

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号

特許第7006465号

(P7006465)

(45)発行日 令和4年1月24日(2022.1.24)

(24)登録日 令和4年1月11日(2022.1.11)

(51)国際特許分類

F I

H 0 5 B 45/355(2020.01)

H 0 5 B 45/355

H 0 5 B 45/325(2020.01)

H 0 5 B 45/325

H 0 5 B 45/382(2020.01)

H 0 5 B 45/382

請求項の数 19 (全22頁)

(21)出願番号	特願2018-71704(P2018-71704)	(73)特許権者	000006013
(22)出願日	平成30年4月3日(2018.4.3)		三菱電機株式会社
(65)公開番号	特開2019-185891(P2019-185891 A)	(73)特許権者	390014546
(43)公開日	令和1年10月24日(2019.10.24)		三菱電機照明株式会社
審査請求日	令和3年3月25日(2021.3.25)		神奈川県鎌倉市大船二丁目14番40号
		(74)代理人	100082175
			弁理士 高田 守
		(74)代理人	100106150
			弁理士 高橋 英樹
		(74)代理人	100148057
			弁理士 久野 淑己
		(72)発明者	飯田 岳秋
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
			三菱電機株式会社内
			最終頁に続く

(54)【発明の名称】 点灯装置、照明器具

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

整流回路と、

高調波を抑制して力率を改善すると共に前記整流回路から出力される電力を直流電力に変換して光源に供給する直流変換回路と、

前記直流変換回路を制御する制御部と、を備え、

前記直流変換回路は、

スイッチング素子と、

前記スイッチング素子と前記整流回路との間に接続された第1コンデンサと、

前記スイッチング素子に接続された第1インダクタと、

前記スイッチング素子に接続された第2インダクタと、

前記第1インダクタと前記第2インダクタの間に接続された第2コンデンサと、を備え、

前記第1インダクタと前記第2インダクタは共通のコアに巻線され、

前記第1インダクタと前記第2インダクタの漏れインダクタンスと、前記第1コンデンサと前記第2コンデンサの共振周波数は、前記直流変換回路の駆動周波数よりも低いことを特徴とする点灯装置。

【請求項2】

前記直流変換回路はSEPICであることを特徴とする請求項1に記載の点灯装置。

【請求項3】

前記第1インダクタと前記第2インダクタは、巻線軸の方向に分離したことを特徴とする

請求項 1 又は 2 に記載の点灯装置。

【請求項 4】

前記第 1 インダクタと前記第 2 インダクタの間に設けられた仕切り板を有するボビンを備えたことを特徴とする請求項 3 に記載の点灯装置。

【請求項 5】

前記第 1 インダクタが巻き付けられた第 1 ボビンと、
前記第 2 インダクタが巻き付けられた第 2 ボビンと、を備え、
前記第 1 ボビンと前記第 2 ボビンの距離が可変となっていることを特徴とする請求項 3 に記載の点灯装置。

【請求項 6】

前記第 1 ボビンと前記第 2 ボビンを貫く支持部を有し、
前記第 1 ボビン又は前記第 2 ボビンは、前記支持部に沿って移動できるように前記支持部に取り付けられたことを特徴とする請求項 5 に記載の点灯装置。

【請求項 7】

前記第 1 ボビンと前記第 2 ボビンの間に設けられたスペーサを備えたことを特徴とする請求項 5 に記載の点灯装置。

【請求項 8】

前記第 1 ボビンと前記第 2 ボビンに嵌合することで、前記第 1 ボビンと前記第 2 ボビンの位置を固定する保持部を備えたことを特徴とする請求項 5 に記載の点灯装置。

【請求項 9】

前記コアに巻線された検出巻線を備え、
前記制御部は、前記検出巻線の検出結果に基づき、前記スイッチング素子をオンオフすることを特徴とする請求項 1 から 8 のいずれか 1 項に記載の点灯装置。

【請求項 10】

前記制御部は、前記検出巻線に接続されたゼロ電流検出部を備え、
前記ゼロ電流検出部は、前記検出巻線に接続された抵抗素子と、前記抵抗素子を介して前記検出巻線に接続されたツェナーダイオードと、を備え、
前記制御部は、前記抵抗素子と前記ツェナーダイオードの接続点における電圧に基づいて前記スイッチング素子をオンオフすることを特徴とする請求項 9 に記載の点灯装置。

【請求項 11】

前記検出巻線は、前記第 1 インダクタ又は前記第 2 インダクタに重ねて巻線されたことを特徴とする請求項 9 又は 10 に記載の点灯装置。

【請求項 12】

前記直流変換回路は、
前記第 1 インダクタに直列に接続された補助インダクタと、
前記補助インダクタと並列に接続された補助スイッチング素子と、を備え、
前記制御部は、前記整流回路の出力電圧が予め定められた閾値より大きい場合に前記補助スイッチング素子をオンさせ、前記整流回路の出力電圧が前記閾値以下の場合に前記補助スイッチング素子をオフさせることで、前記第 1 インダクタと前記第 2 インダクタの漏れインダクタンスと、前記補助インダクタと、前記第 1 コンデンサと前記第 2 コンデンサの共振周波数を、前記直流変換回路の駆動周波数よりも低くしたことを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の点灯装置。

【請求項 13】

前記第 1 インダクタと前記第 2 インダクタは前記コアに重ねて巻線されたことを特徴とする請求項 12 に記載の点灯装置。

【請求項 14】

前記補助インダクタは、前記第 1 コンデンサと第 1 インダクタの間に接続されたことを特徴とする請求項 12 又は 13 に記載の点灯装置。

【請求項 15】

前記補助インダクタは、前記コアとは別のコアに巻き付けられたことを特徴とする請求項

10

20

30

40

50

12 から 14 のいずれか 1 項に記載の点灯装置。

【請求項 16】

前記制御部は、前記点灯装置が前記光源を消灯している期間に前記補助スイッチング素子の導通状態を変化させることを特徴とする請求項 12 から 15 のいずれか 1 項に記載の点灯装置。

【請求項 17】

前記光源は LED を備えたことを特徴とする請求項 1 から 16 のいずれか 1 項に記載の点灯装置。

【請求項 18】

前記光源は有機 EL を備えたことを特徴とする請求項 1 から 16 のいずれか 1 項に記載の点灯装置。

10

【請求項 19】

請求項 1 から 18 のいずれか 1 項に記載の点灯装置を備えた照明器具。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、点灯装置と、その点灯装置を用いた照明器具に関する。

【背景技術】

【0002】

例えば発光ダイオード (LED) などの発光素子を点灯させる点灯装置は、商用交流電源を整流及び平滑して直流電圧を生成する AC - DC 変換回路部と、得られた直流電圧から LED に最適な電流を供給する DC - DC コンバータ部とを備える。AC - DC 変換回路部としては例えばコンデンサインプット型整流回路が用いられ、DC - DC コンバータ部としては例えばバックコンバータが用いられる。

20

【0003】

ただし、現在多くの照明器具においては高力率を要求されるため、コンデンサインプット型整流回路では力率が悪く、高力率の要求を満たすことができない。そこで昇圧チョッパ形の力率改善回路を AC - DC コンバータとして用いたものが現在広く採用されている。この場合、昇圧チョッパとバックコンバータの 2 つのコンバータが必要となることから、部品点数が多くなりやすく、回路基板の大型化及び高コスト化を招くおそれがある。

30

【0004】

フライバックコンバータを用いて 1 つのコンバータで力率改善と LED 電流制御を行う方法が開発されている。フライバックコンバータは、部品点数が少なく、回路基板を小型化できるメリットがある。しかしながら、フライバックトランスを介して電力変換を行うため、フライバックトランスの損失が大きく、点灯装置全体として電力変換効率が悪化するという問題がある。

【0005】

これに対し、例えば特許文献 1 には、1 つのコンバータで力率改善と LED 電流制御を行う別の方法として、SEPIC (Single Ended Primary Converter) と呼ばれる回路方式を用いた点灯装置が開示されている。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【文献】特開 2017 - 022960 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

回路方式として SEPIC を用いる場合、主回路の構成要素として 2 つのインダクタが必要である。2 つのインダクタをトランス構造にすることで 1 コア化することによって、部品点数を削減することが可能である。

50

【 0 0 0 8 】

しかしながら、SEPICに対して1コア化したトランスを使用する場合、トランスの漏れインダクタンスと、回路中のコンデンサが共振経路を形成する。この共振回路によって回路に共振電流が流れると、ノイズが増加し高周波損失の増加を招いてしまう。

【 0 0 0 9 】

これに対し、特許文献1においては逆流防止部という要素を追加することで、共振電流の発生を抑制している。具体的には、ダイオードを共振経路に追加で接続し共振電流が流れることを抑制している。

【 0 0 1 0 】

これにより、共振電流が流れることを抑制し得るものの、ダイオードを用いることで部品点数が増加してしまう。また、ダイオードの導通損失増加により効率が低下してしまう。さらにこの方法では根本的に共振電流の発生を抑制することができないため、短期間ではあるが、共振電流が発生してしまう。

【 0 0 1 1 】

本発明は、上述のような課題を解決するためになされたもので、点灯装置の電源回路において複数のインダクタを用いる場合に、共振電流を抑制できる点灯装置と照明器具を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 2 】

本願の発明に係る点灯装置は、整流回路と、高調波を抑制して力率を改善すると共に該整流回路から出力される電力を直流電力に変換して光源に供給する直流変換回路と、該直流変換回路を制御する制御部と、を備え、該直流変換回路は、スイッチング素子と、該スイッチング素子と該整流回路との間に接続された第1コンデンサと、該スイッチング素子に接続された第1インダクタと、該スイッチング素子に接続された第2インダクタと、該第1インダクタと該第2インダクタの間に接続された第2コンデンサと、を備え、該第1インダクタと該第2インダクタは共通のコアに巻線され、該第1インダクタと該第2インダクタの漏れインダクタンスと、該第1コンデンサと該第2コンデンサの共振周波数は、該直流変換回路の駆動周波数よりも低いことを特徴とする。

【 0 0 1 3 】

本発明のその他の特徴は以下に明らかにする。

【発明の効果】

【 0 0 1 4 】

本発明によれば、共振周波数を直流変換回路の駆動周波数よりも低くすることで、共振電流を抑制できる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 5 】

【図1】実施の形態1に係る照明器具の構成例を示す図である。

【図2】動作波形を示す図である。

【図3】共振電流がない場合の波形図である。

【図4】共振電流が発生した場合の波形図である。

【図5】第1コンデンサ、トランス及び第2コンデンサの等価回路図である。

【図6】図5の回路図の等価回路図である。

【図7】EEコアを用いた場合のトランスの外観図である。

【図8】図7のトランスの断面図である。

【図9】実施の形態1のトランスの外観図である。

【図10】図9のトランスの断面図である。

【図11】別のトランスの斜視図である。

【図12】図11のトランスの断面図である。

【図13】別の例に係るトランスの斜視図である。

【図14】別の例に係るトランスの斜視図である。

10

20

30

40

50

【図 1 5】実施の形態 2 に係る照明器具の構成例を示す図である。

【図 1 6】ゼロ電流検出部の構成例を示す図である。

【図 1 7】動作波形を示す図である。

【図 1 8】スイッチング特性を示す図である。

【図 1 9】実施の形態 2 に係るトランスの構成例を示す図である。

【図 2 0】実施の形態 3 に係る照明器具の構成例を示す図である。

【図 2 1】補助スイッチング素子がオフしている場合の共振回路を示す図である。

【図 2 2】実施の形態 3 に係る点灯装置の動作例を示すフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0016】

本発明の実施の形態に係る点灯装置及び照明器具について図面を参照して説明する。同じ又は対応する構成要素には同じ符号を付し、説明の繰返しを省略する場合がある。この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

【0017】

実施の形態 1 .

図 1 は、実施の形態 1 に係る照明器具 200 の構成例を示す図である。照明器具 200 は、交流電源 1 に接続され交流電源 1 から供給される電力を光源 9 に入力可能な直流電流に変換して出力する点灯装置 200A を備えている。点灯装置 200A は、高調波を抑制して力率を改善すると共に整流回路 2 から出力される電力を直流電力に変換して光源 9 に供給する直流変換回路である。

【0018】

照明器具 200 は、点灯装置 200A から供給される電力により点灯する光源 9 と、光源 9 の点灯、消灯又は調光を行うための調光信号を出力する調光器 12 とを備えている。光源 9 は複数の LED を接続した LED 群で構成することができる。当該 LED 群の一端は正極側直流母線 P に接続され、他端は負極側直流母線 N に接続される。

【0019】

点灯装置 200A は、制御部 10 の制御を受けて動作することで、整流回路 2 が整流した直流電圧を調光器 12 の信号に基づく所望の電流に変換し、光源 9 に出力する。また、点灯装置 200A は入力電流波形を正弦波状でかつ交流入力電圧と同位相となるように動作し、力率を改善する。点灯装置 200A は、フィルタコンデンサとして機能する第 1 コンデンサ 3、第 1 インダクタ 41、スイッチング素子 6、カップリングコンデンサとして機能する第 2 コンデンサ 5、第 2 インダクタ 42、ダイオード 7 及び出力平滑コンデンサ 8 を有する SEPIC と呼ばれる回路を備える。点灯装置 200A の出力には光源 9 が接続される。

【0020】

具体的には、第 1 インダクタ 41 の一端は第 1 コンデンサ 3 の一端に接続されている。第 1 コンデンサ 3 の他端は GND ラインに接続されている。スイッチング素子 6 は、ドレイン端子、ソース端子及びこれらの端子間をスイッチングするゲート端子を備えている。スイッチング素子 6 のドレイン端子は、第 1 インダクタ 41 の他端に接続されている。スイッチング素子 6 は第 1 インダクタ 41 を介して第 1 コンデンサ 3 と並列接続している。あるいは、スイッチング素子 6 と整流回路 2 との間にフィルタコンデンサとして機能する第 1 コンデンサ 3 が接続されたということもできる。

【0021】

第 2 コンデンサ 5 の一端はスイッチング素子 6 のドレイン端子に接続されている。第 2 インダクタ 42 の一端は第 2 コンデンサ 5 の他端に接続されている。第 2 インダクタ 42 の他端は GND ラインに接続されている。第 2 インダクタ 42 は、第 2 コンデンサ 5 を介してスイッチング素子 6 と並列接続されている。あるいは、第 1 インダクタ 41 と第 2 インダクタ 42 の間にカップリングコンデンサとして機能する第 2 コンデンサ 5 を接続したということができる。

【0022】

10

20

30

40

50

第１インダクタ４１と第２インダクタ４２は共通のコアに巻線することができる。ＳＥＰＩＣは第１インダクタ４１と第２インダクタ４２を別のコアに巻線し、第１インダクタ４１と第２インダクタ４２を別の部品としても構成することができるが、これらを同一のコアに巻線する構成のトランスを用いることで部品点数を削減することが可能である。

【００２３】

ダイオード７のアノードは第２インダクタ４２の一端と第２コンデンサ５の他端の間に接続されている。出力平滑コンデンサ８の一端はダイオード７のカソードに接続している。出力平滑コンデンサ８の他端は電流検出部１１に接続されている。出力平滑コンデンサ８に並列に光源９が接続される。

【００２４】

スイッチング素子６として例えばＭＯＳＦＥＴ（Metal Oxide Semiconductor-Field Effect Transistor）を用いることができる。ＭＯＳＦＥＴは、例えばシリコン系からなる半導体で構成してもよいし、炭化珪素あるいは窒化ガリウム系材料などのワイドバンドギャップ半導体で構成してもよい。

【００２５】

スイッチング素子６にワイドバンドギャップ半導体を用いることで、スイッチング素子６の通電損失を減らすことができる。また、良好な放熱性を維持しつつ、スイッチング周波数すなわち駆動周波数を高周波にすることができる。このため、点灯装置２００Ａの放熱部品を小型化あるいは削除することができるので、点灯装置２００Ａの小型化及び低コスト化に好適である。

【００２６】

上述の直流変換回路は制御部１０によって制御される。制御部１０は演算制御部１０１、駆動回路１０２及び電流検出部１０３を備える。制御部１０は点灯装置２００Ａのスイッチング素子６のオンオフを制御することで、光源９に流す電流が所定の電流値になるようにするとともに、交流電源１から入力される電流波形を正弦波状にし入力電圧と同位相にすることで力率を改善する。

【００２７】

演算制御部１０１は市販のアナログＩＣを組み合わせて構成することができる。アナログＩＣを組み合わせて演算制御部１０１を構成した場合、調光器１２から入力された信号の判定、及び後述する電流の差分値の演算を実現するため回路が複雑化し、部品点数が増加する。そのため演算制御部１０１は、マイコン、又はＣＰＵ若しくはＤＳＰなどの演算装置を用い、ソフトウェアとして実現することで部品点数を抑制できる。

【００２８】

演算制御部１０１は、調光器１２から入力された信号から光源９に出力する電流の目標値を判定し、電流検出部１０３において検出した光源９の電流と比較を行い、スイッチング素子６をオンする期間を変化させる。

【００２９】

駆動回路１０２は、演算制御部１０１から与えられた信号にもとづきスイッチング素子６を制御する。つまり、ドレイン端子、ソース端子間のオンオフ状態を制御する。

【００３０】

電流検出部１０３は、演算制御部１０１と電流検出部１１の間に接続され、電流検出部１１の出力電圧を演算制御部１０１に入力可能な電圧に変換する。例えば、抵抗器とコンデンサを有するローパスフィルタを電流検出部１０３とすることで、高周波ノイズを除去する。また、電流検出部１１の出力に過電圧が発生した場合の保護機能としてツェナーダイオードによる電圧クランプ回路を用いた構成としてもよい。

【００３１】

電流検出部１１は光源９に流れる電流を検出し、電流検出部１０３に検出結果を送信する。電流検出部１１としてシャント抵抗を用いることができる。また、ＣＴ（Current Transformer）を用いることもできる。ただし、光源９としてＬＥＤを用いる場合は直流電流を検出する必要があるため、ＣＴを用いる場合にはホール素子を備える直流電流を測定

10

20

30

40

50

可能なＣＴが必要である。

【 0 0 3 2 】

次に、本実施の形態１に係る点灯装置２００Ａの動作について説明する。まず、点灯装置２００Ａに交流電源１が接続されると、整流回路２は交流電圧を整流し直流電圧を生成する。第１コンデンサ３はスイッチング素子６のオンオフ動作によるスイッチングリプルを除去する目的で設けられたものである。第１コンデンサ３は整流された電圧の交流電源１の周波数の２倍の周波数成分で脈動する電圧を平滑するためのものではない。整流された電圧の交流電源１の周波数の２倍の周波数成分を平滑する場合、第１コンデンサ３の容量を比較的大きくする必要がある。この場合、コンデンサインプット型の構成になり力率の悪化を招いてしまう。

10

【 0 0 3 3 】

整流回路２は、４つのダイオードを組み合わせたダイオードブリッジで構成することができる。なお、整流回路２の構成はこれに限定されるものではなく、例えば、単方向導通素子であるＭＯＳＦＥＴを組み合わせて構成してもよい。

【 0 0 3 4 】

スイッチング素子６がオンすると交流電源１は第１インダクタ４１を介して短絡されるため、電源側から第１インダクタ４１、スイッチング素子６の順で電流が流れ、第１インダクタ４１にエネルギーが蓄えられる。このとき、第１インダクタ４１の電流は増加していく。また、同時に第２コンデンサ５に充電された電圧が第２インダクタ４２に印加されるため、第２コンデンサ５、スイッチング素子６、第２インダクタ４２の順に電流が流れ、第２コンデンサ５のエネルギーが第２インダクタ４２に蓄えられる。このとき、第２インダクタ４２の電流が増加していく。

20

【 0 0 3 5 】

次にスイッチング素子６をオフすると、第１インダクタ４１に蓄えられたエネルギーが放出され、第１インダクタ４１、第２コンデンサ５、ダイオード７、出力平滑コンデンサ８、第１コンデンサ３の順に電流が流れ、第２コンデンサ５と出力平滑コンデンサ８を充電する。また、同時に第２インダクタ４２に蓄えられたエネルギーが放出され、第２インダクタ４２、ダイオード７、出力平滑コンデンサ８の順に電流が流れ、出力平滑コンデンサ８を充電する。このように負荷側にエネルギーを伝達して、最終的に出力平滑コンデンサ８から光源９に平滑された直流電流が供給されて光源９が発光する。

30

【 0 0 3 6 】

図２は、動作波形を示す図である。図２を参照して制御部１０の動作について説明する。なお、図２においては説明の便宜上、スイッチング素子６をオンする繰り返し周波数、すなわちスイッチング周波数 F_{sw} を実際の周波数よりも低く記載している。

【 0 0 3 7 】

スイッチング素子６がオンすると第１インダクタ４１及び第２インダクタ４２の電流が増加する。図２にはスイッチング素子６のゲート電圧オンの期間が示されている。演算制御部１０１が演算により決定する所定のオン時間が経過すると、スイッチング素子６をオフする。そうすると、第１インダクタ４１と第２インダクタ４２の電流は減少し、０Ａまで低下する。図２にはスイッチング素子６のゲート電圧オフの期間が示されている。

40

【 0 0 3 8 】

演算制御部１０１は、スイッチング素子６をオフした後、予め定めるスイッチング周波数 F_{sw} で再びスイッチング素子６をオンし、スイッチング動作を開始する。このとき、スイッチング素子６がオンしてから再びオンするまでの周波数は予め定められた周波数であるが、その周波数を入力電圧又は出力電流の大きさによって変更する構成としてもよい。

【 0 0 3 9 】

ここで、力率改善動作及び定電流制御について説明する。本実施の形態では、演算制御部１０１によるフィードバック制御の応答を遅くすることにより、交流電源１の半周期間においてスイッチング素子６をオンする期間であるオン時間はほぼ一定となる。第１インダクタ４１に流れる電流のピーク値はオン時間と入力電圧の大きさに比例するため、オン時

50

間がほぼ一定であることから、第1インダクタ4 1に流れる電流のピーク値の包絡線は交流電源と同じ包絡線を描く。そして、第1インダクタ4 1に流れる電流を第1コンデンサ3によりスイッチングリプルを取り除き平均化することで交流電源1から流れ込む入力電流をほぼ正弦波状にでき、力率を改善することができる。

【0040】

図1には図示しないが、必要に応じて交流電源1と整流回路2の間にフィルタ回路を追加することで、スイッチングリプルを取り除く効果を高め、入力電流を正弦波に近づけることができる。このとき、第2コンデンサ5には整流回路2による全波整流電圧とほぼ同等の電圧が充電されるため、第2インダクタ4 2に流れる電流のピーク値も電源電圧に同期したほぼ正弦波状の波形となる。

10

【0041】

LEDの順方向電圧は一般的に定電圧に近い特性を示すため、光源9としてLEDを用いる場合、LEDを所定の明るさで安定的に点灯させるためには点灯装置200Aの出力電流が一定となるように定電流フィードバック制御にて点灯装置200Aを動作させる必要がある。本実施の形態においては、電流検出部11で光源9の電流を検出し、目標値との差分からフィードバック処理を行い、スイッチング素子6のオンオフを制御する。これにより力率改善と定電流制御を1つのスイッチング素子で両立することができる。

【0042】

図1に示すとおり、制御部10には調光器12が接続されている。演算制御部101は調光器12から出力される調光信号の種類に対応した出力電流目標値を決定し、電流検出部103における電流検出値との差分を得る。電流検出部11で検出した電流検出値が出力電流目標値より大きい場合、スイッチング素子6をオンする期間を短くする。これによって、負荷側に伝達するエネルギーが減少するので出力電流を減少させることができる。逆に、電流検出部11で検出した電流検出値が出力電流目標値より小さい場合、スイッチング素子6をオンする期間を長くする。これによって、負荷側に伝達するエネルギーが増加するので出力電流を増加させることができる。

20

【0043】

このようにスイッチング素子6のオン時間を調整することにより特定の出力を得る制御方法は、スイッチング周期に対するオン時間の割合をデューティと呼ぶことから、デューティ制御と呼ばれる。

30

【0044】

本実施の形態では、電流検出部11により光源9に流れる電流の大きさを検出し、フィードバック制御することにより定電流制御を達成している。力率改善制御と定電流制御を両立するため、定電流制御のフィードバック応答速度は十分遅くする必要がある。すなわち、応答速度が速いとオン時間の時間変化が大きくなり、交流電圧の位相に沿ったピーク電流制御ができなくなり力率改善が行えない可能性がある。そこで、フィードバック制御の応答速度は交流入力周波数の2倍以下とすることが望ましい。すなわち、電源電圧の周波数が50Hzである場合は、フィードバック制御の応答速度を100Hz以下とすることができる。

【0045】

図3は、スイッチング素子の3周期分の繰り返し波形を示す波形図である。図3を参照して、第1インダクタ4 1と第2インダクタ4 2の動作波形についてより詳細に説明する。スイッチング素子6のスイッチング周波数は、音鳴りの発生を防止するために、人間の可聴域よりも高い周波数とすることができる。例えばスイッチング素子6のスイッチング周波数は20kHz以上である。交流電源1の商用周波数が50Hzの場合、全波整流した際の脈動周波数は100Hzであるため、スイッチング素子6の波形数周期の期間においてはほぼ同一のピーク電流である同一波形が現れる。

40

【0046】

SEPICの基本動作において、スイッチング素子6をオンしている期間においては第1インダクタ4 1と第2インダクタ4 2の電流は直線状に増加する。一方、スイッチング素

50

子 6 をオフしている期間においては、第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 の電流は 0 A に低下するまで直線状に減少する。このように、スイッチングの 1 周期の間にコイル電流が 0 A まで低下する動作を電流不連続モード制御と呼ぶ。

【 0 0 4 7 】

しかしながら、第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 として、共通のコアに巻線したトランスを用いる場合には、共振電流が発生し、第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 の電流の傾きが直線状にならない場合がある。

【 0 0 4 8 】

図 4 は、第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 に共振電流が発生した場合の波形を示す図である。共振電流により第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 の電流の傾きが直線状になっていない。共振電流が発生すると、高周波ノイズが増加してしまう可能性がある。また、高周波電流による第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 の高周波抵抗損失が増加し、磁性体コアにおける鉄損も増加するため、トランスの発熱増加及び点灯装置 2 0 0 A の効率低下が発生してしまう。

【 0 0 4 9 】

図 5 は第 1 コンデンサ 3、トランス 4 及び第 2 コンデンサ 5 の等価回路である。図 5 を参照して共振電流が発生する原理について説明する。トランス 4 は、第 1 インダクタ 4 1 の漏れインダクタンスを表す第 1 漏れインダクタ 4 1 a、第 2 インダクタ 4 2 の漏れインダクタンスを表す第 2 漏れインダクタ 4 2 a、励磁インダクタンスを表すインダクタ 4 3、及び巻数比が $n : 1$ の理想トランス 4 4 による等価回路で表現している。

【 0 0 5 0 】

図 6 は、図 5 において、第 2 漏れインダクタ 4 2 a と第 2 コンデンサ 5 を 1 次側に置換した等価回路である。第 2 漏れインダクタ 4 2 a は巻数比 n の 2 乗を乗算した等価第 2 漏れインダクタ 4 2 a'、第 2 コンデンサ 5 は巻数比 n の 2 乗で除算した等価第 2 コンデンサ 5' として、1 次側に置換されている。

【 0 0 5 1 】

共振電流は図 6 に矢印で示す経路で流れる。具体的には、第 1 コンデンサ 3、第 1 漏れインダクタ 4 1 a、等価第 2 漏れインダクタ 4 2 a'、等価第 2 コンデンサ 5' を通る直列共振経路において共振電流が発生する。そのため、第 1 漏れインダクタ 4 1 a のインダクタンスを L_{41a} 、第 2 漏れインダクタ 4 2 a のインダクタンスを L_{42a} 、第 1 コンデンサ 3 の容量を C_3 、第 2 コンデンサ 5 の容量を C_5 とした場合、直列共振回路であるから、共振周波数 F_{re} は理論的に以下の式で得ることができる。

$$F_{re} = 1 / 2 \pi \sqrt{(L_{41a} + n^2 L_{42a}) (C_3 \times C_5 / (n^2 C_3 + C_5))}$$

【 0 0 5 2 】

図 7 は、E E コアを用いた場合の一般的なトランスの外観図である。磁性体コア 4 5 は E E コア、あるいは E E R コアと呼ばれる形状のコアである。磁性体コア 4 5 の材料として高周波用途ではフェライトなどの材料を用いることができる。また、ボビン 4 6 は巻線、とコアを保持するために使用される。

【 0 0 5 3 】

図 8 は、図 7 に示すトランスの磁性体コア 4 5、第 1 インダクタ 4 1 及び第 2 インダクタ 4 2 の巻線構造を示す断面構造図である。一般的なトランスでは、第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 の結合を高めるため、第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 を重ねて巻きつける。この場合、第 1 漏れインダクタ 4 1 a と第 2 漏れインダクタ 4 2 a は比較的小さくなる。例えば、E E R - 28 サイズのコアを使用した 1 辺 30 mm 程度のトランスの場合、第 1 インダクタ 4 1 のインダクタンスは 2 mH であるのに対して、第 1 漏れインダクタ 4 1 a のインダクタンスは 0.03 mH 程度である。ここで、磁性体コア 4 5 に設けられたギャップは、コアの飽和を防止するとともに第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 のインダクタンスを決める。

【 0 0 5 4 】

一方、照明用の点灯装置においては、第 1 コンデンサ 3 と第 2 コンデンサ 5 の容量を大き

10

20

30

40

50

くし過ぎてしまうと力率の低下を招く。そこで、第1コンデンサ3と第2コンデンサ5の容量を $0.1 \sim 0.3 \mu\text{F}$ 程度の大きさとする。この場合、共振周波数 F_{re} は 50kHz を超え、スイッチング周波数 F_{sw} よりも高周波となってしまうことから、図4に示すような共振電流が発生してしまう。

【0055】

図9は、SEPICを採用する実施の形態1のトランス構造の外観図である。このトランス構造は、共振電流を抑制可能なものである。磁性体コア45は前述と同形状のEEコア、あるいはEERコアとすることができる。ボビン46に第1インダクタ41と第2インダクタ42が巻きつけられ、これらの巻線の表面は絶縁シートでカバーしている。ボビン46は仕切り板46Aを有している。この仕切り板46Aが第1インダクタ41と第2インダクタ42の間に位置している。

10

【0056】

図10は、図9に示すトランスの磁性体コア45、第1インダクタ41、第2インダクタ42の巻線構造の断面図である。一点鎖線でボビン46の形状も示されている。図10に示すトランスは、第1インダクタ41と第2インダクタ42を重ねることなく、それぞれ分離してコアに巻線したことで、第1漏れインダクタ41aと第2漏れインダクタ42aのインダクタンスを比較的大きくしている。ボビン46は、第1インダクタ41と第2インダクタ42の間に設けられた仕切り板46Aを有している。例えば、EER-28サイズのコアを使用した1辺 30mm 程度のトランスの場合、第1インダクタ41のインダクタンス 2mH に対して、第1漏れインダクタ41aのインダクタンスは 0.7mH 程度の大きさである。

20

【0057】

この場合、共振周波数 F_{re} は 19kHz 未満になる。そのため、第1コンデンサ3と第2コンデンサ5の容量が $0.1 \sim 0.3 \mu\text{F}$ 程度の値であれば、通常は 20kHz 以上であるスイッチング周波数 F_{sw} よりも共振周波数を低くすることができる。こうして、図3に例示した共振電流を生じない又は抑制した動作を実現でき、共振電流による高周波ノイズ増加、高周波電流による巻線損失増加、及び磁性体コアにおける鉄損増加を抑制することができる。

【0058】

より具体的には、漏れインダクタンスの大きさの合計、すなわち $L_{41a} + n^2 L_{42a}$ の大きさを 1.27mH 以上にすることで、共振周波数を 20kHz 未満にできる。

30

【0059】

上述とは異なるトランス4の構造を採用してもよい。図11は、別のトランス構造の斜視図である。図11のトランス4は、第1インダクタ41と第2インダクタ42は共通のコア45に、重ねることなく分離して巻線されている。第1ボビン46aと第2ボビン46bは支持部47a、47bによって貫かれている。第1ボビン46aと第2ボビン46bの少なくとも一方は、支持部47a、47bに沿って移動できるように支持部47a、47bに取り付けられている。図11の構成では、第2ボビン46bが支持部47a、47bに沿って移動可能である。

【0060】

図12は、図11のボビンとインダクタの断面図である。第1インダクタ41は第1ボビン46aを介してコア45に巻線され、第2インダクタ42は第2ボビン46bを介してコア45に巻線されている。第1ボビン46aと第2ボビン46bの間隔 y_1 を変化させることで、第1インダクタ41と第2インダクタ42の距離を変化させることができる。例えば、第2ボビン46bを支持部47a、47bに沿って上下に移動させることで、第1インダクタ41と第2インダクタ42のトランス結合の高さを変化させ、漏れインダクタンスの大きさを調整することができる。

40

【0061】

これによって、点灯装置200Aの部品実装後において、動作波形を直接確認しつつ、漏れインダクタンスの大きさを調整し共振電流が生じない第1漏れインダクタ41aと第2

50

漏れインダクタ 4 2 a を得ることができる。

【 0 0 6 2 】

図 1 3 は、別の変形例に係るトランスの斜視図である。図 1 3 のトランスは、第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 を同一コアの異なる部分に巻線した点で図 1 1、1 2 のトランスと同じであるが、第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 の間隔をスペーサ 4 8 a、4 8 b により決定及び保持する点で図 1 1、1 2 のトランスと異なる。スペーサ 4 8 a、4 8 b を第 1 ボビン 4 6 a と第 2 ボビン 4 6 b の間に設けることで、両者の間隔を固定することができる。異なる厚さのスペーサを複数用意しておき、スペーサを選択することで、第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 の間隔を調整できる。言い換えれば、スペーサの厚みを変化させることで、漏れインダクタンスの大きさを変化させることができる。

10

【 0 0 6 3 】

図 1 4 は、別の変形例に係るトランスの斜視図である。図 1 4 のトランスは、例えば図 1 1 のトランスと基本的に同じであるが、支持部を用いず保持具 4 9 a、4 9 b を用いる点で図 1 1 のトランスと相違する。保持具 4 9 a、4 9 b は溝を有する板材である。保持具 4 9 a、4 9 b の溝に第 1 ボビン 4 6 a と第 2 ボビン 4 6 b の一部を入れることで、保持具 4 9 a、4 9 b を第 1 ボビン 4 6 a と第 2 ボビン 4 6 b に嵌合させる。これにより、第 1 ボビン 4 6 a と第 2 ボビン 4 6 b の位置を固定する。溝の間隔が異なる複数の保持具 4 9 a、4 9 b を用意しておき、保持具を選択することで、第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 の間隔を調整できる。

20

【 0 0 6 4 】

図 9 - 1 4 のトランスは、第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 が巻線軸の方向に分離した点で共通する。この分離により、漏れインダクタンスを大きくすることができる。第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 を巻線軸の方向に分離させる別のトランスを採用してもよい。また、図 1 1 - 1 4 では、第 1 インダクタ 4 1 が巻き付けられた第 1 ボビン 4 6 a と、第 2 インダクタ 4 2 が巻き付けられた第 2 ボビン 4 6 b との距離が可変となっている構成の例を説明した。当該距離を調整することができる、別の形態を採用してもよい。

【 0 0 6 5 】

上述の様々な形態によって、第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 の漏れインダクタンスと、第 1 コンデンサ 3 と第 2 コンデンサ 5 の共振周波数を、直流変換回路の駆動周波数よりも低いものとするすることで、共振電流を抑制することができる。

30

【 0 0 6 6 】

以上のように、本実施の形態の点灯装置 2 0 0 A は、直流変換回路として S E P I C を用いた場合において、第 1 インダクタ 4 1 のピーク電流を正弦波状として、かつ負荷電流が所望の電流値となるようにスイッチング素子 6 を制御するので、力率改善制御と定電流制御を 1 つコンバータで実現できる。したがって、力率改善回路と電流制御回路の 2 コンバータ構成の場合と比べて部品点数を削減しつつ高力率及び高効率な制御ができる。また、一般的な S E P I C に対して、共通化したコアを用いたトランスで漏れインダクタンスが大きいトランス構造にすることで、共振電流の発生を抑制し、部品点数を削減し、回路を小型化し、コストを下げるることができる。

40

【 0 0 6 7 】

実施の形態 1 では直流変換回路として S E P I C を用いたが、S E P I C の他にも、Z e t a コンバータの回路構成であっても同様の効果が得られる。実施の形態 1 では L E D を備える光源 9 としたが、光源 9 は調光可能なものであれば L E D に限定されない。例えば有機 E L (Electro Luminescence) を備えた光源を用いてもよい。

【 0 0 6 8 】

実施の形態 2 .

図 1 5 は、実施の形態 2 に係る点灯装置 3 0 0 A 及び照明器具 3 0 0 を示す回路図である。実施の形態 2 では、図 1 の点灯装置 2 0 0 A 及び照明器具 2 0 0 と同一又は対応する構

50

成を有する部分には、同一の符号を付してその説明を省略する。

【0069】

図15に示される実施の形態2に係る点灯装置300Aは検出巻線40を備えている。トランス4'は、第1インダクタ41、第2インダクタ42及び検出巻線40を備えている。検出巻線40はゼロ電流検出に用いられる。検出巻線40は、第1インダクタ41及び第2インダクタ42と同一のコアに巻線されており、これらと磁氣的に結合している。検出巻線40の一端はゼロ電流検出部104に接続され、他端はGNDラインに接続される。ゼロ電流検出部104は制御部10の一部として提供することができる。

【0070】

図16は、ゼロ電流検出部104の構成例を示す図である。ゼロ電流検出部104は、検出巻線40に接続された抵抗素子104aと、抵抗素子104aを介して検出巻線40に接続されたツェナーダイオード104bとを備えている。ツェナーダイオード104bのカソードは、抵抗素子104a及び演算制御部101に接続される。つまり、ツェナーダイオード104bのカソードは抵抗素子104aを介して検出巻線40の一端に接続される。ツェナーダイオード104bのアノードはGNDラインにおいて検出巻線40の他端と接続される。

10

【0071】

検出巻線40の両端には、点灯装置300Aの出力電圧、整流回路2の出力電圧、及び第1インダクタ41と第2インダクタ42との巻き数比に応じた交流電圧が出力される。ゼロ電流検出部104はツェナーダイオード104bによって電圧をクランプするため、演算制御部101にはツェナー電圧で決まる正電圧又は順方向電圧で決まる負電圧が入力される。

20

【0072】

図17は、点灯装置300Aの動作を示す波形図である。図17においては、説明の便宜上、スイッチング素子6をオンする繰り返し周波数、すなわちスイッチング周波数 F_{sw} を実際の周波数よりも低く記載している。

【0073】

スイッチング素子6がオンすると第1インダクタ41及び第2インダクタ42の電流が増加する。図17にはスイッチング素子6のゲート電圧のオン期間が示されている。所定のオン時間が経過し、スイッチング素子6がオフすると第1インダクタ41及び第2インダクタ42の電流は減少し0Aとなる。図17にはスイッチング素子6のゲート電圧のオフ期間が示されている。

30

【0074】

スイッチング素子6がオンしている期間には、ゼロ電流検出部104の出力電圧として、ツェナーダイオード104bの順方向電圧で決まる負電圧が出力される。一方、スイッチング素子6がオフしている期間には、ツェナー電圧で決まる正電圧が出力される。スイッチング素子6がオフしている期間において、第1インダクタ41と第2インダクタ42の電流が0Aまで低下すると、ゼロ電流検出部104の出力電圧が立ち下がる。演算制御部101はゼロ電流検出部104の出力電圧の立ち下がりを検出し、スイッチング素子6のゲートをオンさせ、再びスイッチング動作を開始する。このように、制御部10は、検出巻線40の検出結果のに基づき、スイッチング素子6をオンオフする。より具体的には、制御部10は、抵抗素子104aとツェナーダイオード104bの接続点における電圧に基づいてスイッチング素子6をオンオフする。

40

【0075】

ここで、力率改善動作及び定電流制御について説明する。本実施の形態では、制御部10によるフィードバック制御の応答を遅くすることにより、交流電源1の半周期間において、オン時間がほぼ一定の値となる。第1インダクタ41に流れる電流のピーク値は、オン時間と入力電圧の大きさに比例するため、オン時間がほぼ一定であることから、第1インダクタ41に流れる電流のピーク値の包絡線は交流電源と同じ包絡線を描く。このとき、スイッチング素子6がオフしている期間において、第1インダクタ41に流れる電流が0

50

Aまで低下すると、ただちに次のスイッチング動作を開始する。そのため、第1インダクタ41に流れる電流はピーク値の包絡線が交流電源と同じ包絡線を描く三角波となる。これにより、第1インダクタ41に流れる電流を第1コンデンサ3によりスイッチングリップルを取り除き平均化することで交流電源から流れ込む入力電流を正弦波状にでき、力率を改善することができる。図15には図示しないが、必要に応じて整流回路2と交流電源1の間にフィルタ回路を追加することで、スイッチングリップルを取り除く効果を高め正弦波に近づけることができる。また、このとき、第2コンデンサ5には、整流回路2による全波整流電圧とほぼ同等の電圧が充電されるため、第2インダクタ42に流れる電流のピーク値も電源電圧に同期したほぼ正弦波状の波形となる。

【0076】

第1インダクタ41に流れる電流が0Aまで低下するとただちに次のスイッチング動作を開始させる制御方法は、電流臨界モード制御と呼ばれている。電流臨界モードを採用することで、実施の形態1に示すデューティ制御よりも高い力率改善効果が得られる。また、電流臨界モード制御における特徴として、入力電圧、出力電圧、及び光源9に出力する電流値によって、スイッチング周波数が変化する。

【0077】

図18は、電流臨界モード制御によりスイッチング素子6を制御する場合の点灯装置300Aのスイッチング特性図である。図18の上段の図は、異なる2つの入力電圧について、スイッチング周波数と出力電流の関係を示す。この図から明らかなように、出力電流が大きいほど、また、入力電圧が低いほどスイッチング周波数が低下する。

【0078】

図18の下段の図は、スイッチング周波数と出力電圧の関係を示す。この図から明らかなように、出力電圧が低いほどスイッチング周波数が低下する。すなわち、入力電圧が低く、出力電圧が低く、出力電流が大きいほど、スイッチング周波数 F_{sw} が低くなる。

【0079】

図19は実施の形態2に係るトランス4'の構成例を示す図である。図19は、磁性体コア45、第1インダクタ41、第2インダクタ42及び検出巻線40の巻線構造に着目した断面図である。第1インダクタ41、第2インダクタ42及び検出巻線40は1つのコア45に巻線されている。一般的なトランスのように、結合を高め、漏れインダクタンスが比較的小さい構造である場合、共振周波数 F_{re} がスイッチング周波数 F_{sw} よりも高周波になってしまうと、共振電流が発生し高周波ノイズが増加してしまう可能性がある。また、高周波電流による巻線損失が増加し、磁性体コアにおける鉄損が増加してしまうため、第1インダクタ41と第2インダクタ42を重ねることなく分離してコア45に巻線した。これにより、第1漏れインダクタ41aと第2漏れインダクタ42aのインダクタンスを比較的大きくしている。検出巻線40は、共振電流の発生に寄与しないため、第1インダクタ41又は第2インダクタ42に重ねて巻線することができる。

【0080】

以上のように、本実施の形態の点灯装置300Aは、SEPICにおいて電流臨界モードにより制御を行うことで、実施の形態1に示す点灯装置200Aより高い力率を実現するとともに、負荷電流が所望の電流値となるようにスイッチング素子を制御する。よって、力率改善制御と定電流制御を1つのコンバータで実現でき、高力率かつ高効率な制御ができる。また、一般的なSEPICに対して、共通化したコアを用いたトランスを適用し、なおかつ、漏れインダクタンスが大きいトランス構造にすることで共振電流の発生を抑制し、部品点数削減、回路小型化、低コスト化を達成することができる。

【0081】

実施の形態2の構成は、実施の形態1の構成と組み合わせて実施することもできる。また、実施の形態2の構成について、少なくとも実施の形態1で記載した変形が可能である。例えば、実施の形態2ではLEDを備える光源9としたが、光源9は調光可能なものであればLEDに限定されず、例えば有機EL(Electro Luminescence)を備えた光源を用いてもよい。

10

20

30

40

50

【 0 0 8 2 】

実施の形態 3 .

図 2 0 は、実施の形態 3 に係る点灯装置 4 0 0 A 及び照明器具 4 0 0 を示す回路図である。実施の形態 3 では、図 1 の照明器具 2 0 0 又は図 1 5 の照明器具 3 0 0 の部分と同一又は対応する部分には、同一の符号を付してその説明を省略する。

【 0 0 8 3 】

直流変換回路である点灯装置 4 0 0 A は、補助インダクタ 1 3 と、補助スイッチング素子 1 4 と、切替制御部 1 0 5 と、電圧検出部 1 0 6 を備えている。補助インダクタ 1 3 は第 1 インダクタ 4 1 に直列に接続されている。

【 0 0 8 4 】

補助スイッチング素子 1 4 は補助インダクタ 1 3 と並列に接続されている。補助スイッチング素子 1 4 は、整流回路 2 と第 1 インダクタ 4 1 の間に接続され、オンオフ動作により電流経路を切り替える。補助スイッチング素子 1 4 として、例えばトランジスタ又は M O S F E T などを用いることができる。

【 0 0 8 5 】

切替制御部 1 0 5 は補助スイッチング素子 1 4 のオンオフを切り替える部分である。具体的には、切替制御部 1 0 5 は、演算制御部 1 0 1 の判定結果に基づき、補助スイッチング素子 1 4 を駆動しオンオフ状態を切り替える制御を行う。

【 0 0 8 6 】

電圧検出部 1 0 6 は整流回路 2 の出力に接続され、整流回路 2 の出力電圧を演算制御部 1 0 1 に入力可能な電圧に降圧する。電圧検出部 1 0 6 として、例えば抵抗により分圧する構成を採用することができる。

【 0 0 8 7 】

トランス 4 ' は第 1 インダクタ 4 1、第 2 インダクタ 4 2 及び検出巻線 4 0 を備えている。そして、制御部 1 0 は検出巻線 4 0 に接続されたゼロ電流検出部 1 0 4 を備えている。トランス 4 ' の巻線構造として、実施の形態 1 及び実施の形態 2 と同様に、第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 を重ねることなく、これらを分離してコアに巻線することができる。これにより、第 1 漏れインダクタ 4 1 a と第 2 漏れインダクタ 4 2 a のインダクタンスを比較的大きくすることで、共振周波数 F_{re} をスイッチング周波数 F_{sw} よりも低周波にし、共振電流を生じない又は抑制した動作を実現できる。よって、共振電流による高周波ノイズ増加、高周波電流による巻線損失増加、及び磁性体コアにおける鉄損増加を抑制することが可能である。

【 0 0 8 8 】

しかしながら、第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 を重ねて巻線する構造に比べると、第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 を分離して巻線することで、ボビン形状が大きくなり、トランス 4 ' が大型化する可能性がある。

【 0 0 8 9 】

図 2 0 に示す実施の形態 3 の点灯装置はこの点を考慮した構成であり、トランス 4 ' の巻線構造として、第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 をコアに重ねて巻線した構造とすることができる。例えば、図 7、8 に示す構成を採用することで、第 1 インダクタ 4 1 と第 2 インダクタ 4 2 をコアに重ねて巻線する。この場合、第 1 漏れインダクタ 4 1 a と第 2 漏れインダクタ 4 2 a のインダクタンスが比較的小さくなるが、それでも共振周波数 F_{re} をスイッチング周波数 F_{sw} よりも低周波にし、共振電流を生じない動作を実現でき、共振電流による高周波ノイズ増加、高周波電流による巻線損失増加、及び磁性体コアにおける鉄損増加を抑制する。

【 0 0 9 0 】

図 2 1 は、実施の形態 3 において、補助スイッチング素子 1 4 がオフしている場合の第 1 コンデンサ 3、トランス 4 '、第 2 コンデンサ 5、補助インダクタ 1 3 の等価回路である。トランス 4 ' は、第 1 インダクタ 4 1 の漏れインダクタンスである第 1 漏れインダクタ 4 1 a、第 2 インダクタ 4 2 の漏れインダクタンスである第 2 漏れインダクタ 4 2 a、励磁イ

10

20

30

40

50

ンダクタンス 43、及び巻数比が $n : 1$ の理想トランス 44 による等価回路で表現している。図 6 と同様に、第 2 漏れインダクタ 42a と第 2 コンデンサ 5 は 1 次側に置換している。

【0091】

共振電流は図 21 に矢印で示す経路で流れる。具体的には、第 1 コンデンサ 3、補助インダクタ 13、第 1 漏れインダクタ 41a、等価第 2 漏れインダクタ 42a'、等価第 2 コンデンサ 5' を通る直列共振経路において共振電流が発生する。そのため、第 1 漏れインダクタ 41 のインダクタンスを L_{41a} 、第 2 漏れインダクタ 42 のインダクタンスを L_{42a} 、補助インダクタ 13 のインダクタンスを L_{13} 、第 1 コンデンサ 3 の容量を C_3 、第 2 コンデンサ 5 の容量を C_5 とした場合、直列共振回路であるから、共振周波数 F_{re} は、以下のとおり理論的に得ることができる。

10

$$F_{re} = 1 / 2 \pi \sqrt{(L_{41a} + n^2 L_{42a} + L_{13}) (C_3 \times C_5 / (n^2 C_3 + C_5))}$$

【0092】

補助インダクタ 13 を設けることで、トランス 4' の第 1 漏れインダクタ 41a と等価第 2 漏れインダクタ 42a' のインダクタンスが小さい場合においても、共振周波数 F_{re} を低周波化させることができる。つまり、共振周波数 F_{re} をスイッチング周波数 F_{sw} よりも低周波にして、共振電流の発生を抑制し、高周波ノイズ増加、高周波電流による巻線損失増加、磁性体コアの鉄損増加を抑制することが可能である。

【0093】

20

スイッチング周波数 F_{sw} を人間の可聴域以上である 20 kHz よりも大きくした場合を考える。この場合、第 1 コンデンサ 3 と第 2 コンデンサ 5 の容量が 0.1 ~ 0.3 μF 程度の値であれば、補助インダクタ 13 のインダクタンス L_{13} の大きさを 1.27 mH 以上にすることで、共振周波数を 20 kHz 未満にできる。こうして、共振電流の発生を抑制することができる。一方、補助スイッチング素子 14 がオンしている場合は、図 6 と同等の直列共振経路を形成する。

【0094】

電流臨界モードにより点灯装置 400A を制御する場合、交流電源 1 の入力電圧によってスイッチング周波数 F_{sw} が変化する。そのため、入力電圧が高く、スイッチング周波数 F_{sw} が、補助スイッチング素子 14 オン時の共振周波数 F_{re} よりも高い場合は、補助スイッチング素子 14 をオンする。そうすると、補助インダクタ 13 に電流が流れず、補助インダクタ 13 の巻線で発生する損失を抑制できる。

30

【0095】

図 22 は、実施の形態 3 に係る点灯装置の動作例を示すフローチャートである。図 22 を参照しつつ、補助スイッチング素子 14 のオンオフ動作について説明する。

【0096】

まず、点灯装置 400A に電源が投入される。そうすると、ステップ S1、S2 において、入力電圧の判定を行う。判定した入力電圧が予め定める閾値よりも大きい場合、ステップ S3 にて補助スイッチング素子 14 をオンする。その後、ステップ S5 に進み、スイッチング素子 6 のオンオフ制御による点灯動作を開始する。その後、電源が遮断されるまで、点灯状態を維持する。

40

【0097】

ステップ S1、S2 において、判定した入力電圧が閾値以下の場合、ステップ S4 にて補助スイッチング素子 14 をオフする。その後、ステップ S5 に進み、スイッチング素子 6 のオンオフ制御による点灯動作を開始する。その後、電源が遮断されるまで、点灯状態を維持する。

【0098】

ステップ S1、S2 における入力電圧の判定は、例えば、電圧検出部 106 と、電圧検出部 106 に接続された演算制御部 101 で行う。ステップ S3、S4 における補助スイッチング素子 14 のオン又はオフは、例えば演算制御部 101 の指令を受け切替制御部 10

50

5が行う。整流回路2の出力電圧が予め定められた閾値より大きい場合に補助スイッチング素子14をオンさせ、整流回路2の出力電圧が当該閾値以下の場合に補助スイッチング素子14をオフさせることができる別の構成を有する制御部10を採用してもよい。補助スイッチング素子14をオフとしたときには、第1インダクタ41と第2インダクタ42の漏れインダクタンスと、補助インダクタ13と、第1コンデンサ3と第2コンデンサ5の共振周波数を、直流変換回路の駆動周波数よりも低くすることができる。

【0099】

以上のように、本実施の形態の点灯装置400Aは、SEPIC回路において、電流臨界モードにより制御を行うことで、実施の形態1より高い力率を実現するとともに、負荷電流が所望の電流値となるようにスイッチング素子6を制御する。そのため、力率改善制御と定電流制御を1つのコンバータで実現でき、高力率かつ高効率な制御ができる。また、一般的なSEPICに対して、共通化したコアを用いたトランスを適用し、補助インダクタ13を選択的に用いる構造にすることで、共振電流の発生を抑制し、部品小型化、回路小型化を達成することができる。

【0100】

補助インダクタ13は第1コンデンサ3と第1インダクタ41の間に接続した。しかし、共振周波数を変化させることができる任意の位置に補助インダクタ13を設けることができる。補助インダクタ13は、第1インダクタ41と第2インダクタ42が巻線されたコアとは別のコアに巻き付けることができる。制御部10は、点灯装置400Aが光源9を消灯している期間に補助スイッチング素子14の導通状態を変化させることができる。すなわち、入力電圧は通常は頻繁に変わるものではないので、消灯時に補助スイッチング素子14のオンオフを確定させておけば、点灯動作時に当該オンオフを切り替える必要は通常ない。

【0101】

上述した複数の技術的特徴を組み合わせることができる。また、実施の形態3の構成について、少なくとも実施の形態1、2で記載した変形が可能である。例えば、実施の形態3ではLEDを備える光源9としたが、光源9は調光可能なものであればLEDに限定されず、例えば有機EL(Electro Luminescence)を備えた光源を用いてもよい。

【符号の説明】

【0102】

1 交流電源、 2 整流回路、 3 第1コンデンサ、 4, 4' トランス、 5 第2コンデンサ、 5' 等価第2コンデンサ、 6 スwitchング素子、 7 ダイオード、 8 出力平滑コンデンサ、 9 光源、 10 制御部、 11 電流検出部、 12 調光器、 13 補助インダクタ、 14 補助スイッチング素子、 40 検出巻線、 41 第1インダクタ、 41a 第1漏れインダクタ、 42 第2インダクタ、 42a 第2漏れインダクタ、 42a' 等価第2漏れインダクタ、 43 励磁インダクタンス、 44 理想トランス、 45 磁性体コア、 46 ボビン、 46a 第1ボビン、 46A 仕切り板、 46b 第2ボビン、 47a, 47b 支持部、 48a, 48b スペーサ、 49a, 49b 保持具、 101 演算制御部、 102 駆動回路、 103 電流検出部、 104 ゼロ電流検出部、 104a 抵抗素子、 104b ツェナーダイオード、 105 切替制御部、 106 電圧検出部、 200, 300, 400 照明器具、 200A, 300A, 400A 点灯装置

10

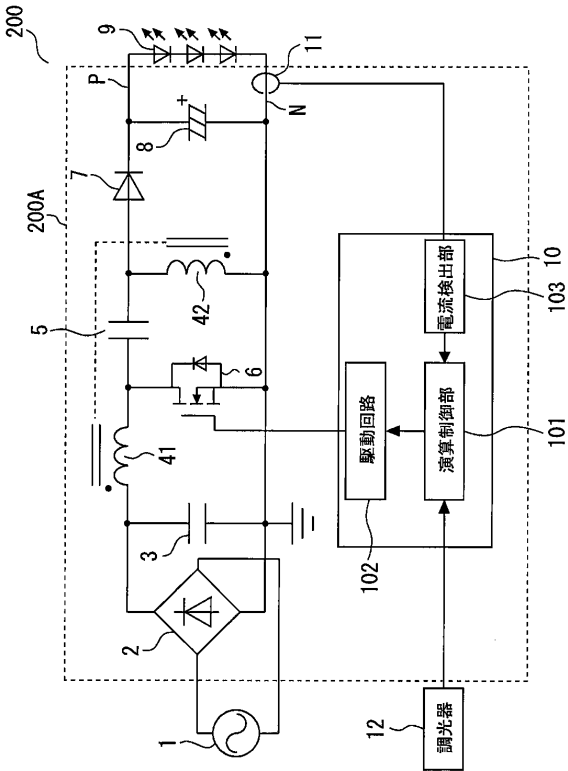
20

30

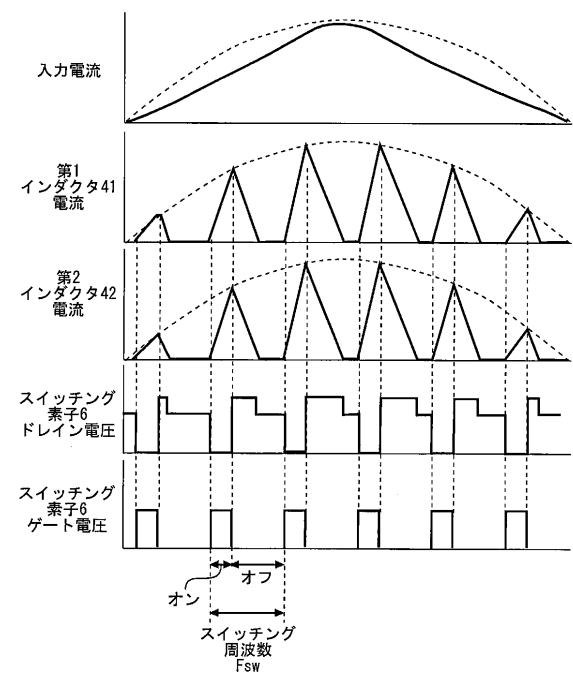
40

【図面】

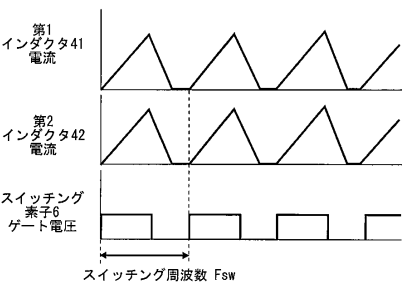
【図 1】



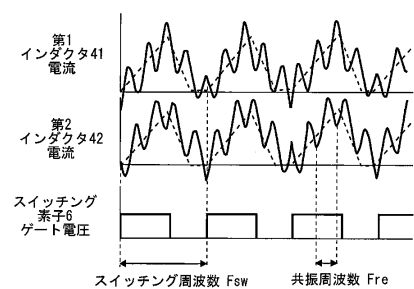
【図 2】



【図 3】



【図 4】



10

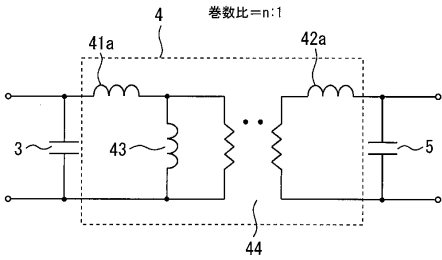
20

30

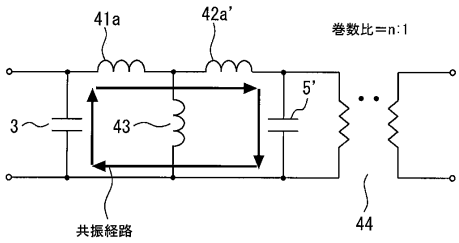
40

50

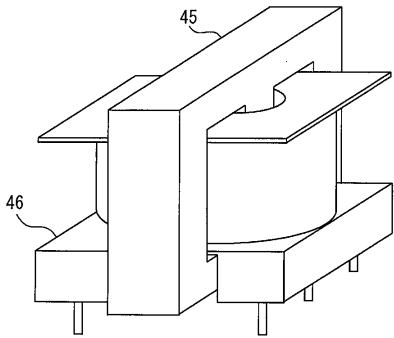
【図 5】



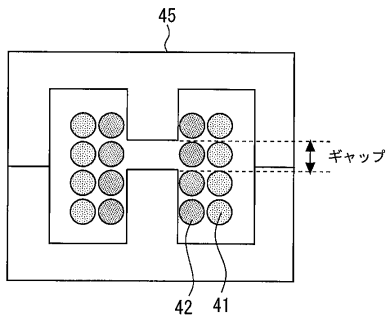
【図 6】



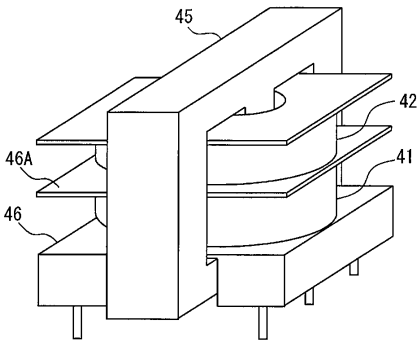
【図 7】



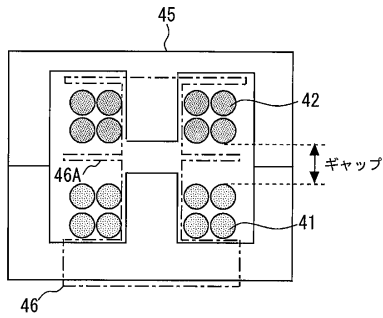
【図 8】



【図 9】



【図 10】



10

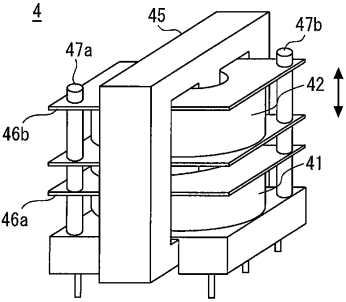
20

30

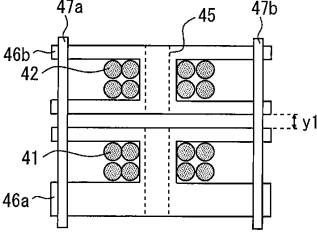
40

50

【図 1 1】

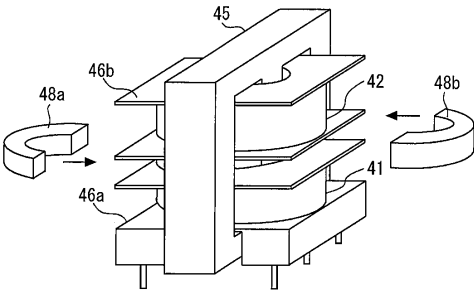


【図 1 2】

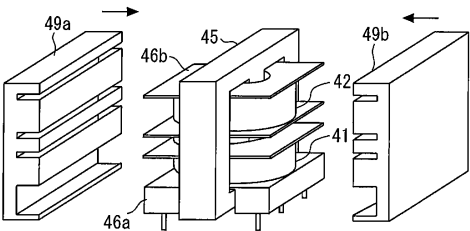


10

【図 1 3】

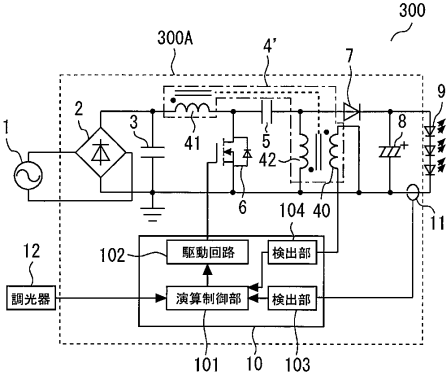


【図 1 4】

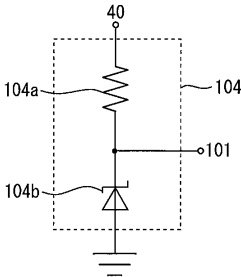


20

【図 1 5】



【図 1 6】

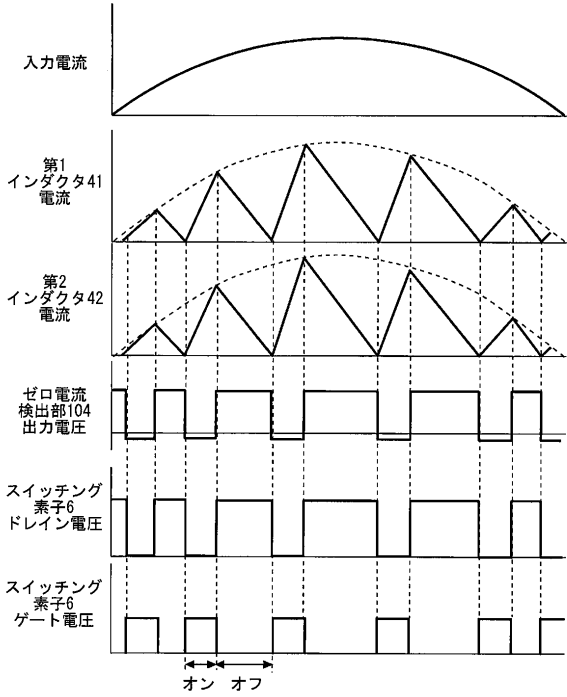


30

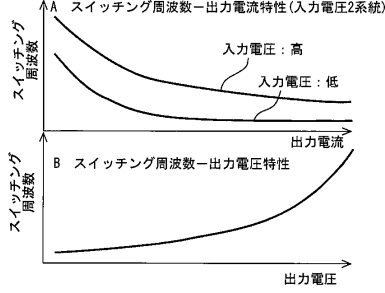
40

50

【図 17】



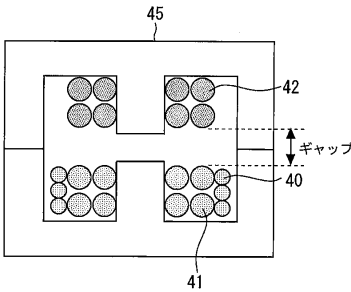
【図 18】



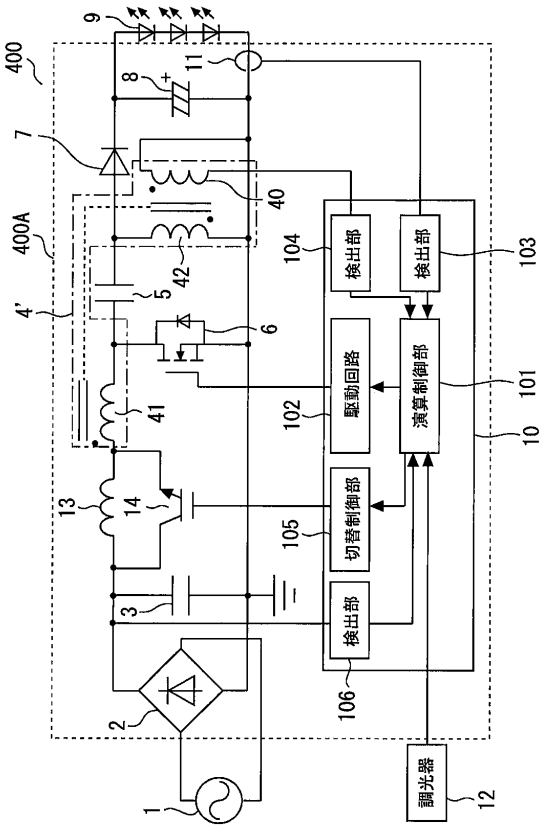
10

20

【図 19】



【図 20】

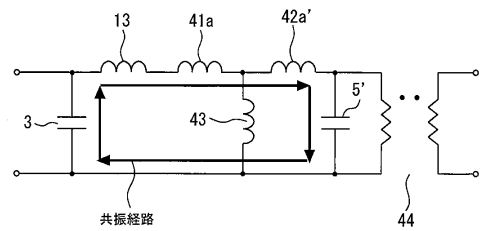


30

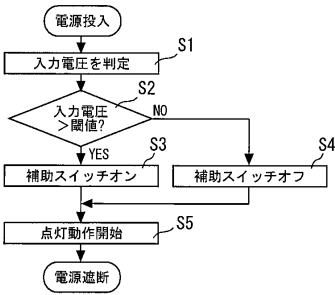
40

50

【図 2 1】



【図 2 2】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

(72)発明者 伊藤 雄一郎
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

審査官 田中 友章

(56)参考文献 特開2016-100163(JP,A)

特開2017-77171(JP,A)

特開2017-22960(JP,A)

(58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)

H05B 45/00

H02M 3/155