

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6341182号
(P6341182)

(45) 発行日 平成30年6月13日 (2018. 6. 13)

(24) 登録日 平成30年5月25日 (2018. 5. 25)

(51) Int. Cl.

F I

H O 2 M 7/48 (2007. 01)

H O 2 M 7/48 A

H O 2 M 7/538 (2007. 01)

H O 2 M 7/48 E

H O 2 M 7/538 Z

請求項の数 12 (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2015-219822 (P2015-219822)
 (22) 出願日 平成27年11月9日 (2015. 11. 9)
 (65) 公開番号 特開2017-93130 (P2017-93130A)
 (43) 公開日 平成29年5月25日 (2017. 5. 25)
 審査請求日 平成29年10月30日 (2017. 10. 30)

(73) 特許権者 000004260
 株式会社デンソー
 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地
 (74) 代理人 100121821
 弁理士 山田 強
 (74) 代理人 100139480
 弁理士 日野 京子
 (74) 代理人 100125575
 弁理士 松田 洋
 (74) 代理人 100175134
 弁理士 北 裕介
 (72) 発明者 金▲崎▼ 正樹
 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会
 社デンソー内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電源装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電圧源 (1 0) から直流電力を供給され、所定の共振周波数を有する共振負荷 (3 0) に対して交流電力を出力するインバータ回路 (2 1) を有する電源装置 (2 0) であって、

前記インバータ回路は、センタタップ (C T) を有する一次コイル (L 1) と、その一次コイルと磁気的に結合する二次コイル (L 2) とを有するトランス (T r) と、前記一次コイルの両端のそれぞれに接続された半導体スイッチング素子である第 1 スイッチ (S W 1) 及び第 2 スイッチ (S W 2) と、前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチにそれぞれ逆並列に接続された第 1 ダイオード (D 1) 及び第 2 ダイオード (D 2) と、を有する
 プッシュプル方式のインバータ回路であり、

前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチを駆動する駆動信号に対して、前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチに流れるスイッチ電流が同位相又は進み位相となるように、前記駆動信号の駆動周波数を設定する制御装置 (4 0) と、

前記スイッチ電流を検出する電流検出部 (4 1) と、を備え、

前記制御装置は、前記電源装置の出力電力、出力電圧、出力電流、入力電力、又は、入力電流に基づいて、前記駆動周波数を設定し、その設定された前記駆動周波数が、前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチの 1 駆動周期が前記スイッチ電流の一周期となる所定の下限周波数未満の領域において、前記スイッチ電流が負の値であることを条件として、前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチをオフ操作する制御を行うことを特徴とする電源装

10

20

置。

【請求項 2】

直流電圧源（10）から直流電力を供給され、所定の共振周波数を有する共振負荷（30）に対して交流電力を出力するインバータ回路（21）を有する電源装置（20）であって、

前記インバータ回路は、センタタップ（CT）を有する一次コイル（L1）と、その一次コイルと磁気的に結合する二次コイル（L2）とを有するトランス（Tr）と、前記一次コイルの両端のそれぞれに接続された半導体スイッチング素子である第1スイッチ（SW1）及び第2スイッチ（SW2）と、前記第1スイッチ及び前記第2スイッチにそれぞれ逆並列に接続された第1ダイオード（D1）及び第2ダイオード（D2）と、を有するプッシュプル方式のインバータ回路であり、

10

前記第1スイッチ及び前記第2スイッチを駆動する駆動信号に対して、前記第1スイッチ及び前記第2スイッチに流れるスイッチ電流が同位相又は進み位相となるように、前記駆動信号の駆動周波数を設定する制御装置（40）を備え、

前記第1スイッチ及び前記第2スイッチを駆動する駆動信号に対して、前記第1スイッチ及び前記第2スイッチに流れるスイッチ電流が同位相又は進み位相となるように、前記駆動周波数を、前記第1スイッチ及び前記第2スイッチの1駆動周期の半分が前記スイッチ電流の一周期となる所定の下限周波数以上であって、前記共振負荷の共振周波数以下である周波数範囲に設定し、

前記制御装置は、前記駆動周波数を前記周波数範囲に保ちつつ、前記第1スイッチと前記第2スイッチとを交互にオン操作及びオフ操作するものであって、所定期間における前記第1スイッチ及び前記第2スイッチのオン操作の回数を減少させることを特徴とする電源装置。

20

【請求項 3】

前記スイッチ電流を検出する電流検出部（41）を備え、

前記制御装置は、前記スイッチ電流の検出値に基づいて、前記駆動信号に対する前記スイッチ電流の進み位相が所定値より小さくなったか否かを判定し、前記駆動信号に対する前記スイッチ電流の進み位相がその所定値より小さくなったことを条件として、前記駆動周波数の上昇を停止するとともに、前記電源装置から前記共振負荷への電力出力を禁止することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の電源装置。

30

【請求項 4】

前記制御装置は、前記駆動周波数を前記周波数範囲内の所定の周波数に固定し、前記第1スイッチと前記第2スイッチとを交互にオン操作及びオフ操作するものであって、所定期間における前記第1スイッチ及び前記第2スイッチのオン操作の回数を減少させることを特徴とする請求項 2 に記載の電源装置。

【請求項 5】

直流電圧源（10）から直流電力を供給され、所定の共振周波数を有する共振負荷（30）に対して交流電力を出力するインバータ回路（21）を有する電源装置（20）であって、

前記インバータ回路は、センタタップ（CT）を有する一次コイル（L1）と、その一次コイルと磁気的に結合する二次コイル（L2）とを有するトランス（Tr）と、前記一次コイルの両端のそれぞれに接続された半導体スイッチング素子である第1スイッチ（SW1）及び第2スイッチ（SW2）と、前記第1スイッチ及び前記第2スイッチにそれぞれ逆並列に接続された第1ダイオード（D1）及び第2ダイオード（D2）と、を有するプッシュプル方式のインバータ回路であり、

40

前記第1スイッチ及び前記第2スイッチを駆動する駆動信号に対して、前記第1スイッチ及び前記第2スイッチに流れるスイッチ電流が同位相又は進み位相となるように、前記駆動信号の駆動周波数を設定する制御装置（40）を備え、

前記第1スイッチ及び前記第2スイッチを駆動する駆動信号に対して、前記第1スイッチ及び前記第2スイッチに流れるスイッチ電流が同位相又は進み位相となるように、前記

50

駆動周波数を、前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチの 1 駆動周期の半分が前記スイッチ電流の一周期となる所定の下限周波数以上であって、前記共振負荷の共振周波数以下である周波数範囲に設定し、

前記スイッチ電流を検出する電流検出部 (4 1) を備え、

前記制御装置は、前記スイッチ電流の検出値に基づいて、前記駆動信号に対する前記スイッチ電流の進み位相が所定値より小さくなったか否かを判定し、前記駆動信号に対する前記スイッチ電流の進み位相がその所定値より小さくなったことを条件として、前記駆動周波数の上昇を停止するとともに、前記電源装置から前記共振負荷への電力出力を禁止することを特徴とする電源装置。

【請求項 6】

前記制御装置は、前記駆動周波数を、前記共振負荷の共振周波数以下になるように設定することを特徴とする請求項 1 乃至 5 のいずれか一項に記載の電源装置。

【請求項 7】

前記共振負荷は、印加される電圧に応じて容量が変化する容量性の放電負荷 (3 1) と、前記二次コイルの漏れインダクタンス (L_{sb}) と、を備えて構成されることを特徴とする請求項 1 乃至 6 のいずれか 1 項に記載の電源装置。

【請求項 8】

前記共振負荷は、所定のインダクタンスを有するコイル (L_a) をさらに備えて構成されることを特徴とする請求項 7 に記載の電源装置。

【請求項 9】

前記制御装置は、前記電源装置の出力電力の指令値と、前記出力電力の検出値と、に基づいて、前記駆動周波数、並びに、所定期間における前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチのオン操作の回数の少なくとも一方を設定することを特徴とする請求項 1 乃至 8 のいずれか 1 項に記載の電源装置。

【請求項 10】

前記制御装置は、前記電源装置の出力電力の指令値と、前記電源装置の入力電力の検出値と、に基づいて、前記駆動周波数、並びに、所定期間における前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチのオン操作の回数の少なくとも一方を設定することを特徴とする請求項 1 乃至 8 のいずれか 1 項に記載の電源装置。

【請求項 11】

前記制御装置は、前記電源装置の出力電圧の指令値と、前記出力電圧の検出値と、に基づいて、前記駆動周波数、並びに、所定期間における前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチのオン操作の回数の少なくとも一方を設定することを特徴とする請求項 1 乃至 8 のいずれか 1 項に記載の電源装置。

【請求項 12】

前記制御装置は、前記電源装置の出力電流の指令値と、前記出力電流の検出値と、に基づいて、前記駆動周波数、並びに、所定期間における前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチのオン操作の回数の少なくとも一方を設定することを特徴とする請求項 1 乃至 8 のいずれか 1 項に記載の電源装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

直流電圧源から直流電力を供給され、直列共振特性を有する共振負荷に対して交流電力を出力するインバータ回路を有する電源装置に関する。

【背景技術】

【0002】

オゾン発生装置やプラズマ処理装置などを備えて構成される共振負荷は、高周波電源装置から高周波電力を供給されて動作する。一般的に、オゾン発生装置などに電力を供給する高周波電源装置は、直流電源から直流電力を供給され、電圧調整を実施する D C D C コンバータと、その D C D C コンバータから直流電力を供給され、直流交流変換を実施する

10

20

30

40

50

インバータ回路と、を備えて構成されている。

【 0 0 0 3 】

ここで、高周波電源装置から共振負荷側を見たインピーダンスが変化する場合がある。例えば、オゾン発生装置の場合、オゾン発生装置を構成する放電負荷は、印加電圧に応じて等価容量が変化する。また、プラズマ発生装置では、プラズマ処理中にアークの発生を伴う異常放電が生じたときに共振負荷のインピーダンスが変化する。このような共振負荷のインピーダンスの変化時において、インバータ回路の出力電圧の周波数を変化させることで出力電流の位相を遅れ位相に保つとともに、D C D Cコンバータの出力電圧の振幅を変化させることで電力損失の悪化を抑制する方法が、特許文献 1 に記載されている。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 0 4 】

【 特許文献 1 】 特許第 5 6 8 1 9 4 3 号公報

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 5 】

特許文献 1 に記載の構成では、インバータ回路として、フルブリッジ方式のインバータ回路を用いている。これを変更し、プッシュプル方式のインバータを用いることが考えられる。プッシュプル方式のインバータを用いることで、スイッチング素子の数を低減することができるとともに、ターンオン損失の発生を抑制することができる。ここで、高周波電源装置から共振負荷側を見たインピーダンスが変化すると、スイッチング素子にサージ電圧が生じることが懸念される。

【 0 0 0 6 】

本発明は、上記課題に鑑みて為されたものであり、共振負荷に対して交流電力を出力する電源装置において、プッシュプル方式のインバータを適用するとともに、サージ電圧の発生を抑制することを主たる目的とする。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 0 7 】

本構成は、直流電圧源 (1 0) から直流電力を供給され、直列共振特性を有する共振負荷 (3 0) に対して交流電力を出力するインバータ回路 (2 1) を有する電源装置 (2 0) であって、前記インバータ回路は、センタタップ (C T) を有する一次コイル (L 1) と、その一次コイルと磁気的に結合する二次コイル (L 2) とを有するトランス (T R) と、前記一次コイルの両端のそれぞれに接続された半導体スイッチング素子である第 1 スイッチ (S W 1) 及び第 2 スイッチ (S W 2) と、前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチにそれぞれ逆並列に接続された第 1 ダイオード (D 1) 及び第 2 ダイオード (D 2) と、を有するプッシュプル方式のインバータ回路であり、前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチを駆動する駆動信号に対して、前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチに流れるスイッチ電流が同位相又は進み位相となるように、前記駆動信号の駆動周波数を設定する制御装置 (4 0) を備えることを特徴とする。

【 0 0 0 8 】

共振負荷に電力を供給する電源装置において、プッシュプル方式のインバータ回路を適用する。これにより、フルブリッジ方式のインバータ回路と比較して、スイッチング素子の数を低減することができ、構成を簡素化できる。また、ターンオン損失の発生を抑制することができる。ここで、プッシュプル方式のインバータでは、スイッチに順方向電流が流れている状態で、スイッチに対してオフ操作を行うと、サージ電圧が発生することが懸念される。そこで、駆動信号に対して、スイッチ電流が同位相又は進み位相となるように駆動周波数を設定することで、第 1 スイッチ及び第 2 スイッチがオフ状態とされる時点で、スイッチ電流を負の値とし、サージ電圧を抑制することが可能となる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 0 9 】

【図 1】第 1 実施形態の電氣的構成を表す図。

【図 2】容量性放電負荷の容量の変化を表す図。

【図 3】サージ電圧が生じるときの電流の流れを表す図。

【図 4】サージ電圧が生じたときのスイッチ電圧、スイッチ電流、及び、駆動信号の時間変化を表すタイミングチャート。

【図 5】駆動信号に対しスイッチ電流が同位相、及び、進み位相にある場合の負荷電流、スイッチ電流、及び、駆動信号の時間変化を表すタイミングチャート。

【図 6】スイッチ電流に対するオフ操作タイミングの例を示す図。

【図 7】スイッチ電流が遅れ位相の場合のスイッチ電圧、スイッチ電流、及び、駆動信号の時間変化を表すタイミングチャート。

10

【図 8】スイッチ電流が進み位相であって、サージ電圧が生じない場合のスイッチ電圧、スイッチ電流、及び、駆動信号の時間変化を表すタイミングチャート。

【図 9】スイッチ電流が進み位相であって、サージ電圧が生じる場合のスイッチ電圧、スイッチ電流、及び、駆動信号の時間変化を表すタイミングチャート。

【図 10】第 1 実施形態における制御を実施した場合のスイッチ電圧、スイッチ電流、及び、駆動信号の時間変化を表すタイミングチャート。

【図 11】第 1 実施形態における駆動周波数の設定処理を表すタイミングチャート。

【図 12】第 1 実施形態における制御を実施した場合の駆動周波数と出力電力との関係を表す図。

【図 13】第 2 実施形態における駆動周波数の設定処理を表すタイミングチャート。

20

【図 14】第 2 実施形態における間欠処理を表す図。

【図 15】変形例における電氣的構成を表す図。

【図 16】変形例における電氣的構成を表す図。

【図 17】変形例における電氣的構成を表す図。

【図 18】変形例における電氣的構成を表す図。

【図 19】スイッチ電流が遅れ位相の場合のスイッチ電流、トランス電圧、及び、ゲート電圧の時間変化を表すタイミングチャート。

【図 20】スイッチ電流が進み位相であって、サージ電圧が生じない場合のスイッチ電流、トランス電圧、及び、ゲート電圧の時間変化を表すタイミングチャート。

【図 21】変形例における電氣的構成を表す図。

30

【図 22】スイッチ電流が遅れ位相の場合のスイッチ電圧、スイッチ電流、及び、ゲート電圧の時間変化を表すタイミングチャート。

【図 23】スイッチ電流が進み位相であって、サージ電圧が生じない場合のスイッチ電圧、スイッチ電流、及び、ゲート電圧の時間変化を表すタイミングチャート。

【発明を実施するための形態】

【0010】

(第 1 実施形態)

図 1 に本実施形態における電源装置 20 と、電源装置 20 から電力を供給される放電負荷 31 の等価回路を示す。

【0011】

40

電源装置 20 を構成するインバータ回路 21 は、直流電圧源 10 から供給される直流電力を交流電力に変換し、放電負荷 31 を含む共振負荷 30 に対して交流電力を出力する。インバータ回路 21 はプッシュプル方式のインバータ回路であって、トランス Tr、第 1 スwitch SW1、第 2 スwitch SW2、第 1 ダイオード D1、及び、第 2 ダイオード D2 を備えて構成されている。

【0012】

トランス Tr は磁氣的に結合する一次コイル L1、二次コイル L2 を備えて構成されている。一次コイル L1 は、その両端に漏れインダクタンス Ls1、Ls2 を有する。また、一次コイル L1 の中点にはセンタタップ CT が設けられている。センタタップ CT は、直流電圧源 10 の正極に接続されている。

50

【 0 0 1 3 】

第 1 スイッチ $SW1$ 及び第 2 スイッチ $SW2$ は、一次コイル $L1$ の両端（端子 $P1$, $P2$ ）のそれぞれに接続されている。スイッチ $SW1$, $SW2$ は、それぞれ半導体スイッチング素子であり、具体的には、 N チャネル $MOS-FET$ である。スイッチ $SW1$, $SW2$ について、まとめてスイッチ SW とも表記する。スイッチ $SW1$, $SW2$ のドレインと、一次コイル $L1$ との間には、漏れインダクタンス $Ls1$, $Ls2$ が存在する。

【 0 0 1 4 】

第 1 スイッチ $SW1$ 及び第 2 スイッチ $SW2$ には、第 1 ダイオード $D1$ 及び第 2 ダイオード $D2$ がそれぞれ逆並列に接続されている。ダイオード $D1$, $D2$ は、スイッチ $SW1$, $SW2$ のボディダイオードである。ダイオード $D1$, $D2$ のカソードは、スイッチ $SW1$, $SW2$ のドレインに接続されており、ダイオード $D1$, $D2$ のアノードは、スイッチ $SW1$, $SW2$ のソースに接続されている。

10

【 0 0 1 5 】

スイッチ $SW1$, $SW2$ は、ドライバ回路 50 からハイ状態の駆動信号 $gSW1$, $gSW2$ が入力されることで、それぞれオン状態とされ、ロー状態の駆動信号 $gSW1$, $gSW2$ が入力されることで、それぞれオフ状態とされる。第 1 スイッチ $SW1$ と第 2 スイッチ $SW2$ とが交互にオン状態とされることで、インバータ回路 21 から交流電力が出力される。

【 0 0 1 6 】

具体的には、第 1 スイッチ $SW1$ がオン状態とされることで、一次コイル $L1$ のセンタタップ CT と端子 $P1$ との間の部分に、直流電圧源 10 の電圧が印加される。一次コイル $L1$ に電圧が印加され電流が流れることで、二次コイル $L2$ に対し、図面上向き（端子 $P3$ から端子 $P4$ の方向）に誘導電流が流れる。第 2 スイッチ $SW2$ がオン状態とされることで、一次コイル $L1$ のセンタタップ CT と端子 $P2$ との間の部分に、直流電圧源 10 の電圧が印加される。一次コイル $L1$ に電圧が印加され電流が流れることで、二次コイル $L2$ に対し、図面下向き（端子 $P4$ から端子 $P3$ の方向）に誘導電流が流れる。

20

【 0 0 1 7 】

制御装置 40 は、電流センサ 41（電流検出部）からインバータ回路 21 の入力電流（スイッチ電流 Isw ）の検出値を取得し、電圧センサ 42 からインバータ回路 21 の出力電圧（負荷電圧 Vr ）の検出値を取得し、電流センサ 43 からインバータ回路 21 の出力電流（負荷電流 Ir ）の検出値を取得する。そして、センサ 41 ~ 43 の検出値と、放電負荷 31 の要求電力とに基づいて、スイッチ $SW1$, $SW2$ の駆動周波数 fsw を設定する。そして、制御装置 40 は、駆動周波数 fsw に応じた指令信号をドライバ回路 50 に出力する。ドライバ回路 50 は、指令信号に応じて、スイッチ $SW1$, $SW2$ のゲートに駆動信号 $gSW1$, $gSW2$ を出力する。

30

【 0 0 1 8 】

放電負荷 31 は、具体的には、オゾン発生装置であり、2枚の板状の誘電体電極が、互いに平行するように空気層（放電ギャップ）を挟んで設けられ、各誘電体電極の2面のうち空気層に対して反対の面にセラミック基板が設けられて構成されている。放電負荷 31 は、「容量性の放電負荷」（リアクタ）である。放電負荷 31 の等価回路は、放電ギャップの静電容量である空気層容量 Cg と、誘電体電極の静電容量である誘電体容量 Cp との直列接続体として表すことができる。

40

【 0 0 1 9 】

また、放電ギャップに対し印加される電圧が放電維持電圧 Va を上回ると、放電ギャップにバリア放電が生じる。バリア放電が生じている状態では、放電ギャップの電圧は放電維持電圧 Va で維持される。放電負荷 31 の放電時における特性は、空気層容量 Cg に対し並列接続され、降伏電圧 Va を有し、互いに逆方向に接続されたツェナーダイオード $DT1$, $DT2$ として表すことができる。

【 0 0 2 0 】

放電負荷 31 は、印加される電圧に応じて等価容量 C が変化する。放電負荷 31 の等価

50

容量 C は、印加電圧が低い領域では、空気層容量 C_g が支配的であり、印加電圧が高い領域では、誘電体容量 C_p が支配的である。

【 0 0 2 1 】

図 2 を用いて印加電圧に対する放電負荷 3 1 の等価容量 C の特性を示す。図 2 では、 $V_{b1} > V_{b2} > V_a$ の関係を有する所定電圧 V_{b1} , V_{b2} を放電負荷 3 1 に対して印加した場合の放電負荷 3 1 の端子間電圧 V_b の時間変化を示している。

【 0 0 2 2 】

高電圧 V_{b1} を印加した場合、時刻 T_0 から端子間電圧 V_b が上昇し、時刻 T_1 において放電維持電圧 V_a を上回る。これにより、時刻 T_1 からバリア放電が開始される。その後、端子間電圧 V_b が高電圧 V_{b1} に達した後、共振による放電で端子間電圧 V_b が低下していき、時刻 T_4 において端子間電圧 V_b が放電維持電圧 V_a を下回るため、時刻 T_2 においてバリア放電が停止される。その後、時刻 T_5 において端子間電圧 V_b が 0 になる。

10

【 0 0 2 3 】

低電圧 V_{b2} を印加した場合、時刻 T_0 から端子間電圧 V_b が上昇し、時刻 T_2 において放電維持電圧 V_a を上回る。これにより、時刻 T_2 からバリア放電が開始される。その後、端子間電圧 V_b が低電圧 V_{b2} に達した後、共振による放電で端子間電圧 V_b が低下していき、時刻 T_3 において端子間電圧 V_b が放電維持電圧 V_a を下回るため、時刻 T_3 においてバリア放電が停止される。その後、時刻 T_5 において端子間電圧 V_b が 0 になる。

20

【 0 0 2 4 】

高電圧 V_{b1} が印加された場合と比較して、端子間電圧 V_b の立ち上がりが遅いため、低電圧 V_{b2} を印加した場合、バリア放電の開始が遅い ($T_2 > T_1$)。また、高電圧 V_{b1} が印加された場合と比較して、端子間電圧 V_b の頂点が低いため、低電圧 V_{b2} を印加した場合、バリア放電の終了が早い ($T_4 > T_3$)。このため、バリア放電が維持されている期間が、高電圧 V_{b1} が印加された場合と、低電圧 V_{b2} が印加された場合とで異なり、高電圧 V_{b1} が印加された場合の方が長くなる。

【 0 0 2 5 】

バリア放電が維持される期間では、誘電体容量 C_p が支配的であり、バリア放電が生じていない期間では空気層容量 C_g が支配的である。このため、放電負荷 3 1 の等価容量 C は、電圧印加期間 (図 2 の $T_0 \sim T_5$) におけるバリア放電の維持期間の割合を x とすると、 $C = C_p \cdot x + C_g \cdot (1 - x)$ として近似できる。

30

【 0 0 2 6 】

容量性の負荷である放電負荷 3 1 と、誘導性の負荷であるコイル L_a 及び二次コイル L_2 の漏れインダクタンス L_{sb} と、で共振負荷 3 0 を構成する。この共振負荷 3 0 の共振周波数 f_r は、上述した放電負荷 3 1 の等価容量 C の変化に伴って変化する。

【 0 0 2 7 】

このため、二次コイル L_2 に流れる電流 (負荷電流 I_r) の周波数が変化し、負荷電流 I_r の周波数の変化に伴って、一次コイル L_1 に流れる電流 (スイッチ SW に流れるスイッチ電流 I_{sw}) の周波数が変化する。スイッチ電流 I_{sw} の周波数 f_{sw} の変化によって、スイッチ SW_1 , SW_2 に対してサージ電圧が発生し、スイッチ SW_1 , SW_2 に損傷が生じたり、電力損失が起きたりすることが懸念される。プッシュプル方式のインバータ回路 2 1 におけるスイッチ電流 I_{sw} の周波数の変化に伴うサージ電圧の発生について、以下に説明を行う。

40

【 0 0 2 8 】

図 3 において、第 1 スイッチ SW_1 をオン状態としている場合に流れる電流を一点鎖線で示し、第 1 スイッチ SW_1 に対して順方向電流が流れている状態で、第 1 スイッチ SW_1 をオフ操作した直後に流れる電流を破線で示している。

【 0 0 2 9 】

一点鎖線で示すように、第 1 スイッチ SW_1 をオン状態とし、さらに、第 1 スイッチ S

50

W1に順方向電流が流れている状況では、一次コイルL1の漏れインダクタンス L_{s1} に対して電流が流れることで、漏れインダクタンス L_{s1} に対して磁界エネルギーが蓄積される。この状態で、第1スイッチSW1をオフ操作すると、破線で示すように、漏れインダクタンス L_{s1} から第1スイッチSW1の寄生容量 C_{oss} (図示略)に対して電流が流れ込む。即ち、漏れインダクタンス L_{s1} に蓄積された磁界エネルギーが、寄生容量 C_{oss} に電界エネルギーとして蓄積され、サージ電圧が発生する。なお、第2スイッチSW2のオフ操作時にも同様にサージ電圧が発生することが懸念される。

【0030】

図4に、第1スイッチSW1に対して順方向電流が流れている状態で、スイッチSW1をオフ操作した場合に発生するサージ電圧を示す。スイッチ電流 I_{sw1} が正方向に流れている状態で(例えば、10A)、駆動信号 g_{SW1} をハイ状態からロー状態とし、第1スイッチSW1をオフ操作すると、定常時において印加される電圧 V_{sw1} に比して、非常に高い電圧(サージ電圧)が発生する。

【0031】

一方、フルブリッジ方式のインバータでは、順方向電流が流れている場合に、スイッチに対してオフ操作を行ったとしても、還流ダイオードなどによる還流経路が存在するため、サージ電圧は発生しない。

【0032】

図5(a)に、共振負荷30の共振周波数 f_r と、スイッチSWの駆動周波数 f_{sw} とが一致する場合の負荷電流 I_r 、スイッチ電流 I_{sw} 、及び、駆動信号 g_{SW} の時間変化を表すタイミングチャートを示す。負荷電流 I_r は、駆動周波数 f_{sw} に依存せず、共振周波数 f_r で変化する。また、スイッチSWのオン期間において、スイッチ電流 I_{sw} は、負荷電流 I_r と同じ周波数で動作する。共振周波数 f_r と駆動周波数 f_{sw} とが一致する場合、スイッチSWのオフ時刻と、負荷電流 I_r がゼロクロスする時刻、即ち、スイッチ電流 I_{sw} がゼロクロスする時刻とが一致するため、スイッチSWにおけるサージ電圧は生じない。

【0033】

図5(b)に、共振周波数 f_r と駆動周波数 f_{sw} とがほぼ等しく、さらに、共振周波数 f_r が駆動周波数 f_{sw} より高い場合の負荷電流 I_r 、スイッチ電流 I_{sw} 、及び、駆動信号 g_{SW} の時間変化を表すタイミングチャートを示す。図5(a)と同様に、負荷電流 I_r は、駆動周波数 f_{sw} に依存せず、共振周波数 f_r で変化する。また、スイッチSWのオン期間において、スイッチ電流 I_{sw} は、負荷電流 I_r と同じ周波数で動作する。共振周波数 f_r が駆動周波数 f_{sw} より高いため、スイッチSWのオフ時刻が、負荷電流 I_r がゼロクロスする時刻、即ち、スイッチ電流 I_{sw} がゼロクロスする時刻より遅くなる。このため、スイッチSWにおけるサージ電圧は生じない。

【0034】

このように、スイッチSWの駆動信号 g_{SW} に対して、スイッチ電流 I_{sw} が同位相($f_{sw} = f_r$)又は進み位相($f_{sw} < f_r$)となるように、駆動信号 g_{SW} の周波数 f_{sw} を設定することで、サージ電圧の発生を抑制できる。

【0035】

図6~9を用いて、駆動周波数 f_{sw} を共振周波数 f_r の近傍で変化させた場合のスイッチ電流 I_{sw} の波形の変化、及び、サージ電圧の発生の有無について示す。

【0036】

図6に示すように、スイッチ電流 I_{sw} に対するオフ操作タイミングを例(a), (b), (c)に示すように変更する。駆動周波数 f_{sw} が共振周波数 f_r の約2倍(駆動信号 g_{SW} の周期がスイッチ電流 I_{sw} の約1/2倍)の場合を例(a)とする。駆動周波数 f_{sw} が共振周波数 f_r の約2/3倍(駆動信号 g_{SW} の周期がスイッチ電流 I_{sw} の約3/2倍)の場合を例(b)とする。駆動周波数 f_{sw} が共振周波数 f_r の約2/5倍(駆動信号 g_{SW} の周期がスイッチ電流 I_{sw} の約5/2倍)の場合を例(c)とする。

【0037】

図7に例(a)におけるスイッチ電流 I_{sw} 、スイッチ電圧 V_{sw} 、及び、駆動信号 g_{SW} の時間変化を表すタイミングチャートを示す。例(a)では、駆動信号 g_{SW} に対してスイッチ電流 I_{sw} が遅れ位相となっている。駆動信号 g_{SW} がオフ操作される時点において、スイッチ電流 I_{sw} が正の向きに流れているため、スイッチ電圧 V_{sw} にサージ電圧が生じる。

【0038】

図8に例(b)におけるスイッチ電流 I_{sw} 、スイッチ電圧 V_{sw} 、及び、駆動信号 g_{SW} の時間変化を表すタイミングチャートを示す。例(b)では、駆動信号 g_{SW} に対してスイッチ電流 I_{sw} が略同位相、かつ、進み位相となっている。駆動信号 g_{SW} がオフ操作される時点において、スイッチ電流 I_{sw} が負の向きに流れているため、スイッチ電圧 V_{sw} においてサージ電圧は生じていない。

10

【0039】

図9に例(c)におけるスイッチ電流 I_{sw} 、スイッチ電圧 V_{sw} 、駆動信号 g_{SW} の時間変化を表すタイミングチャートを示す。例(c)では、駆動信号 g_{SW} に対してスイッチ電流 I_{sw} が進み位相となっている。例(c)では、1駆動周期の半分(スイッチ SW のオン期間)にスイッチ電流 I_{sw} の一周期が含まれている。即ち、スイッチ SW のオン期間において、スイッチ電流 I_{sw} は、正の向きに流れた後、負の向きに流れ、再度正の向きに流れる。そして、スイッチ電流 I_{sw} が正の向きに流れている状態で、スイッチ SW がオフ操作されるため、スイッチ電圧 V_{sw} にサージ電圧が生じる。

20

【0040】

本実施形態では、例(a)に示すような「駆動周波数 $f_{sw} > \text{共振周波数 } f_r$ 」となる状態でのサージ電圧の発生を抑制するために、駆動周波数 f_{sw} が共振周波数 f_r より大きくなることを抑制する。

【0041】

さらに、例(c)に示すような駆動周期の半周期にスイッチ電流 I_{sw} の一周期が含まれている状態でのサージ電圧の発生を抑制するために以下の制御を行う。1駆動周期の半分がスイッチ電流 I_{sw} の一周期となる所定の下限周波数 f_m とし、駆動周波数 f_{sw} が下限周波数 f_m 未満の領域において、スイッチ電流 I_{sw} が負の値になった場合に、スイッチ SW をオン状態からオフ状態に操作する。より具体的には、制御装置40は、電流センサ41からスイッチ電流 I_{sw} の検出値を取得し、その検出値が負の値である(ゼロクロスした)ことを条件として、スイッチ SW をオン状態からオフ状態に操作する即時的制御を実施する。

30

【0042】

図10に、駆動周波数 f_{sw} が下限周波数 f_m 未満の領域において、即時的制御を行った場合のスイッチ電流 I_{sw} 、スイッチ電圧 V_{sw} 、及び、駆動信号 g_{SW} の時間変化を表すタイミングチャートを示す。図10に示す例は、例(c)と同じく、駆動周波数 f_{sw} が共振周波数 f_r の約2/5倍である。スイッチ電流 I_{sw} の検出値が負の値であることを条件として、スイッチ SW をオン状態からオフ状態に操作しているため、スイッチ電圧 V_{sw} におけるサージ電圧の発生が抑制されている。

【0043】

40

図11に本実施形態における駆動周波数 f_{sw} の設定処理を表すフローチャートを示す。本処理は制御装置40によって、所定周期ごとに実施される。

【0044】

ステップS01において、一駆動周期において共振負荷30に印加される負荷電圧 V_r の検出値を取得する。ここで、駆動周波数 f_{sw} (駆動周期)の初期値は、インバータ回路21及び共振負荷30の設計値から定まる下限周波数 f_m 以上、共振周波数 f_r 以下の範囲内に設定されている。ステップS02において、一駆動周期において共振負荷30に流れる負荷電流 I_r の検出値を取得する。ステップS03において、負荷電圧 V_r のピーク値に基づいて、共振周波数 f_r を算出する。ステップS04において、負荷電圧 V_r のピーク値に基づいて、下限周波数 f_m を算出する。ステップS03、S04に関し、具体

50

的には、制御装置40は、負荷電圧 V_r のピーク値と共振周波数 f_r とを対応付けるマップ、及び、負荷電圧 V_r のピーク値と下限周波数 f_m とを対応付けるマップを備えている。制御装置40、これらのマップを用いて、共振周波数 f_r 及び下限周波数 f_m を算出する。

【0045】

ステップS05において、負荷電圧 V_r 及び負荷電流 I_r の検出値に基づいて、共振負荷30に供給されている出力電力 P_{out} を算出する。ステップS06において、上位の制御装置から制御装置40に対して入力される共振負荷30に対する出力電力の指令値 P_{out}^* と、出力電力 P_{out} の実際値との偏差 P_{out} に基づいて、駆動周波数 f_{sw} を算出する。具体的には、例えば、偏差 P_{out} に基づき、駆動周波数 f_{sw} を操作するPI制御を実施する。

10

【0046】

ステップS07において、駆動信号 g_{SW} に対するスイッチ電流 I_{sw} の進み位相が0以上の所定値より小さくなったか否かを判定する。具体的には、駆動周波数 f_{sw} と共振周波数 f_r とを比較し、共振周波数 f_r から0以上の所定値を引いた上限周波数より駆動周波数 f_{sw} が高いか否かを判定する。本実施形態では、共振周波数 f_r を上限周波数として設定している。駆動周波数 f_{sw} が上限周波数より高い場合(S07: YES)、ステップS08において、駆動周波数 f_{sw} の上昇を停止するとともに、電源装置20から共振負荷30への電力出力を禁止する。

【0047】

20

駆動周波数 f_{sw} が上限周波数以下の場合(S07: NO)、ステップS09にて算出した駆動周波数 f_{sw} でスイッチSW1, SW2を制御する。ステップS10において、駆動周波数 f_{sw} が下限周波数 f_m 以上か否かを判定する。駆動周波数 f_{sw} が下限周波数 f_m 以上であると判定されると(S10: YES)、処理を終了する。駆動周波数 f_{sw} が下限周波数 f_m 未満であると判定されると(S10: NO)、ステップS11において、スイッチ電流 I_{sw} の検出値が負の値であることを条件として、スイッチSWをオフ操作する即時的制御を行うように設定し、処理を終了する。

【0048】

図12に本実施形態の制御を実施した場合の駆動周波数 f_{sw} と出力電力 P_{out} との関係を示す。駆動周波数 f_{sw} が共振周波数 f_r に近づくほど出力電力 P_{out} は増加する。

30

【0049】

駆動周波数 f_{sw} が下限周波数 f_m 未満の領域では、スイッチ電流 I_{sw} の検出値が負の値であることを条件として、スイッチSWをオフ操作する即時的制御を実施している。この即時的制御により、サージ電圧の発生を抑制している。また、スイッチSWの一駆動周期(オン操作から次のオン操作までの期間)におけるオン時間、つまりデューティが減少する。このため、本実施形態における即時的制御を実施しない場合(破線)と比較して、出力電力 P_{out} が減少している。

【0050】

駆動周波数 f_{sw} が下限周波数 f_m 以上、共振周波数 f_r 以下の領域では、サージ電圧は発生しない。また、駆動周波数 f_{sw} が共振周波数 f_r (上限周波数)より高くなる領域での電力出力を禁止することで、サージ電圧の発生を抑制している。

40

【0051】

以下、本実施形態の効果を述べる。

【0052】

共振負荷30に電力を供給する電源装置20において、プッシュプル方式のインバータ回路21を適用する構成とした。これにより、フルブリッジ方式のインバータ回路と比較して、スイッチング素子の数を低減することができ、構成を簡素化できる。また、ターンオン損失の発生を抑制することができる。ここで、プッシュプル方式のインバータ回路21では、スイッチSWに順方向電流が流れている状態で、スイッチSWに対してオフ操作

50

を行うと、サージ電圧が発生することが懸念される。そこで、駆動信号 $g\ SW$ に対して、スイッチ電流 $I\ sw$ が同位相又は進み位相となるように駆動周波数 $f\ sw$ を設定することで、第1スイッチ $SW\ 1$ 及び第2スイッチ $SW\ 2$ がオフ状態とされる時点で、スイッチ電流 $I\ sw$ を負の値とし、サージ電圧を抑制することが可能となる。

【0053】

駆動周波数 $f\ sw$ を共振周波数 $f\ r$ と等しくなるように設定すると、駆動信号 $g\ SW$ に対してスイッチ電流 $I\ sw$ が同位相となる。また、駆動周波数 $f\ sw$ を増加させると、スイッチ電流 $I\ sw$ は遅れ位相となる。つまり、駆動周波数 $f\ sw$ を共振周波数 $f\ r$ 以下になるように設定することで、駆動信号 $g\ SW$ に対してスイッチ電流 $I\ sw$ が同位相又は進み位相となるようにすることができる。ここで、放電負荷31に印加される電圧 $V\ r$ に基づいて、放電負荷31の等価容量 C を推定することが可能である。さらに、共振負荷30の容量 C の推定値と共振負荷30のインダクタンス値 L とに基づいて、共振周波数 $f\ r$ を取得することができる ($f\ r = 1 / 2 \quad L\ C$)。

【0054】

スイッチ電流 $I\ sw$ の一周期に基づいて設定される下限周波数 $f\ m$ 以下の領域では、駆動周期の半分にスイッチ電流 $I\ sw$ の一周期が含まれる。そして、スイッチ電流 $I\ sw$ の一周期が経過すると、スイッチ電流 $I\ sw$ は負の値と正の値との間で振動する。このため、スイッチ SW のオフ操作時（駆動周期の半分が経過した時点）において、スイッチ電流 $I\ sw$ が正の値になっており、サージ電圧が生じることが懸念される。そこで、駆動周波数 $f\ sw$ が下限周波数 $f\ m$ 未満の領域において、スイッチ電流 $I\ sw$ が負の値である場合に、スイッチ SW のオフ操作を行うことで、サージ電圧の発生を未然に抑制することができる。また、スイッチ電流 $I\ sw$ の一周期は、共振負荷30に印加される電圧に基づいて、推定することが可能である。

【0055】

駆動周波数 $f\ sw$ の上昇中において進み位相が所定値以下になると、サージ電圧が発生することが懸念される。そこで、駆動信号 $g\ SW$ に対するスイッチ電流 $I\ sw$ の進み位相が所定値より小さくなったことを条件として、駆動周波数 $f\ sw$ の上昇を停止するとともに、電源装置20から共振負荷30への電力出力を禁止することで、サージ電圧の発生を抑制する。

【0056】

放電負荷31の容量変化に伴って、共振負荷30の共振周波数 $f\ r$ が共振負荷30の駆動中に変化する。本実施形態の構成によれば、共振周波数 $f\ r$ が変化した場合であっても、適切に駆動信号 $g\ SW$ に対するスイッチ電流 $I\ sw$ の位相を操作することができ、サージ電圧の発生を抑制することができる。

【0057】

共振負荷30として、二次コイル $L\ 2$ の漏れインダクタンス $L\ sb$ に加えて、コイル $L\ a$ を設ける構成とした。これにより、共振負荷30の共振周波数 $f\ r$ を所望の値に設定することが可能になり、制御が簡易になるとともに、スイッチ SW の駆動周波数 $f\ sw$ の上昇に伴う電力損失を抑制できる。

【0058】

（第2実施形態）

図13に第2実施形態における駆動周波数 $f\ sw$ の設定処理を表すフローチャートを示す。本処理は制御装置40によって、所定周期ごとに実施される。図11と同等の構成については同一の符号を付し、適宜説明を省略する。また、第2実施形態は、第1実施形態と同等の電氣的構成（図1）を有する。

【0059】

ステップ $S\ 0\ 1$ において、一駆動周期において共振負荷30に印加される負荷電圧 $V\ r$ の検出値を取得する。ステップ $S\ 0\ 2$ において、一駆動周期において共振負荷30に流れる負荷電流 $I\ r$ の検出値を取得する。ステップ $S\ 0\ 3$ において、負荷電圧 $V\ r$ のピーク値に基づいて、共振周波数 $f\ r$ を算出する。ステップ $S\ 0\ 4$ において、負荷電圧 $V\ r$ のピー

10

20

30

40

50

ク値に基づいて、下限周波数 f_m を算出する。

【0060】

ステップ S04 の後、ステップ S21 において、駆動周波数 f_{sw} が、共振周波数 f_r 以下、かつ、下限周波数 f_m 以上であるかの判定を行う。駆動周波数 f_{sw} が、共振周波数 f_r より高い、又は、下限周波数 f_m 未満である場合 (S21: NO)、ステップ S22 において、駆動周波数 f_{sw} を、共振周波数 f_r 以下、かつ、下限周波数 f_m 以上を満たす所定周波数に設定し、処理を終了する。ステップ S22 の処理によって、駆動周波数 f_{sw} が、共振周波数 f_r 以下、かつ、下限周波数 f_m 以上を満たす所定周波数に固定される。

【0061】

駆動周波数 f_{sw} が、共振周波数 f_r 以下、かつ、下限周波数 f_m 以上である場合 (S21: YES)、ステップ S05 において、負荷電圧 V_r 及び負荷電流 I_r の検出値に基づいて、共振負荷 30 に供給されている出力電力 P_{out} を算出する。ステップ S05 の後、ステップ S23 において、電力出力における間欠比率を出力電力 P_{out} 及び出力電力指令値 P_{out}^* に基づいて設定し、処理を終了する。

【0062】

図 14 を用いて、電力出力における間欠出力を説明する。なお、説明の便宜のために、図 14 では、駆動信号 g_{SW2} の正負を反転して表している。本実施形態の制御装置 40 は、第 1 スイッチ $SW1$ と第 2 スイッチ $SW2$ とを交互にオン操作及びオフ操作するものである。間欠出力でない連続出力時において、スイッチ $SW1$ 、 $SW2$ のいずれか一方がオン状態とされており、電源装置 20 から常に電力が出力される。

【0063】

一方、間欠出力時では、スイッチ $SW1$ 、 $SW2$ の一駆動周期におけるオン時間の割合 (デューティ) を、それぞれ 50% に保ちながら、所定期間における第 1 スイッチ $SW1$ 及び第 2 スイッチ $SW2$ のオン操作の回数を減少させる。図 14 に示す例では、スイッチ $SW1$ 、 $SW2$ の駆動周期 $\times 6$ の期間を所定期間とし、第 1 スイッチ $SW1$ 及び第 2 スイッチ $SW2$ のオン操作の回数を 6 回から 3 回に減少させている。これにより、デューティが 50% に保たれるとともに、出力電力 P_{out} が連続出力時の半分となる。間欠比率を出力電力 P_{out} と出力電力指令値 P_{out}^* との偏差に基づいて設定することで、出力電力 P_{out} を出力電力指令値 P_{out}^* に近づけることができる。

【0064】

以下、本実施形態の効果を述べる。

【0065】

図 12 に示すように、駆動周波数 f_{sw} が共振周波数 f_r と等しければ、オフ操作時におけるスイッチ電流 I_{sw} は 0 となり、サージ電圧は発生しない。駆動周波数 f_{sw} が、スイッチ SW の一駆動周期がスイッチ電流 I_{sw} の一周周期となる下限周波数 f_m であれば、オフ操作時におけるスイッチ電流 I_{sw} は 0 となり、サージ電圧は発生しない。また、駆動周波数 f_{sw} が共振周波数 f_r より低く、下限周波数 f_m より高い領域では、オフ操作時におけるスイッチ電流 I_{sw} は負の値となり、サージ電圧は発生しない。そこで、駆動周波数 f_{sw} を、下限周波数 f_m 以上であって共振周波数 f_r 以下である周波数範囲に設定することで、サージ電圧の発生を抑制することができる。

【0066】

電源装置 20 において、駆動周波数 f_{sw} をサージ電圧が発生しない周波数範囲に保ちつつ、間欠的に電力出力を行う構成とする。さらに、電力出力における間欠比率を出力電力 P_{out} に基づいて設定する。これにより、共振負荷 30 に対して所望の電力を供給することが可能になる。また、デューティを 50% に保ちながら間欠的に出力を行う構成にすることで、スイッチ SW のオン期間が短くなることで、スイッチ SW のオフ操作時にスイッチ電流 I_{sw} が負の値となり、サージ電圧が発生することを抑制できる。

【0067】

さらに、本実施形態では、駆動周波数 f_{sw} を固定周波数に固定するとともに、間欠比

10

20

30

40

50

率の調整を行う構成とした。駆動周波数 f_{sw} を一定値とすることができるため、制御を簡素化することができる。

【0068】

(他の実施形態)

・第1実施形態及び第2実施形態において、図1に示す電氣的構成を変更してもよい。例えば、図15に示すように、スイッチ $SW1$ 、 $SW2$ に流れる電流 I_{sw} を検出する電流センサ41のみを備え、電圧センサ42、及び、電流センサ43を省略する構成としてもよい。図15に示す構成において、制御装置40aは、電流センサ41によるスイッチ電流 I_{sw} の検出値、即ち、直流電圧源10からインバータ回路21に入力される入力電流の検出値に基づいて制御を行う。

10

【0069】

インバータ回路21に入力される入力電流であるスイッチ電流 I_{sw} と、直流電圧源10の端子間電圧、即ち、インバータ回路21に入力される入力電圧 V_{in} との積を算出することで、インバータ回路21の入力電力 P_{in} を算出することができる。そして、インバータ回路21の入力電力 P_{in} とインバータ回路21の出力電力 P_{out} とは略同一、又は、相関を有する。そこで、入力電力 P_{in} に基づいて出力電力 P_{out} を算出し、その出力電力 P_{out} と出力電力指令値 P_{out}^* との偏差に基づいて、駆動周波数 f_{sw} や間欠比率を設定することで、出力電力 P_{out} を出力電力指令値 P_{out}^* に近づけることが可能になる。

【0070】

20

また、スイッチ電流 I_{sw} と負荷電流 I_r とは、トランス Tr の巻線比率に応じた比例関係を有する。さらに、負荷電流 I_r と負荷電圧 V_r とは相関を有するため、スイッチ電流 I_{sw} に基づいて、共振周波数 f_r 及び下限周波数 f_m を算出することが可能である。

【0071】

また、図16に示すように、共振負荷30に対して印加される負荷電圧 V_r を検出する電圧センサ42のみを備え、電流センサ41、及び、電流センサ43を省略する構成としてもよい。図16に示す構成において、制御装置40bは、電圧センサ42による負荷電圧 V_r の検出値、即ち、インバータ回路21から共振負荷30に対して出力される出力電圧 V_r の検出値に基づいて制御を行う。

【0072】

30

制御装置40bは、出力電圧 V_r の検出値と、出力電圧指令値 V_r^* との偏差に基づいて、駆動周波数 f_{sw} や間欠比率を設定することで、出力電圧 V_r を出力電圧指令値 V_r^* に近づけることが可能になる。また、負荷電圧 V_r の検出値に基づいて、共振周波数 f_r 及び下限周波数 f_m を算出することが可能である。

【0073】

また、図17に示すように、共振負荷30に流れる負荷電流 I_r を検出する電流センサ43のみを備え、電流センサ41、及び、電圧センサ42を省略する構成としてもよい。図17に示す構成において、制御装置40cは、電流センサ43による負荷電流 I_r の検出値、即ち、インバータ回路21から共振負荷30に対して出力される出力電流 I_r の検出値に基づいて制御を行う。

40

【0074】

制御装置40cは、出力電流 I_r の検出値と、出力電流指令値 I_r^* との偏差に基づいて、駆動周波数 f_{sw} や間欠比率を設定することで、出力電流 I_r を出力電流指令値 I_r^* に近づけることが可能になる。また、負荷電流 I_r と負荷電圧 V_r とは相関を有するため、負荷電流 I_r の検出値に基づいて、共振周波数 f_r 及び下限周波数 f_m を算出することが可能である。

【0075】

・第1実施形態では、駆動周期の半周期にスイッチ電流 I_{sw} の一周期が含まれている状態でのサージ電圧の発生を抑制するために、制御装置40は、電流センサ41からスイッチ電流 I_{sw} の検出値を取得し、その検出値が負の値であることを条件として、スイッ

50

チSWをオン状態からオフ状態に操作する即時的制御を実施する構成とした。これを変更し、スイッチ電流 I_{sw} に応じて変化する電圧を検出する。そして、その電圧の検出値に基づいて、駆動信号 g_{SW} に対してスイッチ電流 I_{sw} が同位相又は進み位相となるように、駆動信号 g_{SW} の駆動周波数 f_{sw} を設定する構成としてもよい。

【0076】

具体的には、図18に示すように、電圧センサ44を、トランスTrのセンタタップCTと、第1スイッチSW1のドレインとの間に設ける構成とするとよい。そして、電圧センサ44によるトランスTrの入力電圧 V_{tr} の検出値を制御装置40dが取得する構成とする。制御装置40dは、トランスTrの入力電圧 V_{tr} の検出値に基づいて、スイッチ電流 I_{sw} が同位相又は進み位相であるか否かを判定することができる。スイッチ電流 I_{sw} が遅れ位相の場合に、駆動周波数 f_{sw} を低下させることで、サージ電圧の発生を抑制させることができる。なお、電圧センサをトランスTrのセンタタップCTと、第1スイッチSW1のドレインとの間、及び、トランスTrのセンタタップCTと、第2スイッチSW2のドレインとの間のそれぞれに設ける構成としてもよい。

【0077】

図19に示すように、スイッチ電流 I_{sw} が駆動信号 g_{SW} に対して遅れ位相である場合、スイッチSWのオフ操作時において、入力電圧 V_{tr} は、正の値から、サージ電圧によって急峻に負の値になった後、再度正の値となる。図20に示すように、スイッチ電流 I_{sw} が駆動信号 g_{SW} に対して進み位相である場合、スイッチSWのオフ操作時において、入力電圧 V_{tr} は、正の値から、負の値へと変化する。つまり、サージ電圧による入力電圧 V_{tr} の正から負への電圧反転の有無に基づいて、スイッチ電流 I_{sw} が駆動信号 g_{SW} に対して進み位相であるか否かを判定することができる。

【0078】

また、図21に示すように、電圧センサ45を、第1スイッチSW1の入力端子 - 出力端子間（ドレイン - ソース間）に設ける構成としてもよい。そして、電圧センサ45による第1スイッチSW1の電圧 V_{sw} の検出値を制御装置40eが取得する構成とする。制御装置40eは、第1スイッチSW1の電圧 V_{sw} の検出値に基づいて、スイッチ電流 I_{sw} が同位相又は進み位相であるか否かを判定することができる。スイッチ電流 I_{sw} が遅れ位相の場合に、駆動周波数 f_{sw} を低下させることで、サージ電圧の発生を抑制させることができる。なお、電圧センサを第1スイッチSW1の入力端子 - 出力端子間、及び、第2スイッチSW2の入力端子 - 出力端子間のそれぞれに設ける構成としてもよい。

【0079】

図22に示すように、スイッチ電流 I_{sw} が駆動信号 g_{SW} に対して遅れ位相である場合、スイッチSWのオフ操作時において、スイッチ電圧 V_{sw} は、0近傍の値、サージ電圧によって急峻に増加した後、再度0近傍の値となる。図23に示すように、スイッチ電流 I_{sw} が駆動信号 g_{SW} に対して進み位相である場合、スイッチSWのオフ操作時において、スイッチ電圧 V_{sw} は、0近傍の値から、正の値へと変化する。つまり、サージ電圧によるスイッチ電圧 V_{sw} の急峻な増加の有無に基づいて、スイッチ電流 I_{sw} が駆動信号 g_{SW} に対して進み位相であるか否かを判定することができる。

【0080】

・第1実施形態において、駆動周波数 f_{sw} が下限周波数 f_m 未満となる領域でのスイッチ電流 I_{sw} が負の値になった場合に、スイッチSWをオン状態からオフ状態に即時的に制御する構成を変更してもよい。即ち、駆動信号 g_{SW} がハイ状態とされ、スイッチSWがオン状態とされてから、下限周波数 f_m の逆数（ $1/f_m$ ）の半分に相当する時間が経過すると、スイッチ電流 I_{sw} の一周期が経過し、スイッチ電流 I_{sw} はゼロクロスし、負の値となる。そこで、スイッチSWがオン状態とされてから、下限周波数 f_m の逆数（ $1/f_m$ ）に相当する時間が経過した場合に、スイッチSWをオフ操作する構成としてもよい。この構成では、電流センサ41を省略することができる。

【0081】

・第1実施形態において、駆動周波数 f_{sw} と上限周波数としての共振周波数 f_r とを

10

20

30

40

50

比較し、駆動信号 g_{SW} に対し、スイッチ電流 I_{sw} が同位相又は進み位相となるように設定する構成とした。これを変更し、スイッチ電流 I_{sw} の検出値と駆動信号 g_{SW} とを直接的に比較し、スイッチ電流 I_{sw} の進み位相が所定値未満となった場合に電源装置 20 から共振負荷 30 への電力供給を停止する構成としてもよい。スイッチ電流 I_{sw} の進み位相は、具体的には、スイッチ電流 I_{sw} がゼロクロスする時点と、駆動信号 g_{SW} がハイ状態からロー状態にされる時点との差異として取得することができる。

【0082】

・第2実施形態において、駆動周波数 f_{sw} を固定する構成としたが、これを変更し、駆動周波数 f_{sw} を下限周波数 f_m と共振周波数 f_r との間の周波数領域で可変に設定するとともに、出力電力 P_{out} を間欠出力により調整する構成としてもよい。この構成では、駆動信号に対するスイッチ電流 I_{sw} の進み位相が小さくなり、駆動周波数 f_{sw} が共振周波数 f_r (上限周波数) を超える場合に、駆動周波数 f_{sw} の上昇を停止するとともに、電源装置 20 から共振負荷 30 への電力出力を禁止する構成とするとよい。

10

【0083】

・駆動周波数 f_{sw} を共振周波数 f_r 以下の領域に属する値に設定し、さらに、スイッチ電流 I_{sw} が負の値であることを条件として、第1スイッチ SW_1 及び第2スイッチ SW_2 をオフ操作する構成としてもよい。

【0084】

・コイル L_a を省略する構成としてもよい。この構成では、共振周波数 f_r は、二次コイル L_2 の漏れインダクタンス L_{sb} と、放電負荷 31 の容量成分とによって決定される。

20

【0085】

・スイッチ SW_1 , SW_2 をNチャネルMOS-FETから変更してもよい。例えば、IGBTを用いてもよい。なお、スイッチ SW_1 , SW_2 にIGBTを用いる場合は、還流ダイオードを設ける構成とするとよい。

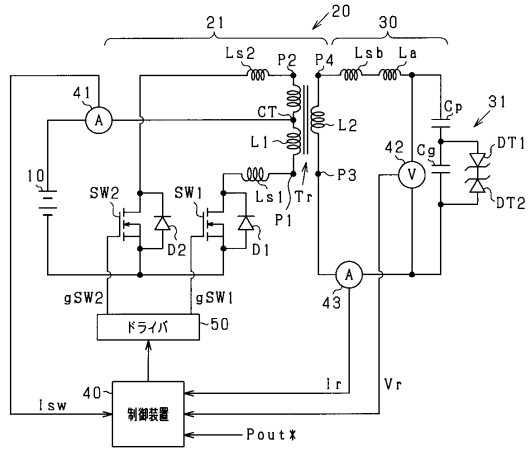
【符号の説明】

【0086】

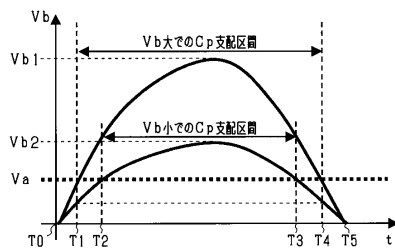
10...直流電圧源、20...電源装置、21...インバータ回路、30...共振負荷、40...制御装置、Tr...トランス、CT...センタタップ、L1...一次コイル、L2...二次コイル、 SW_1 ...第1スイッチ、 SW_2 ...第2スイッチ、D1...第1ダイオード、D2...第2ダイオード。

30

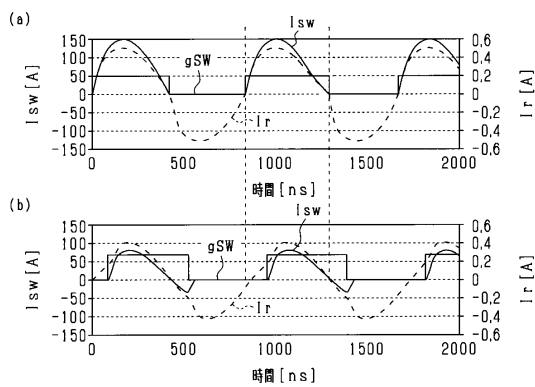
【図 1】



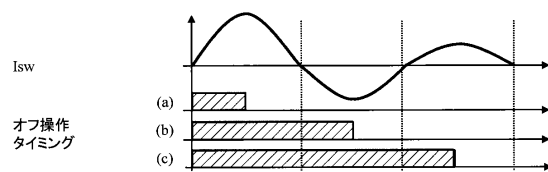
【図 2】



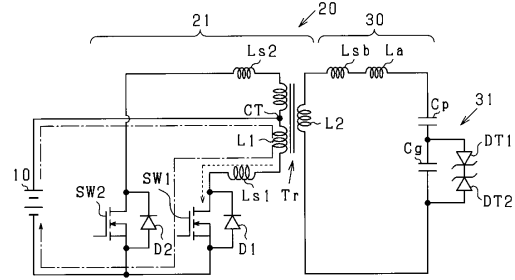
【図 5】



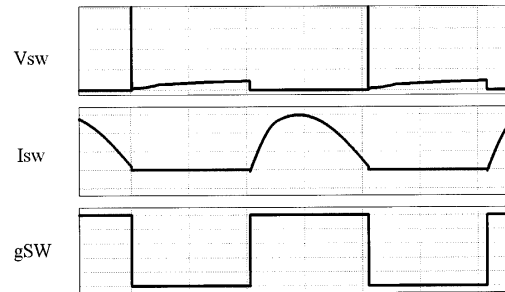
【図 6】



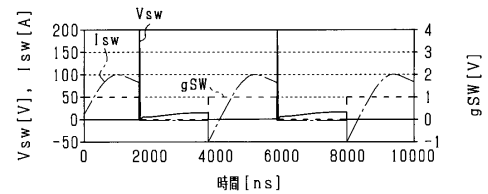
【図 3】



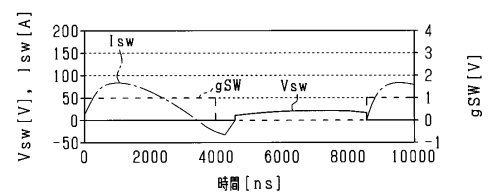
【図 4】



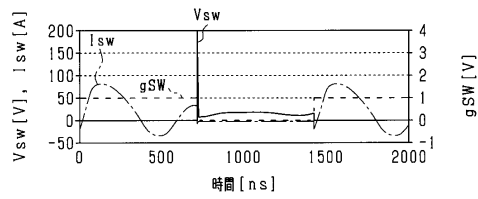
【図 7】



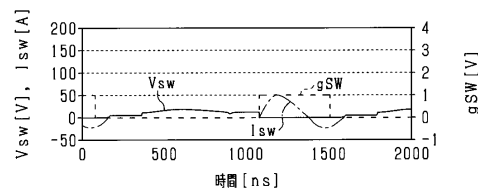
【図 8】



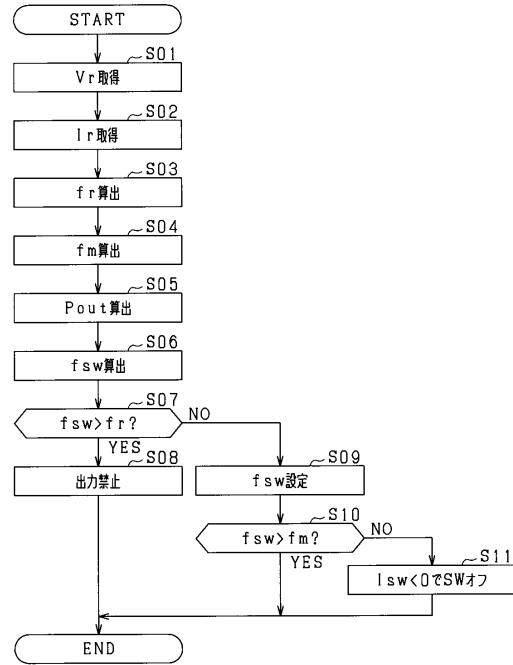
【図 9】



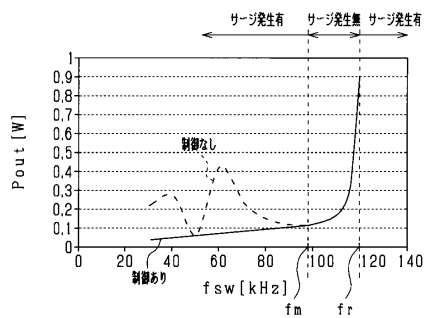
【図 10】



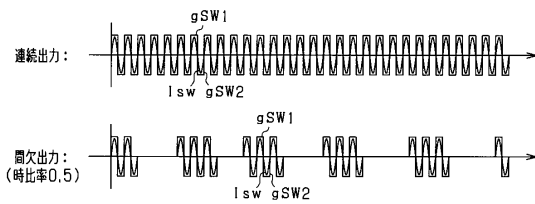
【図 11】



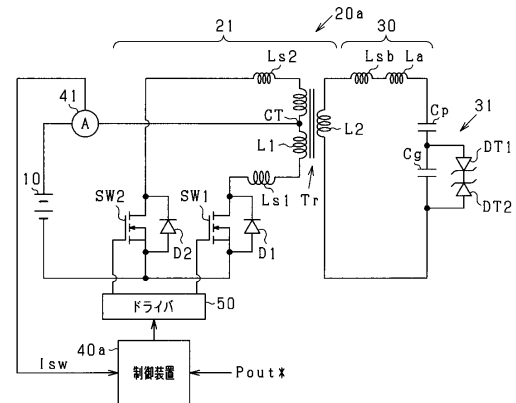
【図 12】



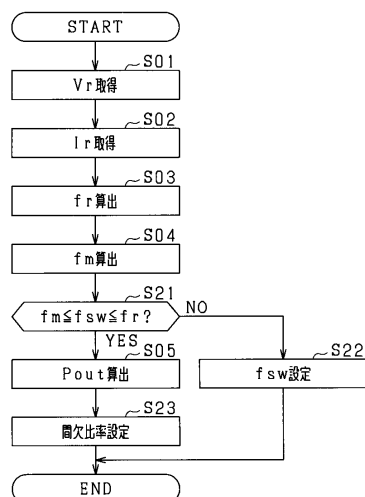
【図 14】



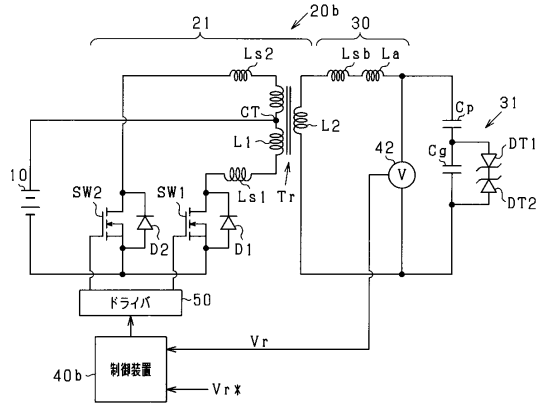
【図 15】



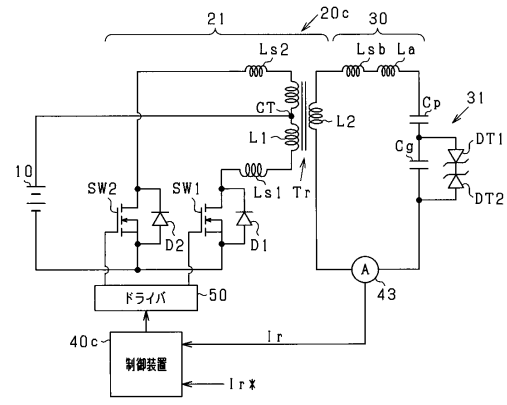
【図 13】



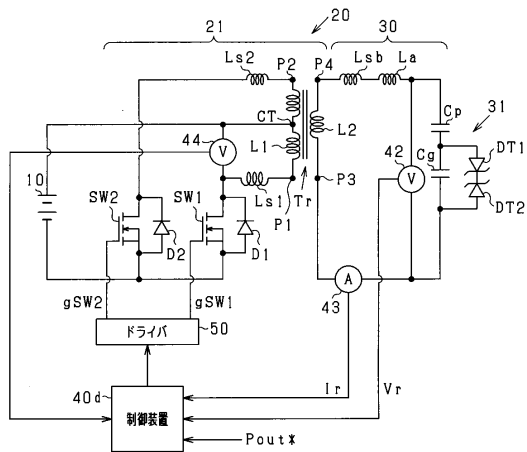
【図 16】



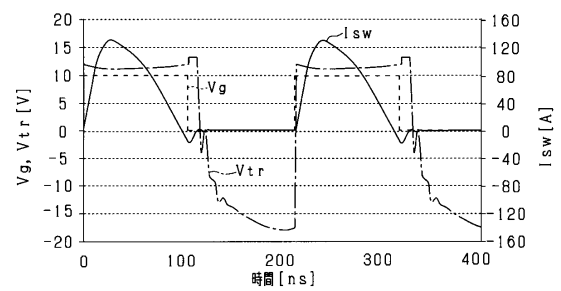
【図 17】



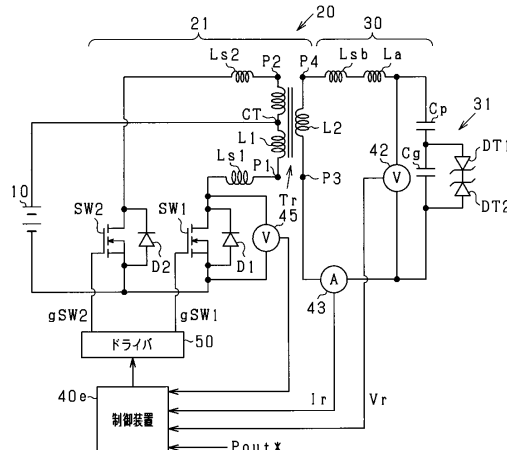
【図 18】



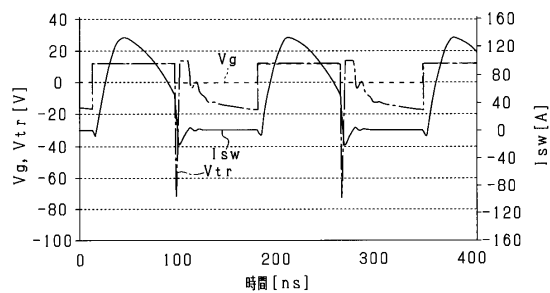
【図 20】



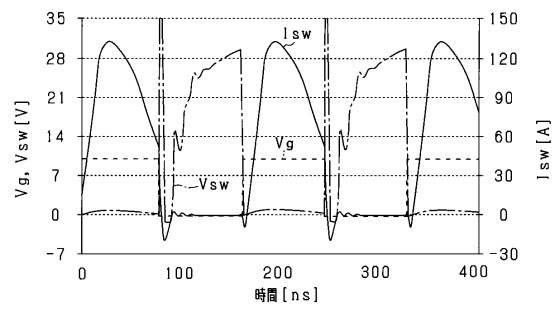
【図 21】



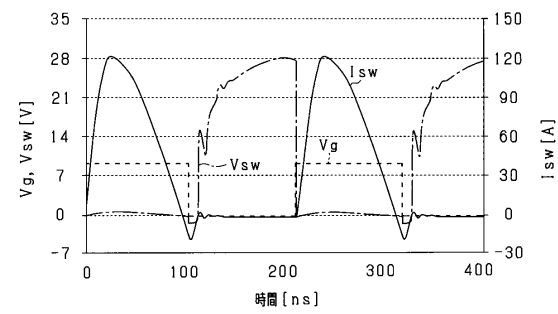
【図 19】



【図 2 2】



【図 2 3】



フロントページの続き

- (72)発明者 白川 和博
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内
- (72)発明者 間崎 耕司
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

審査官 柳下 勝幸

- (56)参考文献 特開2005-340185(JP,A)
国際公開第2008/032425(WO,A1)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- | | |
|------|-------|
| H02M | 7/538 |
| H02M | 7/48 |