

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3769232号
(P3769232)

(45) 発行日 平成18年4月19日(2006.4.19)

(24) 登録日 平成18年2月10日(2006.2.10)

(51) Int. Cl.	F I
H05B 41/24 (2006.01)	H05B 41/24 D
H05B 41/00 (2006.01)	H05B 41/00 Y
H05B 41/02 (2006.01)	H05B 41/02 A

請求項の数 11 (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願2001-565711 (P2001-565711)
 (86) (22) 出願日 平成13年1月9日(2001.1.9)
 (65) 公表番号 特表2003-526189 (P2003-526189A)
 (43) 公表日 平成15年9月2日(2003.9.2)
 (86) 国際出願番号 PCT/DE2001/000044
 (87) 国際公開番号 W02001/067827
 (87) 国際公開日 平成13年9月13日(2001.9.13)
 審査請求日 平成13年11月8日(2001.11.8)
 (31) 優先権主張番号 100 11 484.9
 (32) 優先日 平成12年3月9日(2000.3.9)
 (33) 優先権主張国 ドイツ(DE)

(73) 特許権者 391045794
 パテントートロイハントーゲゼルシヤフト
 フユア エレクトリツシエ グリユーラ
 ンペン ミット ベシユレンクテル ハフ
 ツング
 PATENT-TREUHAND-GES
 ELLSCHAFT FUR ELEKT
 RISCHES GLUHLAMPEN M
 IT BESCHRANKTER HAF
 TUNG
 ドイツ連邦共和国 81543 ミュンヘ
 ン ヘルアブルンナー シュトラーセ 1
 (74) 代理人 100075166
 弁理士 山口 巖

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 放電ランプの点灯方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

少なくとも1つの電極と放電媒体との間に誘電体層を備えた放電ランプ(L)の点灯方法であって、

電力供給される一次回路(P)と放電ランプ(L)を含む二次回路(S)と一次回路(P)を二次回路(S)に接続する変圧器(T)とを有する安定器を使用し、一次回路(P)から二次回路(S)に変圧器(T)を介してフォワードコンバータの原理に基づいて電圧パルスが印加され、この電圧パルスが放電ランプ(L)に点弧を惹き起す外部電圧(U_L)を生ぜしめかつ放電ランプ(L)内に内部の逆分極を生ぜしめる放電ランプ(L)の点灯方法において、

二次回路(S)が電圧パルスの印加後に部分振動を行い、この部分振動によって放電ランプ(L)に外部電圧(U_L)を惹き起す電荷が放電ランプ(L)から取除かれ、これにより放電ランプ(L)が残留する内部の逆分極によって逆点弧を生ぜしめられ、

変圧器(T)を通る電流(I_{W1} 、 I_{W2})の時間的变化によって重要なインダクタンス(L_{W1} 、 L_{W2})が順点弧および逆点弧を含む時間内において時間的に変えられ、変えられたインダクタンス(L_{W1} 、 L_{W2})が、順点弧を生ぜしめる電圧パルスの印加の初期相においては、電荷が放電ランプ(L)から順点弧後に取除かれ逆点弧が起る逆点弧相の少なくとも一部におけるよりも著しく大きくされ、

一次回路インダクタンス(L_{W1})がインダクタンスの時間的に可変のスイッチングによって変えられる

10

20

ことを特徴とする放電ランプの点灯方法。

【請求項 2】

少なくとも 1 つの電極と放電媒体との間に誘電体層を備えた放電ランプ (L) の点灯方法であって、

電力供給される一次回路 (P) と放電ランプ (L) を含む二次回路 (S) と一次回路 (P) を二次回路 (S) に接続する変圧器 (T) とを有する安定器を使用し、一次回路 (P) から二次回路 (S) に変圧器 (T) を介してフォワードコンバータの原理に基づいて電圧パルスが印加され、この電圧パルスが放電ランプ (L) に点弧を惹き起す外部電圧 (U_L) を生ぜしめかつ放電ランプ (L) 内に内部の逆分極を生ぜしめる放電ランプ (L) の点灯方法において、

10

二次回路 (S) が電圧パルスの印加後に部分振動を行い、この部分振動によって放電ランプ (L) に外部電圧 (U_L) を惹き起す電荷が放電ランプ (L) から取除かれ、これにより放電ランプ (L) が残留する内部の逆分極によって逆点弧を生ぜしめられ、

変圧器 (T) を通る電流 (I_{W1} 、 I_{W2}) の時間的変化によって重要なインダクタンス (L_{W1} 、 L_{W2}) が順点弧および逆点弧を含む時間内において時間的に変えられ、変えられたインダクタンス (L_{W1} 、 L_{W2}) が、順点弧を生ぜしめる電圧パルスの印加の初期相においては、電荷が放電ランプ (L) から順点弧後に取除かれ逆点弧が起る逆点弧相の少なくとも一部におけるよりも著しく大きくされ、

変圧器 (T) が飽和作動で使用され、インダクタンス (L_{W1} 、 L_{W2}) の変化が少なくとも部分的に変圧器 (T) の鉄心の比透磁率 (μ) の変化から生じることを特徴とする放電ランプの点灯方法。

20

【請求項 3】

二次回路 (S) が外部電圧 (U_L) による順点弧後に振動回路として絶縁されることを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の点灯方法。

【請求項 4】

逆点弧相中には実質的に一次回路電流 (I_{W1}) が流れないことを特徴とする請求項 1 乃至 3 の 1 つに記載の点灯方法。

【請求項 5】

外部電圧 (U_L) による順点弧後に変圧器 (T) を通る一次回路電流 (I_{W1}) が、順点弧後の一次回路電流 (I_{W1}) が最少値を示す時点で遮断されることを特徴とする請求項 1 乃至 4 の 1 つに記載の点灯方法。

30

【請求項 6】

一次回路 (P) がフリーホイーリングダイオード (D) を備えた MOSFET スイッチ (T_0) を介して励振されることを特徴とする請求項 1 乃至 5 の 1 つに記載の点灯方法。

【請求項 7】

順点弧を生ぜしめる電圧パルスの印加がプッシュプル法に基づいて両極性で交互に行なわれることを特徴とする請求項 1 乃至 6 の 1 つに記載の点灯方法。

【請求項 8】

一次回路 (P) が蓄積コンデンサとしてセラミック多層コンデンサ (C_0) を有する電源 (Q) から電力供給されることを特徴とする請求項 1 乃至 7 の 1 つに記載の点灯方法。

40

【請求項 9】

二次回路 (S) において変圧器 (T) の中間タップが基準電位として使用されることを特徴とする請求項 1 乃至 7 の 1 つに記載の点灯方法。

【請求項 10】

少なくとも 1 つの電極と放電媒体との間に誘電体層を有する放電ランプ (L) と、電力供給される一次回路 (P)、放電ランプ (L) を含む二次回路 (S)、及び一次回路 (P) を二次回路 (S) に接続する変圧器 (T) を有する安定器とを備えた照明装置において、

照明装置が請求項 1 乃至 9 の 1 つに記載の点灯方法を実施するために設計されていることを特徴とする照明装置。

50

【請求項 1 1】

少なくとも 1 つの電極と放電媒体との間に誘電体層を有する放電ランプ (L) 用の安定器であって、電力供給される一次回路 (P) と、放電ランプ (L) を含む二次回路 (S) と、一次回路 (P) を二次回路 (S) に接続する変圧器 (T) とを備えた安定器において、

安定器が請求項 1 乃至 9 の 1 つに記載の点灯方法を実施するために設計されていることを特徴とする安定器。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

本発明はいわゆる無声放電ランプの点灯方法に関する。この無声放電ランプとは光発生のためにいわゆる誘電体バリア放電が利用される型式の放電ランプである。放電の誘電体バリアは放電ランプの放電媒体と少なくとも 1 つの電極との間に設けられた誘電体層によって形成される。無声放電ランプ自体は従来の技術であり、従ってここでは詳細に説明されない。

【 0 0 0 2 】

本発明は、本発明者によって開発され無声放電ランプへ有効電力をパルス的に入力するための点灯方法を基礎にしている。このために国際公開第 9 4 / 2 3 4 4 2 号パンフレットが参照され、その開示内容はそれを引用することによってここに取込まれたものとする。そこに示された点灯方法は以下において説明する本発明の基礎をなしている。重要なことはとりわけ、放電ランプへ有効電力を入力する個々のパルス間に重要な有効電力入力を持たないいわゆるむだ時間が導入され、このむだ時間の長さが新たな有効電力入力まで続き、それにより引用した出願の明細書に示された特定の型式の放電が特に高い放電効率で形成されることである。このためにむだ時間は長くなりすぎてはならない。何故ならば、各有効電力パルスはあたかも新点弧として評価され、個々の有効電力パルス間の関係の欠落によって、良好な効率、十分なランプ電力、及び時間的・場所的に良好な安定性が得られなくなるからである。有効電力パルス間のむだ時間が他方では余りにも短すぎると、効率を悪化させると共に時間的・場所的な安定性を悪化させる線条放電が形成される。

【 0 0 0 3 】

出願として既に差出されている同一発明者の発明は、国際公開第 9 4 / 2 3 4 4 2 号パンフレットの上述したパルス点灯方法を特に良好に実現できる無声放電ランプの点灯方法及び安定器を提案している。独国特許出願公開第 1 9 8 3 9 3 2 9 号明細書は本発明の出願日に対してまだ公開されていないが、しかしながら以下において説明する本発明の技術的基礎を形成している。従って、この第 2 の先願の開示内容も完全に関係している。

【 0 0 0 4 】

特にこの先願においては、一次回路から変圧器を介して電圧パルスを放電ランプを含む二次回路に印加し、この電圧パルスが点弧 (以下においてはこの点弧を順点弧 (f o r w a r d i g n i t i o n) と呼ぶ) を生ぜしめるフォワードコンバータの原理に基づく安定器を使用することを提案している。この点灯方法は、放電ランプ内での順点弧後に二次回路内に振動が起こり、この振動によって、放電ランプに前に順点弧を生ぜしめる外部電圧を惹き起す電荷が放電ランプから取除かれるように設計される。その後、放電ランプ内に残留する内部の逆分極が逆点弧 (b a c k i g n i t i o n) を生ぜしめる。この基本原理の詳細については引用した出願の明細書が参照される。

【 0 0 0 5 】

特に引用した出願においては既に、順点弧 (f o r w a r d i g n i t i o n) と逆点弧 (b a c k i g n i t i o n) との間の時間間隔が短くされ、それゆえその時間間隔がパルス点灯方法の意味におけるむだ時間とは見なすことができないようにすると有利であることが説明されている。上述したむだ時間はすなわちその都度の逆点弧とそれに続く順点弧との間に発生するが、しかしながらこの順点弧とそれに続く逆点弧との間には発生しない。以下においてもこのことに基づいている。第 2 番目に引用された出願の明細書に記載されている点灯方法は、電力効率と、付設された安定器の構成体積及び重量と、製

10

20

30

40

50

造コストと、寿命と、故障頻度との好ましい総合的な妥協を見出すという目標設定の下に開発された。

【 0 0 0 6 】

[発明の説明]

全体として、本発明は、フォワードコンバータの原理に基づく上述の点灯方法をさらに改善するという技術的課題に基づいている。特に、構成体積及び重量が小さく、効率が良好であると共に、できるだけ高いランプ電力で点灯されるようにしたい。

【 0 0 0 7 】

本発明によればこのために請求項 1 により、上述の点灯方法において、変圧器を通る電流の時間的变化によって重要なインダクタンスが順点弧および逆点弧を含む時間内において時間的に変えられ、変えられたインダクタンスが、順点弧を生ぜしめる電圧パルスの印加の初期相においては、電荷が放電ランプから順点弧後に取除かれ逆点弧が起る逆点弧相の少なくとも一部におけるよりも著しく大きくされる。

【 0 0 0 8 】

同様に、本発明はこの点灯方法用に設計された安定器ならびにこの安定器と無声放電ランプとから成る照明装置に関する。

【 0 0 0 9 】

その場合、以下で説明する認識が基礎になっている。自然物理、従って放電ランプ内の無声放電の効率にとって、放電ランプでの外部電圧の時間的変化挙動は重要である。特に、パルス点灯方法の場合点弧のためには大きすぎるパルス幅は選定されるべきではないことが判明している。パルス点灯方法の特別な効率は寧ろ、有効電力入力の比較的短いパルスの後に再びむだ時間が始まることに基づいている。従って、ランプにおける電圧パルスおよび変圧器内の一次電流パルスは比較的短くなければならない。

【 0 0 1 0 】

特に逆点弧は、二次回路が逆点弧を生ぜしめる部分振動の際にかつ逆点弧中にすなわち点弧後に内部の逆分極のために速く振動する程、二次回路に蓄積されたエネルギーの効率的かつ完全な変換を生ぜしめる。すなわち、二次回路の固有周波数もしくは速さをできるだけ高く選定するように努められる。この速さにとっては二次回路の変圧器によって与えられるインダクタンスが極めて重要である。

【 0 0 1 1 】

他方では当然のことながら、順点弧を生ぜしめるパルスの開始時における電圧の極端に急峻な立上がりすなわち一次電流の増大の開始時における極端に急峻な立上がりは順点弧の放電物理に不所望に影響することも判明している。パルス点灯方法によって可能になる放電パターンの最適な形状を提供するために、磁界構築の開始時における放電発生に十分な時間的余裕を与えた方が良いことが知られている。小さすぎる変圧器インダクタンスはここでは不所望に急峻な立上りを惹き起す原因になる。それによって放電効率がさらに悪化させられる。十分に大きな一次回路インダクタンスによって、順点弧が非常に良好な効率に適する物理的基本形を有することが保証される場合、この基本的な事実に関してその後の経過における一次回路電圧もしくは二次回路電圧の増大の速さによって基本的なことはもはや変えられない。つまりその場合には最後の逆点弧のまだ残されている残留電離が、構築された磁界によって新しい点弧に適するように事前に印加される。

【 0 0 1 2 】

当然のことながら、一次回路および二次回路内の変圧器に関係するインダクタンスは基本的には互いに全く無関係には選定されない。従って、本発明は変圧器を通る電流にとって重要なインダクタンスの内の少なくとも 1 つのインダクタンスの時間的变化を意図している。その場合、特に順点弧の準備中に、すなわち一次回路電流増大の初期相において、一次回路には小さすぎるインダクタンスは存在しない。他方、二次回路インダクタンスは逆点弧の準備と逆点弧自身とから構成された逆点弧相の少なくとも一部においては比較的小さくなくてはならない。インダクタンスの時間的变化が正確に起る場合、本発明においてはその基本的な定義が完全に正確に定められない。本発明の全ての実施例においてこれ

10

20

30

40

50

に関して完全な自由選択があるわけでもない。

【0013】

一方、インダクタンスのかかる時間的变化は別のインダクタンスの時間的に可変なスイッチングによって起る。予め与えられた変圧器インダクタンスは別のインダクタンスの並列接続によって減少し、直列接続によって増大する。これは原理的に一次回路及び/又は二次回路において生じる。一次回路における相応の接続は技術的には簡単である。スイッチ素子としては同様に、引用した第2の先願明細書において説明されているように励振のために一次回路内に設けられている複数のトランジスタスイッチが使用される。これらのトランジスタスイッチの駆動は同期してかつ一次回路電流を励振する場合と同一の制御装置によって行なわれる。スイッチング時点は原理的には任意に選定できる。

10

【0014】

本発明の特に優れた実施態様は他方ではしかしながら、変圧器が電力伝送の際に一般に用いられている作動以上で生じる飽和作動で使用されることによって、インダクタンスが或る程度自動的に時間的に変化するように設計することにある。これは、変圧器が規定の作動相において“許容されたやり方で”その変調の縁部のところでギリギリに飽和になるのではなく、その変調の主要部分が飽和範囲にあるように、変圧器が設計されることを意味している。変圧器鉄心の飽和の際に生じる鉄心材料の比透磁率の明らかな減少によって、飽和範囲では変圧器インダクタンスが相当減少する。

【0015】

さらに、本発明者の実験によれば、変圧器損失は安定器のサイズが予め定められている場合に電力増大が引続いて生じると重要な問題点を派生することが判明した。これによって、實際上、変圧器内の熱的損失は或る電力値からは許容できない効率悪化および熱的不安定性を生じる。

20

【0016】

変圧器損失が作動の高まりと共に増大するという事実に基づく従来の専門家的な結論によれば、作動を減少させるために、変圧器は大きくされる。つまり、電力伝送の際に、損失をコントロール可能にするために、鉄心材料が150 mT以上の高い作動を生じるのを回避する一般的な単純原則が適用される。というのは、鉄心材料内の体積固有の磁気損失は作動の増大と共に非常に強く増大するからである。この磁気損失は因みに周波数依存性を有しているが、このことはしかしながらここでは重要ではない。一般的に使用されるフェライト材料の場合、実施例において説明した量的な考察から分かるように、150 mTでさらに飽和範囲から遠ざけられている。

30

【0017】

本発明は全く逆の道を進む。何故ならば、比較的小形の変圧器の非常に強い変調の際の変圧器損失は絶対にコントロール可能であることが判明しているからである。最後に、変圧器損失は主として変圧器鉄心のヒステリシス範囲において発生する。飽和範囲に近づく変圧器作動からは、このヒステリシス損失は実質的にもはや大きくならない。他方、変圧器の強い飽和によって、相応に小さい体積の変圧器が使用できる。それによって、確かに変圧器損失は鉄心体積に高く関係するが、しかし小さい鉄心体積のために絶対に過大にはならない。全体として、放電効率のより一層の改善と共に全体的に効率増大を達成でき、それにも拘わらず安定器の構成体積および重量（これらは変圧器に強く関係する）が相当減少する。

40

【0018】

ここで、この明細書の実施例および請求の範囲の本文は単一の変圧器の代わりに2つ又はそれ以上の変圧器の使用にも当然同じように関係していることを言うておく。これは技術的には変圧器の分割に相当しているが、しかし原理的には変わっていない。

【0019】

変圧器の作動は変圧器鉄心内の磁界によって与えられる。従って、飽和はとりわけ逆点弧相中に発生する。何故ならば、ここでは比較的大きな二次電流が流れるからである。この二次電流に相応に大きい一次電流が随伴することはない。逆点弧中の十分に大きな二次

50

電流において、飽和は特に逆点弧の開始時に発生し、それゆえ二次回路は固有周波数の減少のために急速かつ顕著に振動できる。順点弧中には大きな一次電流と二次電流とが同時に発生する。二次電流は、二次電流を作る磁気誘導の正の時間導関数を少なくする、すなわち磁気誘導を正の時間導関数の際に相応する逆磁界によって部分補償するように向けられる。従って、本発明の枠内において、順点弧相において変圧器の飽和が生じるか否かは定められない。これは、二次回路内の負荷の相応する高オーム的なインピーダンスによって、従って二次電流の小さい強さ、すなわち僅かな補償作用によって絶対に生じる。しかしながら、これは本発明にとっては必要ではない。飽和は順点弧相の初期の直ぐには存在しないからである。というのは、そこでは一次電流でさえ小さすぎるからである。具体的には実施例において説明される電流経過曲線を参照されたい。

10

【 0 0 2 0 】

二次回路内の変圧器インダクタンスの既に述べた減少と二次回路の高い速さとに関連して、別の所望の作用が生じる。変圧器インダクタンスは二次回路内の充電反転過程の速度を決定するだけではない。寧ろ、変圧器インダクタンスは、主として放電ランプによって規定される二次回路キャパシタンス及び二次回路内のオーム抵抗と共に二次回路の全インピーダンスにとって重要である。多くの場合、変圧器インダクタンスは重要なパラメータである。二次回路内の変圧器インダクタンスの減少は二次回路内の明らかなインピーダンス減少となり、従って逆点弧中に比較的大きなランプ電流を生じる。

【 0 0 2 1 】

引用された先願に関してさらに、ここに示されている発明の場合にも逆点弧によって変圧器での残留磁化を削減することが意図されていることを言うておく。当時、この残留磁化を削減しないと変圧器の飽和が起ることを覚悟しなければならないことが論じられた。従って、エネルギー量が永久的に二次回路内に残留する（つまり残留磁化に相当する）かないしは放電ランプ内で実際に変換されることなく一次回路と二次回路との間を行ったり来たりするという情況が推測された。かかるエネルギー量は確かに電力として安定器内に発生し、それゆえこの安定器が相応に設計されねばならないが、しかしランプの電力を高めない。従って、かかるエネルギー量はできるだけ回避されねばならない。本発明の枠内で意図されている変圧器の飽和はしかしながら各動作サイクルで何時も再び新たに構築される飽和に関し、すなわち一次回路から二次回路および広義には放電ランプ内へ搬送されるエネルギーつまり電力に結び付いている。その点では、飽和状態は上記で既に説明したようにそれ自体として欠点ではない。

20

30

【 0 0 2 2 】

本発明においても、二次回路が順点弧後に振動回路として直流分離によって一次回路から絶縁されると好ましい。その場合、変圧器の一次側が順点弧後に開かれ、一次回路電流が完全に遮断されると好ましい。因みに、逆点弧中に一次回路電流が実質的に零になることは、振動回路特性に関係なく本発明の優れた実施態様を形成する。このために実施例における変圧器の飽和状態に対する説明が参照される。

【 0 0 2 3 】

一次回路電流を遮断するために、フォワードコンバータの原理に基づいて生じる順点弧後に一次側を開くスイッチ（特にトランジスタスイッチ）が設けられると好ましい。安定器および照明装置に関して、本発明はこのスイッチおよびその制御装置の設計を特徴とし、かつ変圧器の設計ないしはインダクタンスの時間的变化を得るための他の装置を特徴としている。

40

【 0 0 2 4 】

一次電流を遮断するための好ましい時点は、本発明によれば、遮断が行なわれない場合に一次電流が最少値を示す範囲内にある。つまり順点弧後に一次回路が閉ざされ続けると、一次回路電流は、順点弧の枠内の最大値と、順点弧の消滅と、それによって再び強く増大する放電ランプのオーム抵抗と、相応する電流減少とに基づいて中間値を示す。その後、一次回路電流は再び変圧器の特性により時間的に増大する。この最少値が有利なスイッチング時点である。何故ならば、最少の一次回路電流によって例えばスイッチングトラン

50

ジスタ内のスイッチング損失も最少になるからである。

【0025】

スイッチとしては、因みに特に、フリーホイーリングダイオードを備えたM O S F E Tが適している。本来の一次回路電流を遮断した際にも一次回路内に（変圧器を減磁するための）減磁電流が流れ、例えば一次回路の電力供給の蓄積コンデンサを充電する。それによって、一次回路と二次回路との間が直流的に分離されているにも拘らず、相応の安全性でもって、減磁装置が構成される。

【0026】

本発明の優れた実施態様は時間的なインダクタンス変化に関係する好ましい量的限界に関する。第1変形例は一次回路内の変圧器インダクタンスに関する。この変圧器インダクタンスは、好ましくは順点弧を生ぜしめる電圧パルスの開始時にすなわち非常に小さな電流の際に、逆点弧相の少なくとも一部における場合の少なくとも3倍、好ましくは少なくとも5倍、特に好ましくは少なくとも10倍の大きさである。それゆえ、順点弧時の最初の一次電流増大の時点に関連して飽和作用が一次回路インダクタンスを少なくとも3倍、もしくは5倍、もしくは10倍変化させる。同様なことは当然のことながら時間的なインダクタンス変化（飽和作用なく）の冒頭で述べた回路技術的な実現方法にも当てはまる。

【0027】

量的限界の第2変形例は飽和事例のみに関し、限界設定のために変圧器内の磁気誘導つまり磁束密度（B）を使用する。磁気誘導は逆点弧の初期相においては、二次電流が逆点弧において或る時点でその最大値の20%に達する場合、変圧器のいわゆる飽和磁気誘導の少なくとも70%の大きさになるべきである。飽和磁気誘導の80%以上、好ましくは90%以上、最も好ましい場合には95%以上の値は好都合である。

【0028】

飽和磁気誘導は変圧器鉄心に対する技術的な特性量であり、例えば変圧器のメーカから提示される。この飽和磁気誘導は、磁化曲線つまり磁界に依存して磁気誘導を描いたグラフの飽和部分における接線と、磁気誘導軸すなわち零磁界（ $H = 0$ ）との交点に相当する。物理的には飽和磁気誘導は磁界の寄与なく鉄心の飽和において得られる鉄心の磁化であると見なせる。

【0029】

本発明にとって好ましい鉄心材料の場合、好ましくは少なくとも350 mTの飽和磁気誘導が生じる。このことから、変圧器は良好な条件の下に冒頭で述べた値150 mTの遙か上で作動することが分かる。

【0030】

本発明による手段によって得られる二次回路の速さは逆点弧における二次電流の半値幅（好ましくは800 ns以下）で現れる。

【0031】

変圧器鉄心は好ましくは閉ざされ、エアギャップ（すなわち多分割鉄心または環状鉄心における極めて小さなエアギャップ）を持たず、好ましくはM n Z nフェライトから構成され、メーカのエプコス（E P C O S）社の材料N 8 7もしくは他のメーカの等価な材料が使用される。その場合、飽和磁気誘導は約370 ~ 375 mTである。

【0032】

本発明による点灯方法はプッシュプル法として構成でき、順点弧を生ぜしめる電圧パルスは両極性で交互に生じる。整流された電圧パルス入力は単極性法と呼ばれ、この場合放電ランプ内において順点弧と逆点弧とは逆方向へ向いている。しかしながら、両極性のプッシュプル法は、放電ランプ内において原理的に回避できないアルカリイオン泳動作用（黒化作用）に関しては有利である。対称的な交互挙動によって、このアルカリイオン泳動作用は基本的にランプを損傷させない。しかしながら、この場合、この問題に関して本発明において逆点弧を使用することは相当の改善をもたらすことを考慮に入れることができる。何れにしても、順点弧および逆点弧は必ずしも対称である必要はなく、それゆえ単極性の場合にも残留作用が残される。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 3 】

他の優れた電子技術的な細部は、一方では、引用した先願の明細書において既に詳細に説明されているように、一次回路の電力供給の際にセラミック多層蓄積コンデンサを使用することである。他方では、同様にそこに詳細に説明されているように、変圧器の二次巻線の間タップが二次回路の基準電位として有利に使用される。

【 0 0 3 4 】

既に詳細に説明したように、本発明は効率改善を提供するだけでなく、とりわけ非常に小形の軽量な安定器を用いて比較的大きなランプ電力で点灯し得る可能性も提供する。これは多数の用途にとって非常に重要である。何故ならば、それによって、安定器を、使用できるスペースを制限されている個所に組込むことができるようになるからである。例えば、本発明による無声放電ランプを備えた安定器は光学的複写機またはスキャナにおいて運動装置内で無声放電ランプと共に走行でき、それゆえ長くしかも高電圧を導くリード線を回避できる。さらに、かかる安定器はランプ口金内に内蔵でき、それゆえ安定器を内蔵した放電ランプを1つのユニットとして生産および販売でき、ユーザによって問題なく例えばモニタ内に組込むことができる。これに関して、本発明によれば、安定器と放電ランプとの間のリード線は高々10cmの長さを有し、好ましくは5cmの値を有する。さらに、上述したように、放電ランプの口金ケース内に組込むことが考えられる。口金ケースとは一般的に放電ランプに直接取付けられるケースであり、電気接続部および本発明の場合にはさらに安定器を含んでいる。

【 0 0 3 5 】

[図面の説明]

以下において本発明を幾つかの実施例に基づいて詳細に説明する。その場合、個々の特徴は他の組み合わせにおいても本発明にとっては重要である。特に、本発明は方法の態様と装置の態様とを有し、上述の全ての説明は両カテゴリに関する以下の説明のように理解することを指摘しておく。図において、

図1は本発明による照明装置を示す概略ブロック回路図、

図2は図1のブロック回路図に対する付加的な構成を示す詳細図、

図3は本発明による照明装置の第2実施例を示す概略ブロック回路図、

図4は図3のブロック回路図に対する付加的な構成を示す詳細図、

図5は本発明による照明装置の第3実施例を示す概略ブロック回路図、

図6は図5の実施例の点灯に対する概略的な時間経過を示すダイアグラム、

図7は図1及び図3のブロック回路におけるトランジスタの接続を示す概略図、

図8は図1及び図3の回路の変圧器鉄心内のヒステリシス効果を説明するための概略図

、
図9は実際に使用された変圧器鉄心材料の磁界の強さに関係した実際のヒステリシス曲線を示す図、

図10は変圧器鉄心材料内の磁氣的損失の温度依存性を示す概略図、

図11は図1及び図3の回路における一次電流の標準的な時間経過を有する測定曲線を示す概略図、

図12は図1による回路の一次電流および二次電流の時間的経過を有する測定曲線を示す概略図、

図13は図12の一部を拡大して示す概略図、

図14及び図15は図3の回路の一次電流および二次電流の時間的経過を有する測定曲線を図12に相応して示す概略図である。

【 0 0 3 6 】

図1には本発明による照明装置の概略ブロック回路図が示されている。ここには最初にして誘電体バリア放電用に設計された放電ランプが示されている。放電ランプLの原理的な等価回路ブロック図は引用した第2の先願の図2、図3及び図4に詳細に示されて説明されている。本発明による点灯方法、照明装置、及び安定器を理解するためには、放電ランプLの実際の構成は重要ではない。

【 0 0 3 7 】

放電ランプ L は二次回路 S 内に接続されており、この二次回路は放電ランプ L の他に変圧器 T の二次巻線 W 2 を含んでいる。

【 0 0 3 8 】

変圧器 T の一次巻線 W 1 は一次回路 P 内に配置されており、この一次回路は電源 Q から変圧器つまり放電ランプ L に対して電力を供給する。

【 0 0 3 9 】

さらに、電源 Q と一次巻線 W 1 との間の枝辺には高速スイッチ T_Q が配置されている。この高速スイッチ T_Q は制御回路 S E によってスイッチングさせられるつまり制御されるパワー MOS F E T である。

10

【 0 0 4 0 】

一次巻線 W 1 とスイッチ T_Q とから成る直列接続回路に並列に蓄積コンデンサ C_Q が接続されている。この蓄積コンデンサ C_Q は電源 Q によって充電され、基本的に電源 Q に所属し、スイッチ T_Q のスイッチング状態に関して一次巻線 W 1 に電圧を印加する。蓄積コンデンサ C_Q はセラミック多層コンデンサである。

【 0 0 4 1 】

フォワードコンバータにおいては先ず通常のように電流が一次巻線 W 1 を通って発生する。なお、変圧器 T の巻線比は、一次巻線 W 1 を通る電流が二次巻線 W 2 内に、従って直接放電ランプ L に点弧電圧を誘導するように設計されている。スイッチ T_Q が制御装置 S E によって開かれると、二次回路 S 内に少なくとも変圧器 T の残留磁化の形のエネルギーが残される。

20

【 0 0 4 2 】

明細書の導入部で既に述べたように、この残留磁化を減少させるために、例えば変圧器 T の三次巻線とこの三次巻線に接続されたダイオードとから構成されダイオードが一次巻線 W 1 とスイッチ T_Q とから成る直列接続回路に並列に配置されている通常の減磁回路が使用される。この減磁回路によって、スイッチ T_Q の遮断相において変圧器 T の残留磁化が減少させられる。

【 0 0 4 3 】

図 1 から直接、一次回路 P と二次回路 S との間が全く直流的に結合されていない（直流的に分離されている）ことがわかる。これは二次回路に存在する高電圧に関する相当な安全上の利点となる。他の安全上の利点は、図 2 に示されているように、二次巻線 W 2 が二次回路 S の接地された基準電位として作用する（第 3 の）中間タップを有することによって得られる。それに対して、放電ランプ L のそれぞれの電極群に二次巻線 W 2 から正および負のパルスが印加される場合、二次回路内には中間タップ電位に対して安全上重要な電圧としてその都度半分の最大電圧しか発生しないにも拘わらず、放電ランプ L には相変わらず全誘導電圧が印加される。実際にここで T は厳密に言うと 2 つの変圧器である。

30

【 0 0 4 4 】

この技術は二次回路からの放射に関して電磁的適合性を相当改善する。このことは独国特許出願公開第 1 9 7 3 4 8 8 5 号明細書に記載されている。

【 0 0 4 5 】

図 3 及び図 4 の回路図は図 1 及び図 2 に示された回路図に相当一致しており、ブッシュプル原理に基づく本発明の付加的な実施例を示す。従って、一次巻線 W 1 と制御装置 S E を備えたスイッチングトランジスタ T_Q とから成る回路枝辺が重複して示されている。両一次巻線の巻線方向は互いに逆方向に向いている。それゆえ、この両枝辺の作動によって二次回路 S 内には逆極性の電圧パルスが発生する。勿論、2 つの制御装置 S E は纏めることができ、両スイッチングトランジスタ T_Q に交互にパルスを与える。

40

【 0 0 4 6 】

図 4 は、両極性の場合に中間タップを備えた図 2 による実施例において二次側の巻線方向がどのように選定されるかを示す。

【 0 0 4 7 】

50

図 5 及び図 6 は、一次巻線 W_1 に対して直列に位置する別のインダクタンス L によって一次巻線のインダクタンスを周期的に高めるようにした本発明の他の実施例の概略図を示す。このためにインダクタンス L に対して並列に接続され導通状態においてこのインダクタンスを短絡するスイッチング装置（つまり $MOSFET\ T_1$ ）が使用される。このスイッチング装置は制御装置 SE_1 を有している。それに対して、図 1 及び図 3 におけるスイッチ T_Q と制御装置 SE とに相当する要素は T_2 と SE_2 とを付されている。蓄積コンデンサ C_Q は図示を簡単化するために省かれている。

【0048】

図 6 には、制御装置 SE_2 の作動に合わせて制御装置 SE_1 で $MOSFET\ T_1$ を開閉させることによって、パルスの例えば前半の 300 ns において一次回路に実効インダクタンス増大が可能になることが示されている。この実施例は、本発明が変圧器 T の飽和作動によってのみ実施されるのではないことを明らかにしている。他の図面に基づく以下の説明はしかしながら図 1 ~ 図 4 に示された最初の 2 つの実施例のみに関係している。

【0049】

図 7 は図 1 及び図 3 の回路におけるスイッチングトランジスタ T_Q の接続を示している。パワー $MOSFET$ はソースとドレインとの間にいわゆるフリーホイーリングダイオード D を有しており、その極性はフリーホイーリングダイオード D がトランジスタ T_Q の導通状態においてすなわちトランジスタ T_Q を通って一次回路電流が流れる際に阻止するように選定されている。

【0050】

フリーホイーリングダイオード D はトランジスタ T_Q の遮断状態において二次回路 S から一次回路 P 内に一次回路電流の逆の形でエネルギーの逆流を生ぜしめ、これが蓄積コンデンサ C_Q を充電する。これによって、一次回路と二次回路との間の直流的な分離に寄与する減磁が生じる。

【0051】

図 8 は図 1 及び図 3 における変圧器 T の磁性材料すなわち鉄心材料の標準的なヒステリシス特性を概略的に示す。巻線電流によって与えられる磁界の強さ H は磁性材料内に所定の飽和磁化 J_s まで増大する磁化 J を発生する。磁気誘導（すなわち磁束密度） B は全体的に次の式で表される。

$$B = \mu_0 H + J$$

磁化 J は一種のヒステリシスを持って磁界の強さ H に従う。何故ならば、材料内のワイズ領域は向きを合わせられるもしくは向きを変えられねばならないからである。全てのワイズ領域が向きを合わせられると、図 8 に示されているように、飽和が生じる。全体として磁気誘導 B と磁界の強さ H との関係を示す公知のヒステリシス曲線が生じる。勾配 μ_0 で増大するヒステリシス曲線の飽和部分において図 8 に記入されている直線状の接線と B 軸との交点は同様に飽和磁化 J_s に相当するすなわち飽和磁気誘導とも理解することができる。その意味はここで使用された磁性材料の実際のヒステリシス曲線を示した図 9 からより一層明らかになる。図 8 においては物理的な関係を認識し易くするために、勾配 μ_0 は誇張して大きく記入されている。実際にはヒステリシス曲線の飽和部分は非常に平坦である。

【0052】

図 9 では、実際のヒステリシス曲線（変圧器作動にとって比較的現実的な温度 100 ）によって、磁気誘導が飽和磁気誘導のオーダでしかも弱い作動に比較して極端に大きい磁界の強さ（ H ）によって発生されることが分かる。ここで使用された材料（EPCOS 社の $N87$ 、エアギャップを持たない変圧器鉄心、これはここでは重要である）の場合、飽和作用は約 $200 \sim 300\text{ mT}$ から明らかに認められる。実際に古典的な通念によれば 150 mT の範囲を上回らない。以下においてさらに示された量的な例には、この範囲が本発明によって明らかに上回られていることが示されている。

【0053】

図 8 及び図 9 の飽和特性は特定の磁界強さから急激に減少する比透磁率 μ_{re1} （ $B =$

10

20

30

40

50

$\mu_{rel} \mu_0 H$) の磁界依存性とも理解できる。しかしながら、この表現は図 8 及び図 9 の $B(H)$ 関係に比べて付加的な物理的実体を示していない。

【0054】

さらに、図 8 及び図 9 のヒステリシス特性は変圧器の加熱によって変わる変圧器鉄心内の損失を意味している。図 10 によれば、この損失は温度にも依存する。磁気誘導の増大（曲線でのパラメータ参照）と共に平坦になり若干低い温度に位置する最少値が示されている。図 10 に示され磁氣的作動の増大と共に大きく増大する鉄心損失 P_v （縦軸）は、既に詳細に説明したように、専門家に、損失を最少にするために最初に弱い作動を生じるようにさせる。本発明は、変圧器を明らかに飽和範囲内で作動させることによって、損失が小さい変圧器体積と飽和の開始からもはや増大しないヒステリシス効果とのために絶対

10

【0055】

図 11 は時間 t に依存した一次回路電流の標準的な時間経過を示す。スイッチングトランジスタ T_Q をスイッチオンすると、何回も引用した先願から既に分かっている標準的な増大が最初に生じる。図 11 において t_{on} はスイッチングオン時点である。スイッチングトランジスタ T_Q は一次回路電流が最大値を通過するとつまり一次回路電流 I_{w1} が非常に急速に降下する折曲がりが生じる個所でスイッチオフされる。スイッチングオフ時点 t_{off} としては、一次回路電流 I_{w1} の曲線が、スイッチオフされない場合、破線で示されているように、再び増大し始める時点が選定されている。変圧器の直線的な充電によって電流最大値に通じる一次回路電流の増大は、放電ランプ L のオーム抵抗の強い降下によって二次巻線 W_2 から或る程度の電流を引出す順点弧によって生成されると推測される。このスイッチングオフ時点は、最少電流でスイッチングされるので、スイッチングトランジスタ T_Q におけるスイッチング損失に関して最適である。

20

【0056】

図 12 には下側の範囲に一次回路電流 I_{w1} が示され、上側の範囲に二次回路電流 I_{w2} が示されている。電流零点は、両曲線を互いに最良に關係付けるために互いにずらされている。このことは図 12 の一次回路電流 I_{w1} および二次回路電流 I_{w2} のパルスを拡大して示した図 13 にも当てはまる。図 13 にはスイッチングオフ時点 t_{off} 後に急激に降下する一次回路電流 I_{w1} が示されている。同時に、変圧器 T の二次側では、二次回路電流 I_{w2} とは逆極性のパルスつまり本発明による逆点弧を生じる振動が開始する。（ほぼ t_{on} と t_{off} との間）の比較的若干長い時間に亘って進行する順点弧にすなわち二次回路電流 I_{w2} の最初のパルスに従って、非常に多数の短い逆点弧パルスが生じる。これは、順点弧が変圧器 T の非飽和相において少なくとも準備されるか又はスイッチングオン時点 t_{on} 後に全部進行し、一方逆点弧は変圧器 T が強く飽和した場合に大部分進行する本発明によるメカニズムに正確に一致している。

30

40

【0057】

図 13 に記入された時点 t_R は、既に別の個所で述べられ二次回路電流が逆点弧中にその最大値の 20% に到達する時点に一致していることを示している。この説明のために逆点弧の初期範囲を特徴付けるこの時点において、この実施例では、以下の数値から分かるように、変圧器 T の明らかな飽和が生じる。

【0058】

図 13 はさらに、順点弧相内の二次電流曲線 I_{w2} は一次電流曲線 I_{w1} に形状的にも時間位置的にも正確に一致している。これは本発明の典型的（ではあるが必要ではない）効果である。誘導電流が励磁電流の時間導関数に比例するので、実際に変圧器においては通常位相ズレが発生する。変圧器 T における誘導メカニズムのために、電流 I_{w2} は電流

50

I_{W1} の最大勾配の場合に最大値を示し、その後再び降下する。しかしながら、これは図 13 の経過には相当しない。この場合、一次回路電流 I_{W1} の増大に直接先行する二次回路電流パルスが存在しない。一次回路電流パルスに二次電流曲線 I_{W2} が“追従すること”は観察できない。逆に、電流 I_{W2} は時間的に同時に I_{W1} と共に増大する。

【0059】

二次回路電流 I_{W2} の時間経過にとってはさらにランプ L のインピーダンスの時間的挙動が重要である。このインピーダンスは初めの事前電離後で二次回路に電圧を印加した後にますます低インピーダンスになり、その結果二次回路電流 I_{W2} は一次回路電流 I_{W1} の増大が減少するにも拘わらず引続いて増大する。ランプ L 内の増大する分極の、誘電体バリア放電によって標準的な作用は、その後の経過において二次回路電流 I_{W2} の再降下を生ぜしめる。それに従って一次回路電流 I_{W1} も徐々に降下する。スイッチングオフ時点 t_{off} において一次回路電流 I_{W1} の他に二次回路電流 I_{W2} も比較的急速に零に降下する。何故ならば、一次回路電流の大きな時間逆導関数によって二次回路に逆電圧極が誘導されるからである。

10

【0060】

変圧器 T とランプ L の時間に関する挙動との協働によって、電流 I_{W1} と I_{W2} との間には比較的直接的な一致が生じる。これによって、大きな電流駆動の際の電力伝送において一次側と二次側との間の位相ズレによって期待されねばならない飽和作用は実際に防止される。変圧器飽和はこの実施例の場合には、一次回路電流 I_{W1} が零である逆点弧相中にのみ起る。

20

【0061】

本発明はしかしながらこのような実施例に限定されない。順点弧相における電流経過及び飽和作用の他の形態においても、本発明によるメカニズムは、順点弧の初期相では一次回路電流 I_{W1} が小さいために飽和が発生せず従ってインダクタンスが減少しない限り、機能する。

【0062】

因みに、逆点弧にとって開始時の立上がり勾配を抑制することは有利ではないことも説明している。逆点弧は放電パターンに関しては順点弧によって事前に形造られるように見える。逆に、逆点弧のできるだけ早い時点に二次回路の飽和作用、従ってインダクタンス減少が生じることは本発明の枠内である。それによって、二次電流が急速にかつ大きな振幅で持って逆点弧パルス内で振動することが達成される。既に説明したように、インダクタンス減少はその他に二次回路のインピーダンス減少、従って望ましい大きな二次回路電流を生じる。

30

【0063】

フライバックコンバータとフォワードコンバータとの機能原理の相違に関して何回も引用した先願に関連して、逆点弧に関してこの出願の明細書内で取扱われているフォワードコンバータの原理において直流分離のために補助的なフライバックコンバータ機能が生じることを述べておく。図 12 及び図 13 に示されスイッチングトランジスタ T_Q のスイッチングオフ後に生じる突然の一次回路電流降下は、フライバックコンバータの原理に基づいて二次側への誘導電圧パルスを可能にするが、しかしながらフォワードコンバータの原理に基づく順点弧を発生しない。

40

【0064】

図 3 の回路を用いたプッシュプル法の場合に対する同様な電流経過が図 14 (一次回路電流 I_{W1}) 及び図 15 (二次回路電流 I_{W2}) にも示されている。図 12 の電流経過に対する唯一の相違は連続する有効電力パルス間の符号が交互に変わることである。これにより、順点弧と逆点弧との間の非対称性によって生成するアルカリイオン泳動作用(黒化現象)が排除される。その結果、放電ランプ L の寿命が改善される。

【0065】

当然のことながら、一般的にむだ時間に対する好ましい値が設定されるとは言え、逆極性の有効電力間のむだ時間が完全に対称であることは強要されない。しかし、原理的には

50

、逆極性の逆電力パルスが直接連続する、すなわち共通に有効電力パルスを形成しむだ時間によって分離されないような状況に至るまで、短いむだ時間と長いむだ時間とを交互に考えることができる。

【 0 0 6 6 】

詳細には実施例に対して以下の技術データが適用される。最大の一次回路電流 I_{W1} は 14 A であり、スイッチングオフ時点 t_{off} での一次回路電流は 10 A である。供給電圧は 24 V である。蓄積コンデンサ C_q はそれぞれ 10 μ F を有し並列に接続された 5 個のセラミック多層コンデンサによって構成されている。スイッチングトランジスタ T_Q はインフィニオン社の BUZ104 S である。使用された変圧器（鉄心 R14、N87、一次巻数 2、二次巻数 140、磁路長 3.5 cm を有する 2 個の環状鉄心形変圧器）を用いると、逆点弧の際に二次回路電流 $I_{W2max} = 0.57$ A で 2280 A/m の最大の磁界強さ H_{max} が生成する。逆点弧の初期相における磁気誘導すなわち二次回路電流 I_{W2} が最大電流 I_{W2max} の 20% に到達する時点 t_R での磁気誘導は $B(t_R) = 368$ mT である。比較のために、使用された鉄心材料 EPCOS 社の N87 の飽和磁化 J_s は約 100 の際に約 374 mT である。

10

【 0 0 6 7 】

図 3, 14, 15 による両極性の場合、 $I_{W1}(t_{off}) = 6$ A, $I_{W2max} = 0.66$ A, $H_{max} = 2640$ A/m であり、逆点弧の初期相つまり時点 t_R において磁気誘導 $B(t_R)$ は 369 mT の値を有する。鉄心の飽和は二次回路電流 I_{W2} の符号反転の直後に生じる。

20

【 0 0 6 8 】

両事例において、変圧器温度は約 90 (80 と 100 との間)、従って損失に関して良好な範囲にあった。鉄心体積は全体として (2 つの変圧器に分割されている) 860 mm³ であり、約 2 W の全磁氣的損失を示した。それにより、安定器の極めて小さなサイズで非常に良好な効率値が得られた。変圧器のサイズを劇的に減少させることによって安定器のサイズを 21.5 W の電力入力でマッチ箱のサイズへ減少させることが可能であった。その場合、他の最適な手段によってとりわけ安定器内への個々の素子の実装に関してさらに付加的な省スペースを期待できる。

【 0 0 6 9 】

実施例において使用された放電ランプ L は 2 つの電極を内蔵している棒状の無声蛍光ランプである。ランプ長さは 29 cm、外径は 10 mm、壁厚は 0.6 mm である。封入ガスは 170 mbar のキセノン (Xe) である。

30

【 0 0 7 0 】

上記の数値を使用して、従来の専門家的な観点に基づいて有意義である変調に対して以下の評価を行なうことができる。約 20 W の装置制御、2 W (約 100 で約 80 K/W の熱抵抗を有する 1 台の変圧器当り 1 W) の許容損失電力、及び 1 台の変圧器当り 430 mm³ の上記鉄心体積の場合に、磁氣的限界損失として 2325 kW/mm³ が生じた。500 ns の範囲のパルス幅及び 1 MHz の仮定周波数の場合に、(ここでは実現されない) 連続的な正弦波点灯に対して 70 mT の最大変調が生じる。パルス点灯方法に関して 1:10 のパルス - パルス休止期間比を仮定すると、この値は当然増大する。何故ならば、1 パルス当りの損失は時間的に平均化されるからである。鉄心が熱に耐え直線状に外挿されると (損失は変調と共に曲線的に増大する)、絶対最大値として約 170 mT の変調が生じる。この従来の考察は上記の変調によって明らかに上回られる。

40

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 本発明による照明装置を示す概略ブロック回路図

【 図 2 】 図 1 のブロック回路図に対する付加的な構成を示す詳細図

【 図 3 】 本発明による照明装置の第 2 実施例を示す概略ブロック回路図

【 図 4 】 図 3 のブロック回路図に対する付加的な構成を示す詳細図

【 図 5 】 本発明による照明装置の第 3 実施例を示す概略ブロック回路図

【 図 6 】 図 5 の実施例の点灯に対する概略的な時間経過を示すダイアグラム

50

【図 7】 図 1 及び図 3 のブロック回路におけるトランジスタの接続を示す概略図

【図 8】 図 1 及び図 3 の回路の変圧器鉄心内のヒステリシス効果を説明するための概略図

【図 9】 実際に使用された変圧器鉄心材料の磁界の強さに関係した実際のヒステリシス曲線を示す図

【図 10】 変圧器鉄心材料内の磁気損失の温度依存性を示す概略図

【図 11】 図 1 及び図 3 の回路における標準的な一次電流経過を有する測定曲線を示す概略図

【図 12】 図 1 による回路の一次電流および二次電流の時間的経過を有する測定曲線を示す概略図

10

【図 13】 図 12 の一部を拡大して示す概略図

【図 14】 図 3 の回路の一次電流および二次電流の時間的経過を有する測定曲線を図 12 に相応して示す概略図

【図 15】 図 3 の回路の一次電流および二次電流の時間的経過を有する測定曲線を図 12 に相応して示す概略図

【符号の説明】

Q	電源
P	一次回路
C _Q	蓄積コンデンサ
T	変圧器
W 1	一次巻線
W 2	二次巻線
S	二次回路
T _Q	スイッチ
S E	制御装置
L	放電ランプ

20

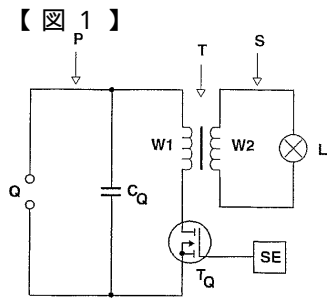


FIG. 1

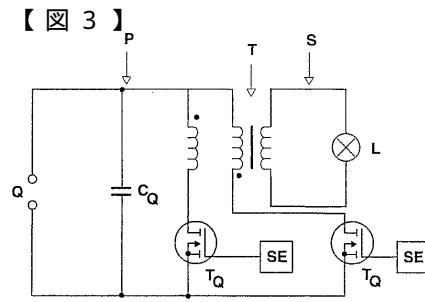


FIG. 3

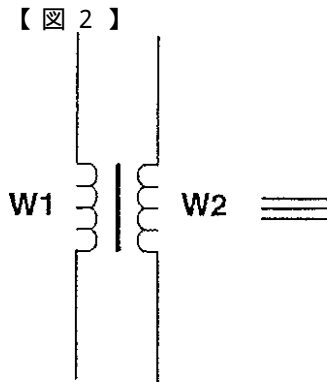


FIG. 2

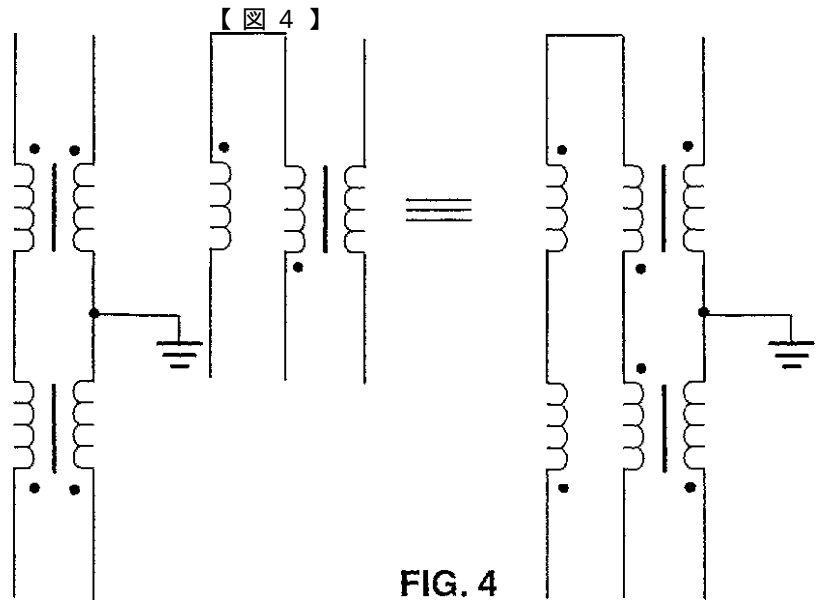


FIG. 4

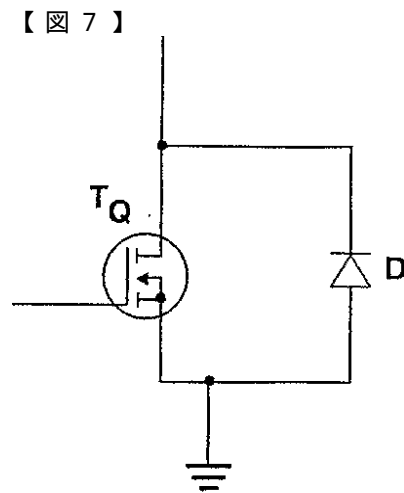
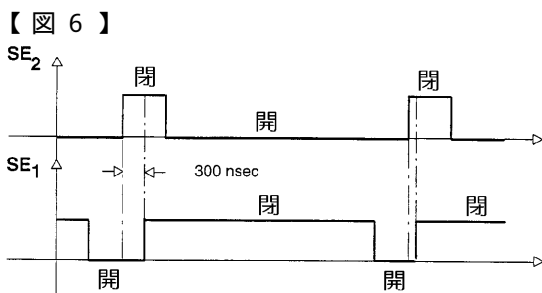
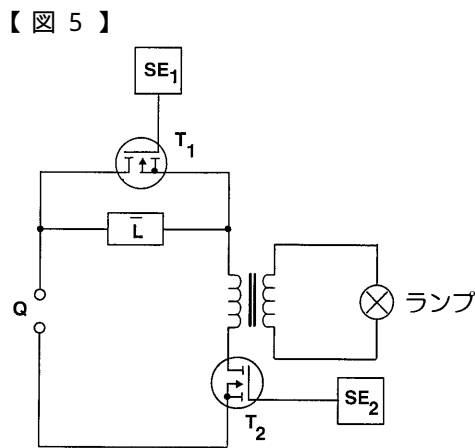


FIG. 7

【 図 8 】

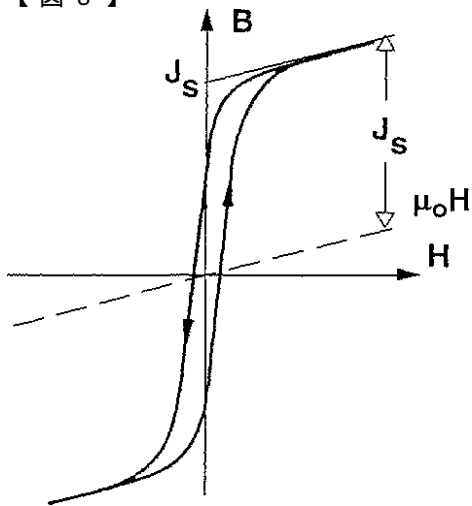


FIG. 8

【 図 9 】

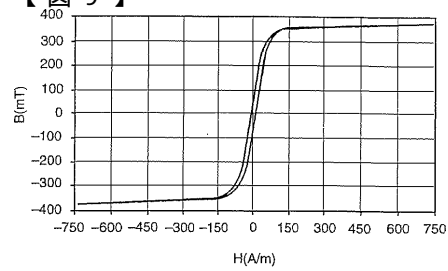


FIG. 9

【 図 10 】

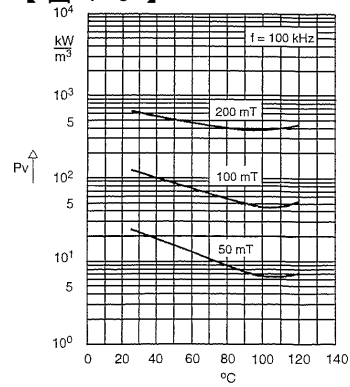
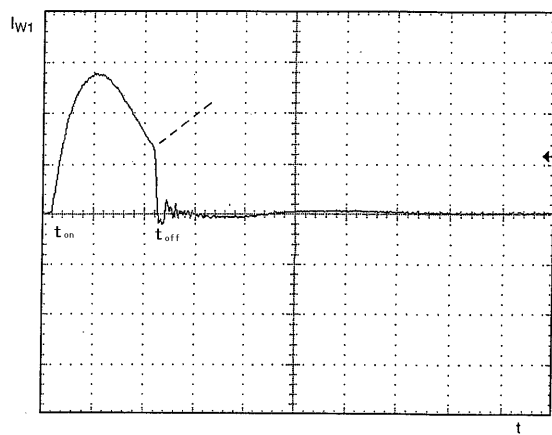
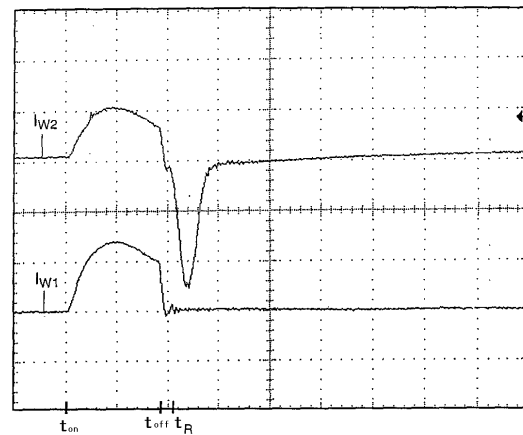


FIG. 10

【 図 11 】



【 図 13 】



【 図 12 】

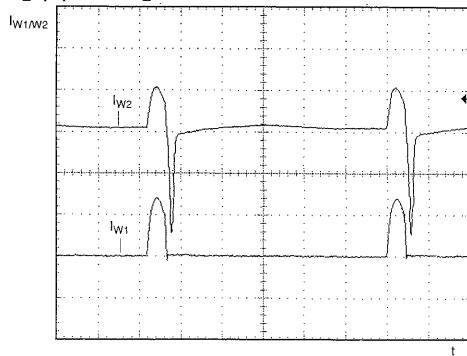


FIG. 12

【 図 14 】

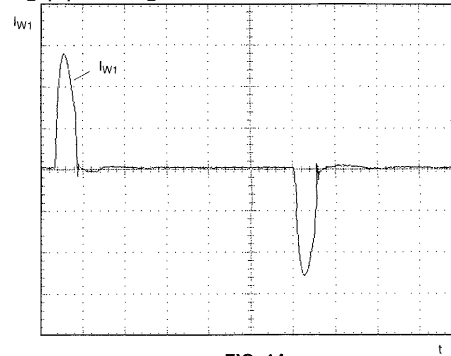


FIG. 14

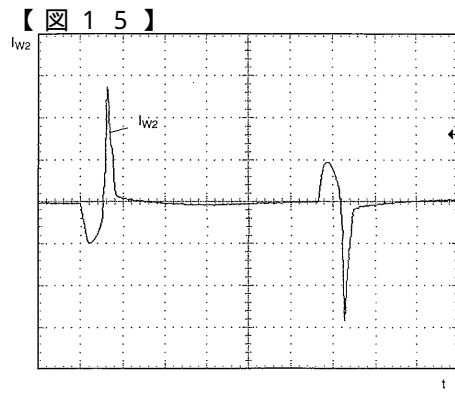


FIG. 15

フロントページの続き

(72)発明者 フォルコンマー、フランク

ドイツ連邦共和国 デー - 8 2 1 3 1 ブーヒェンドルフ ノイリーダーシュトラッセ 1 8

(72)発明者 ヒチュケ、ロタール

ドイツ連邦共和国 デー - 8 1 7 3 7 ミュンヘン テオドル - アルト - シュトラッセ 6

審査官 仁木 浩

(56)参考文献 特開2000 - 040598 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H05B 41/24

H05B 41/00

H05B 41/02