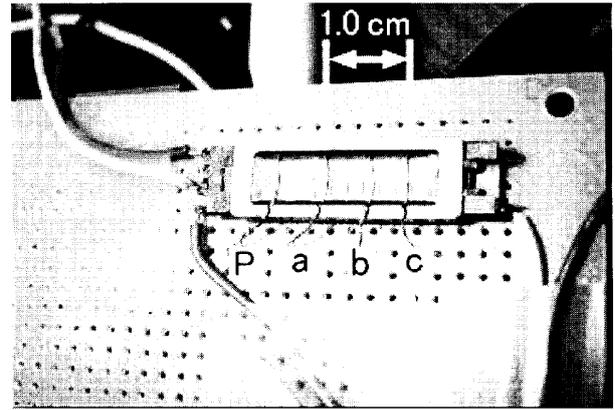


k_n : n 番目の円板と (n+1) 番目の円板の間の直列静電容量
 c_n : n 番目の円板の対地静電容量
 M_{ns} : n 番目の円板と s 番目の円板の間の相互インダクタンス

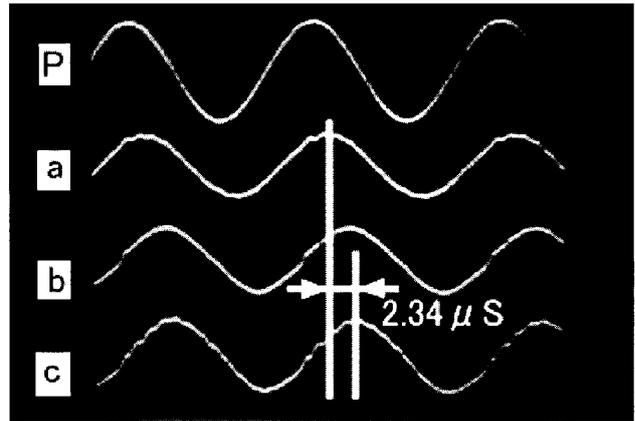
【 図 5 】



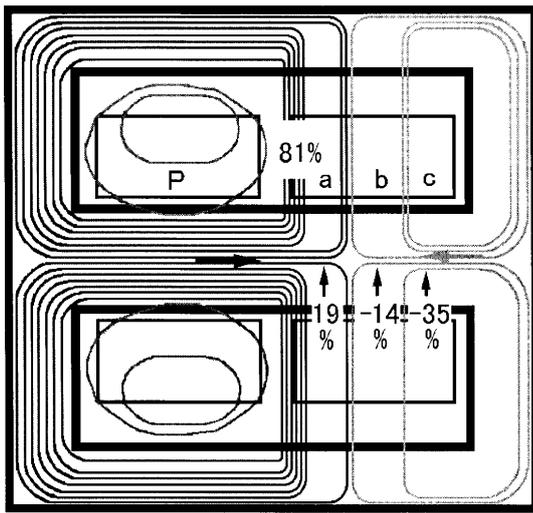
【 図 6 】



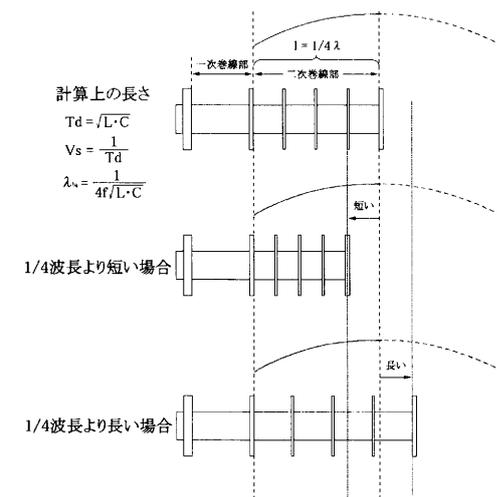
【 図 7 】



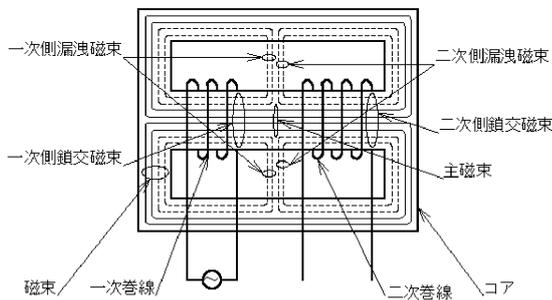
【 図 8 】



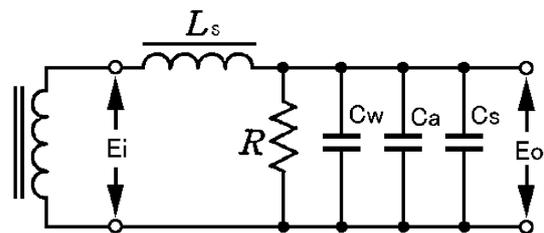
【 図 10 】



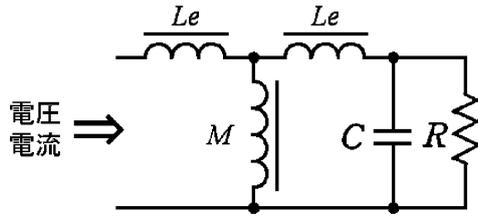
【 図 9 】



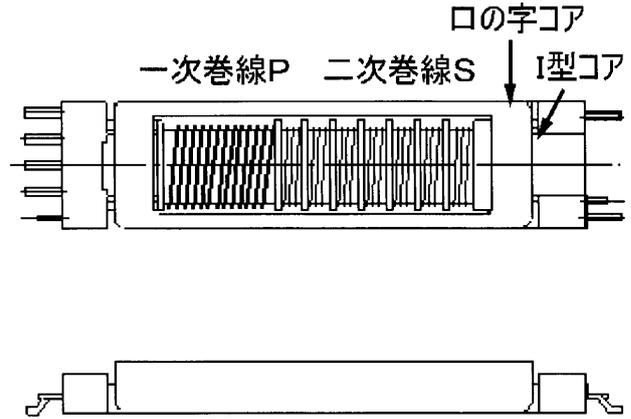
【 図 11 】



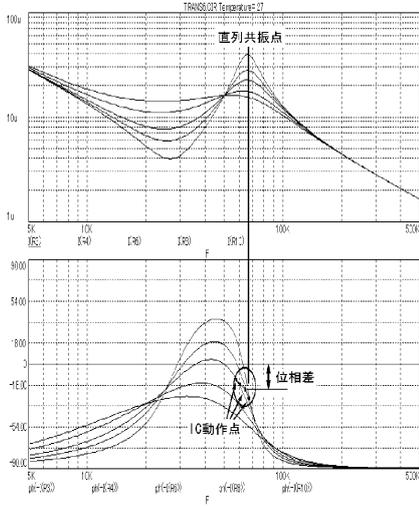
【 図 1 2 】



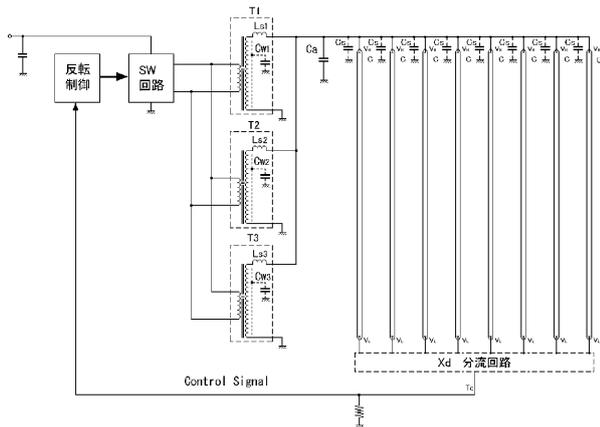
【 図 1 4 】



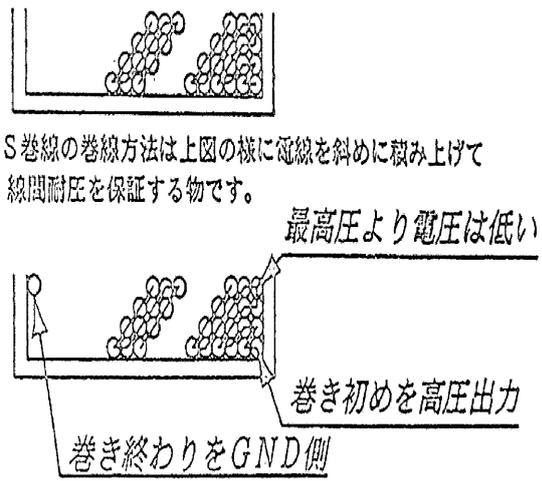
【 図 1 3 】



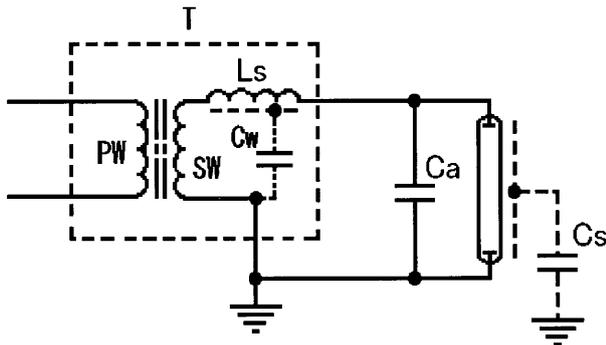
【 図 1 5 】



【 図 1 7 】



【 図 1 6 】



【手続補正書】

【提出日】平成15年11月7日(2003.11.7)

【手続補正1】

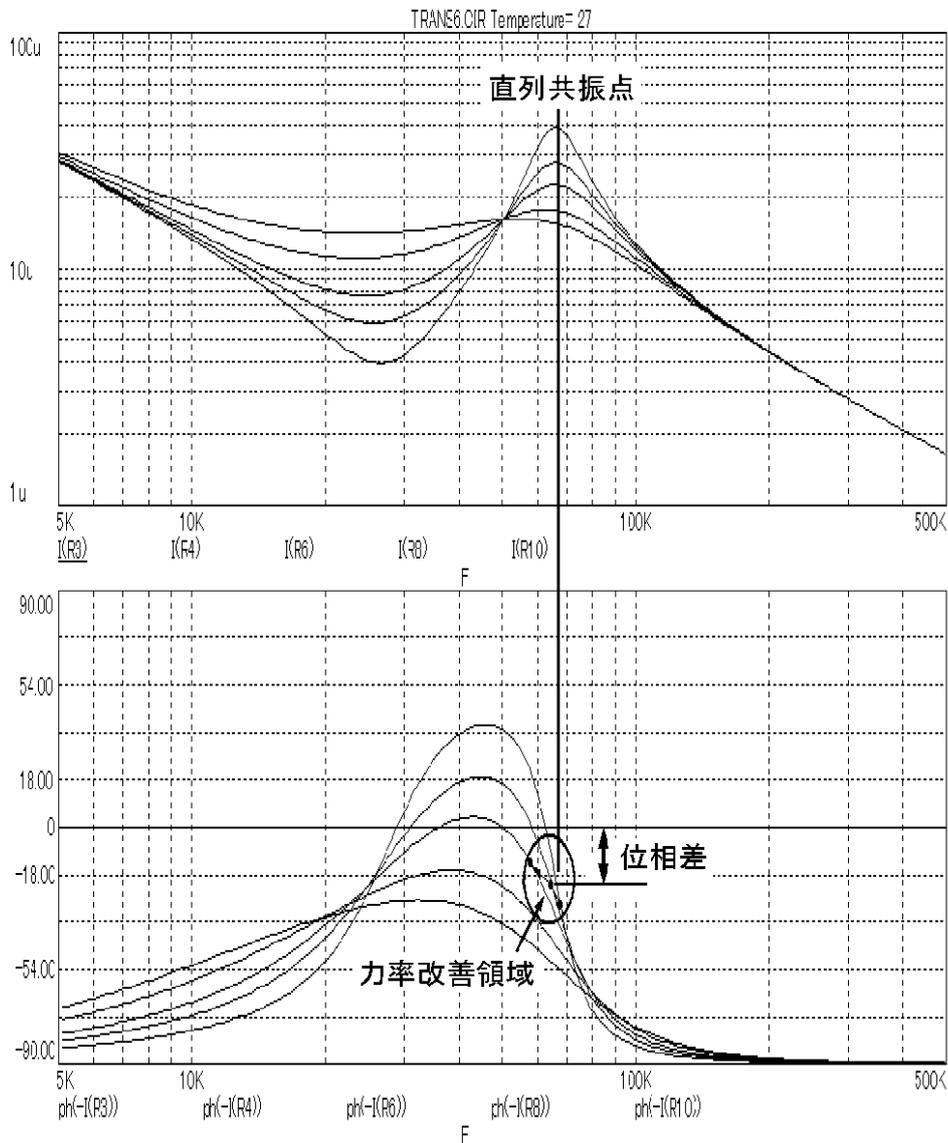
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図13

【補正方法】変更

【補正の内容】

【図13】



【手続補正書】

【提出日】平成16年8月23日(2004.8.23)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0001

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0001】

本発明は、特願2004-003740の利用発明にかかわり、冷陰極蛍光管、外部電極冷陰極管、ネオン灯などの放電管用インバータ回路及びそれらの放電灯を多数用いて発光する電力の大きな面光源装置用インバータ回路に関する。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0014

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0014】

この課題に関しては、図3に示されているように、多数の冷陰極管を安定して並列駆動する手法を特願2004-003740として本発明の発明者が既に提案しており、又、外部電極冷陰極管（EEFL）などの並列点灯可能な冷陰極管も提唱されている。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0027

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0027】

また、本件における調相現象は、平成8年度通産省関東通産局の補助研究として認定された際に、電子技術総合研究所（現、産業技術総合研究所）により「調相型トランス」と命名されているものである。このような調相現象の結果、図8に示すように、二次巻線のうちの一次巻線近傍の二次巻線の電流位相は一次巻線の電流位相と近い関係になり、一次巻線において発生した磁束の多くが二次巻線に貫入するので密結合部を形成する。

また、このような構成は二次巻線の漏れインダクタンス（JIS） L_s と二次側の容量成分が共振する周波数の近傍で顕著に発生し、共振しない場合は発生しない。

従って、密結合・疎結合の構成の発現には二次巻線の漏れインダクタンス（JIS） L_s と二次側の容量成分が共振することは必須の要件となる。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0039

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0039】

大電力用のトランスにおいては発熱を低減するために、銅損とコアロスをも最小限まで減らさなければならないのであるが、漏れインダクタンス、進行波の速度（即ち自己共振周波数）、特性インピーダンスという3条件を同時に満たすことがそもそも難しい上に、ここにさらに薄型でなければならないという条件が加わると、これら全ての条件を同時に満足するトランスを設計することはますます困難なものとなる。

一方、複数のトランスを並列接続することで昇圧トランスのハイパワー化を実現しようとすることは従来からいくつか試みられている。

図18は特開2000-138097に開示される例であるが、パルス駆動される放電管の例が示されている。

この場合、パルス駆動される放電管を駆動するトランスとして一次巻線、二次巻線とも並列接続することによって大電力の昇圧回路を実現しようとしているが、特にパルストランスの場合においては漏れインダクタンスの値は特に小さな値であることが要求される。それは漏れインダクタンス値が大きいと di/dt の大きい急峻なパルスが供給できないためである。

しかしながら、一般的に、磁束漏れのごく少ないトランスを並列接続した場合には、トランスの個々の特性のバラツキにより、トランスの二次巻線相互に電流が流れて効率が悪化したり、発熱したりすることがある。そのため、特開2000-138097の開示例ではトランスの二次巻線が有する抵抗成分を利用して、個々のトランスの間に均等に負荷が分散されるようにしている。

すなわち、このようなトランスの並列接続においては並列接続させるためのリアクタンスが必須である。リアクタンスが足りないと、トランス個々に分散される負荷が均等にな

らず、トランスを多数接続した場合には一部のトランスだけに負荷が集中するということになる。

また、抵抗によるリアクタンスを構成した場合にはジュール熱発熱による効率の低下も考慮しなければならない。

一方、冷陰極管の駆動のように40kHzないし100kHz程度の正弦波で駆動する場合には並列接続させるためのリアクタンスを得るためにはパルス駆動よりも大きな漏れインダクタンス値が必要である。従来は、冷陰極管を駆動する場合にはバラスト用のリアクタンスとして直列にバラストコンデンサを使用することが多かったが、この場合の昇圧トランスにおいて特許第2733817号のような二次側回路の共振は用いない。このような場合に用いられるトランスは漏れインダクタンス値の小さなトランスであり、もとより並列接続には適さないとともに、共振させない場合のトランスは変成比がそのまま昇圧比に反映されるため、並列接続するためにはバラツキがないように昇圧比を厳格に管理しなければならない。

図19は特開平10-92589号に開示される並列接続の例であるが、この場合は漏れインダクタンスの値が小さなトランスであり、また、二次側回路を共振させていない。この場合、トランスの二次巻線同士を並列接続した場合には相互に流れる電流が多くなり発熱することがある。

従って、このように漏れインダクタンスの少ないトランスによって並列接続の構成を得るためには、図20のようにバラストコンデンサを介してから並列接続されなければ実用的なインバータ回路は難しいと考えられる。

【特許文献1】特許第2733817号特許公報

【特許文献2】特開2000-138097公開公報

【特許文献3】特開平10-92589号公開公報

【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0041

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0041】

また、小型インバータ回路において実現されていた、漏洩磁束型トランスの二次側回路を分布定数性の給電回路とし、二次側回路の容量成分と漏れインダクタンスとの間で共振回路を構成することによって高効率を得ていた手法を、大電力の放電管用インバータ回路においてもトランスの発熱が少ないという効果を維持したまま実現しようとするものである。

【手続補正6】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0051

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0051】

次に、分布定数性の二次巻線を伝送路と見なした場合、ディレイラインの反射などで知られるように、伝送路の特性インピーダンスと終端負荷とを整合させない場合には反射が起こり、定在波が発生する。この定在波はコアロスの平均化には有害であるから極力減らすべきである。この場合、分布定数性二次巻線の特性インピーダンスと負荷のインピーダンスを均しくすることにより反射波がなくなり、均等なPhase-Shift(調相)現象が生じるので理想的な密結合/疎結合の構成が得られる。

また、トランスの二次巻線と一次巻線との関係において、近傍部と遠端部とを構成することにより、発生する進行波が近傍部から遠端部へと進行するようになり、一次巻線から発生する磁束が遠端部から近傍部へ進む成分を少なくして定在波の発生を極力防ぐことは有効である。

【手続補正 7】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0071

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0071】

更に又、本発明と特願 2004-003740 と組み合わせた場合、放電管の本数と使用されるトランスの数との関係は比例すれば良く、従来のように、一つのトランスに対して割り当てられる放電管の本数が限定されるという問題もなくなった。つまり、例えば、トランス 5 個に対して放電管 12 本という割り切れない関係であっても良くなるということであるので、トランスの選択の自由度が大きくなった。このことは、面光源の種類や使われる放電管の性質ごとに最適化された新たなトランスの開発が必要になっていた従来のインバータ回路の設計事情とは異なり、新たな設計がほとんど必要なく、また、従来、ノート型パソコン用や液晶モニタ用などで多用されていたトランスのボビンの中で比較的セクション数の少ないボビンをそのまま用いて従来よりも細かい線を多数巻き上げる改良を行い、巻線パラメータを再調整するだけで相当数の従来型ボビンが本発明のトランス用として利用することができるようになった。この場合、外観上はほとんど変わらないものの全く異なった性質のトランスになることは言うまでもない。

従って、従来の資源をそのまま生かして大電力用のインバータ回路が実現できるので、ほとんどのケースにおいて開発費が不要または小額となった。

【手続補正 8】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0086

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0086】

【図 1】本発明の一実施例を示す等価回路図である。

【図 2】従来の冷陰極管二本あたり一つの小型漏洩磁束型トランスを配置した一例を示す多灯面光源用のインバータ回路の構成図である。

【図 3】従来の多数の冷陰極管を並列駆動する一例を示す等価回路図である。

【図 4】トランスの巻線の分布容量の一例を説明する等価回路図である。

【図 5】実際の冷陰極管用の昇圧トランスにおいて、二次巻線のうちの一次巻線から遠い部分へと向かって信号の遅延現象が発生するいわゆる Phase-Shift 或いは調相の現象を示すための信号検出位置の一例を示す構成の斜視見取り図である。

【図 6】実際の冷陰極管用の昇圧トランスにおいて、二次巻線のうちの一次巻線から遠い部分へと向かって信号の遅延現象が発生するいわゆる Phase-Shift 或いは調相の現象を示すための信号検出位置の一例を示す構成の平面見取り図である。

【図 7】実際の冷陰極管用の昇圧トランスにおいて、二次巻線のうちの一次巻線から遠い部分へと向かって信号の遅延現象が発生するいわゆる Phase-Shift 或いは調相の現象の一例を示す波形図である。

【図 8】調相現象の結果、一次巻線において発生した磁束の多くが二次巻線に貫入することによって密結合部を形成する一例を示す調相型トランスの磁束模式図である。

【図 9】従来のトランスの主磁束と漏れ磁束を示す磁束模式図である。

【図 10】インバータ回路のトランスの二次巻線に生じる進行波の $1/4$ 波長と二次巻線ボビンの物理的な長さの一致したときに生じる共振現象の一例を示す説明図である。

【図 11】放電管用インバータ回路において、昇圧トランスの二次側回路の容量成分は、二次巻線に生じる寄生容量 C_w と、配線や分流回路と放電管周辺に生じる寄生容量 C_s に加えて、補助的に加えられた補助容量 C_a の合計値であり、これらの容量成分と並列に放電負荷 R が接続され、漏れインダクタンス L_s との間で共振回路を構成していることを説明するための一例を示す等価回路図である。

【図 1 2】トランスの 3 端子等価回路を含む共振回路を構成し、トランス一次巻線の励磁電流が減り、銅損が減ることからインバータ回路の変換効率が向上することを説明するための等価回路図である。

【図 1 3】上のグラフは、横軸に周波数であり、縦軸にアドミタンスをとったものである。下のグラフは、横軸に周波数であり、縦軸に電圧 - 電流間の位相差をとったものである。抵抗 R の値をいろいろと変えて試すと、励磁電流が少なくなって力率が改善する結果、その共振周波数付近の周波数において、インバータ回路を動作させることによってトランス一次側から見た励磁電流が少なくなる領域が発生することを説明する一グラフ図である。

【図 1 4】I0 型のコアを用いた小型コア形状のトランスの構造を示す一例のトランス構造図である。

【図 1 5】トランスの二次巻線を並列に接続した構成の一例を示すインバータ回路の等価回路図である。

【図 1 6】漏れインダクタンス (JIS) と二次側回路の容量成分との間で構成する冷陰極管負荷を含んだ一例の共振回路である。

【図 1 7】二次巻線に斜め巻きを施した構成の一例を示す要部断面図である。

【図 1 8】特開 2 0 0 0 - 1 3 8 0 9 7 に開示されるパルス駆動される放電管の例を示す回路構成図である。

【図 1 9】特開平 1 0 - 9 2 5 8 9 号に開示される並列接続の例を示す回路構成図である。

【図 2 0】バラストコンデンサを介してから並列接続させた例のインバータ回路構成図である。

【手続補正 9】

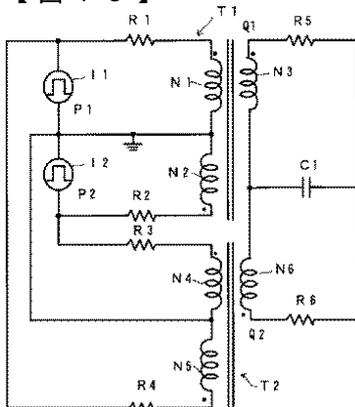
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 1 8

【補正方法】追加

【補正の内容】

【図 1 8】



【手続補正 1 0】

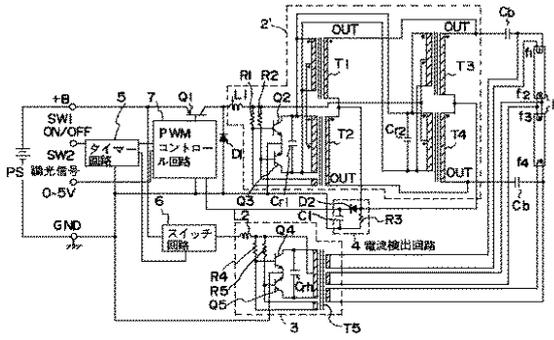
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 1 9

【補正方法】追加

【補正の内容】

【 図 1 9 】



【 手続補正 1 1 】

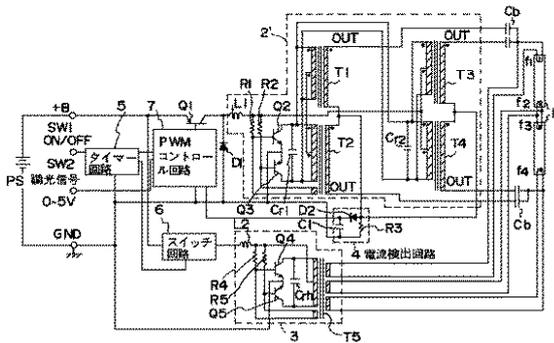
【 補正対象書類名 】 図面

【 補正対象項目名 】 図 2 0

【 補正方法 】 追加

【 補正の内容 】

【 図 2 0 】



フロントページの続き

Fターム(参考) 3K072 AA01 AB02 AB07 AC01 BA05 BB01 BC01 CA16 DA06 DD06
GB01
5H007 AA07 BB03 CC32 HA01