

(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2013-110832

(P2013-110832A)

(43) 公開日 平成25年6月6日(2013.6.6)

(51) Int.Cl.
H02M 3/28 (2006.01)

F I
H02M 3/28

テーマコード(参考)
5H730

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 32 頁)

(21) 出願番号 特願2011-253343 (P2011-253343)
(22) 出願日 平成23年11月18日 (2011.11.18)

(71) 出願人 000180025
山洋電気株式会社
東京都豊島区北大塚一丁目15番1号
(74) 代理人 110000671
八田国際特許業務法人
(72) 発明者 山岸 伸一郎
東京都豊島区北大塚一丁目15番1号 山洋電気株式会社内
(72) 発明者 関 知昭
東京都豊島区北大塚一丁目15番1号 山洋電気株式会社内
Fターム(参考) 5H730 AA14 BB24 BB44 BB61 BB82
DD04 EE02 EE08 EE10 EE13
FG02

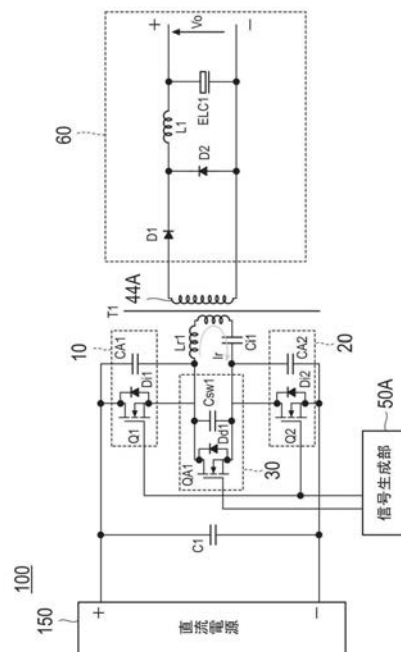
(54) 【発明の名称】 スイッチング電源装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 入力電圧が高い電源に対して好適で高い変換効率を得られるスイッチング電源装置を得る。

【解決手段】 トランス T1 は一次巻線と二次巻線 44 A とを有し、共振コイル Lr1 は一次巻線の一端にその一端が接続され、共振コンデンサ Ci1 は一次巻線他端にその一端が接続される。第1スイッチング回路 10 は共振コイル Lr1 の他端と直流電源 150 の + 端子とに接続され、第2スイッチング回路 20 は共振コンデンサ Ci1 の他端と直流電源 150 の - 端子とに接続される。補助スイッチング回路 30 は共振コイル Lr1 の他端と共振コンデンサ Ci1 の他端とに接続され、信号生成部 50 A は、第1スイッチング回路 10 及び第2スイッチング回路 20 に供給するスイッチング信号と補助スイッチング回路 30 に供給する補助スイッチング信号とを生成する。スイッチング信号は補助スイッチング信号が LOW になっているときに HI なる。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

一次巻線と二次巻線とを有するトランスと、

前記一次巻線の一端にその一端が接続される共振コイルと、

前記一次巻線の他端にその一端が接続される共振コンデンサと、

前記共振コイルの他端と直流電源の一方の極性の端子とに接続される第 1 スイッチング回路と、

前記共振コンデンサの他端と前記直流電源の他方の極性の端子とに接続される第 2 スイッチング回路と、

前記共振コイルの他端と前記共振コンデンサの他端とに接続される補助スイッチング回路と、

前記第 1 スイッチング回路及び前記第 2 スイッチング回路に供給するスイッチング信号と前記補助スイッチング回路に供給する補助スイッチング信号とを生成する信号生成部と、を有し、

前記スイッチング信号は前記補助スイッチング信号が LOW になっているときに HI になり、前記補助スイッチング信号は前記スイッチング信号が LOW になっているときに HI になり、

前記スイッチング信号が LOW になり前記第 1 スイッチング回路及び前記第 2 スイッチング回路が OFF した後、前記補助スイッチング信号が HI になり前記補助スイッチング回路が ON するまでの間、前記一次巻線、前記共振コイル、前記共振コンデンサ及び前記補助スイッチング回路によって電流閉回路を形成し、

前記電流閉回路に前記トランスに蓄積された磁束をリセットするためのリセット電流を流すことを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の構成を有する第 1 スイッチング電源装置と、

前記第 1 スイッチング電源装置と同一の構成を有する第 2 スイッチング電源装置と、を有し、

前記第 1 スイッチング電源装置と前記第 2 スイッチング電源装置の一次側は直流電源に並列に接続され、

前記第 1 スイッチング電源装置と前記第 2 スイッチング電源装置の二次側は出力端子に並列に接続され、

前記第 1 スイッチング電源装置と前記第 2 スイッチング電源装置は交互に動作することを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 3】

前記第 1 スイッチング電源装置と前記第 2 スイッチング電源装置とが有するそれぞれのトランスの二次巻線と前記出力端子との間に、整流用のダイオード、出力電圧を平滑化するリアクトル及び出力電圧を平滑化するコンデンサが接続され、

前記第 1 スイッチング電源装置の信号生成部と前記第 2 スイッチング電源装置の信号生成部とがそれぞれ生成するスイッチング信号と補助スイッチング信号は、一方の信号生成部が生成するスイッチング信号と補助スイッチング信号の位相が、他方の信号生成部が生成するスイッチング信号と補助スイッチング信号の位相に対して 180 度ずれていることを特徴とする請求項 2 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 4】

前記第 1 スイッチング電源装置が有するトランスの二次巻線の一端と前記出力端子との間で直列に接続される第 1 同期スイッチング回路と、

前記第 2 スイッチング電源装置が有するトランスの二次巻線の一端と前記出力端子との間で直列に接続される第 2 同期スイッチング回路と、

前記出力端子に並列に接続される第 3 同期スイッチング回路と、

前記第 1 から第 3 同期スイッチング回路に供給して効率的な整流を行わせる同期整流信号を生成する同期整流信号生成部と、

10

20

30

40

50

をさらに有することを特徴とする請求項 2 または 3 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 5】

前記第 1 スwitchング回路、前記第 2 スwitchング回路及び前記補助スitchング回路は、同一の回路要素を用いた同一の回路に形成されることを特徴とする請求項 1 から 4 のいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項 6】

前記第 1 スwitchング電源装置と前記第 2 スwitchング電源装置の信号生成部は、一体化されていることを特徴とする請求項 2 から 5 のいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項 7】

さらに、前記同期整流信号生成部は、前記第 1 スwitchング電源回路と前記第 2 スwitchング電源回路が有するそれぞれの信号生成部と一体化されていることを特徴とする請求項 6 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 8】

前記共振コイルは、前記トランスの漏れインダクタンスで代用することを特徴とする請求項 1 から 7 のいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、入力電圧が高い電源に対して好適で高い変換効率を得られるスイッチング電源装置に関する。

【背景技術】

【0002】

一般的に、スイッチング電源装置が備えるスイッチング素子は、ターンオン時とターンオフ時にスイッチング損失を生じる。スイッチング損失が生じると、サージ電圧が発生してノイズの原因となったり、スイッチング素子が発熱してスイッチング電源装置の小型化を阻止する原因となったりする。

【0003】

このため、下記の特許文献 1 に示すスイッチング電源装置は、主スイッチとはオン、オフを逆の周期で行なう補助スイッチを設けてスイッチング素子のゼロ電圧スイッチングを実現している（実用新案登録請求の範囲の記載）。また、下記の特許文献 2 に示すスイッチング電源装置は、各半導体スイッチを共振させる回路を採用してスイッチング素子のスイッチング損失を減少させている（段落 0045 の記載）。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献 1】実開平 4 - 72883 号公報

【特許文献 2】特開平 10 - 295078 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

ところが、従来のスイッチング電源装置は、入力電圧が 300V 程度の電源に対して好適なものがほとんどである。従来のスイッチング電源装置は、この入力電圧で使用した場合に最大の変換効率（入力電力に対する出力電力の割合）を得るための工夫がされている。現在では、入力電圧が 300V よりも高い、たとえば 600V の電圧の電源に対して使用するものが多くなりつつある。入力電圧が高い電源に対して使用するスイッチング電源装置には、入力電圧に応じた特別な工夫が必要になる。

【0006】

たとえば、従来のスイッチング電源装置を入力電圧が高い電源に適用すると、その構成部品の耐圧を上げることになるため、高い変換効率を得られなくなる。これは、スイッチ

10

20

30

40

50

ング電源装置の構成部品の耐圧を上げると、高耐圧の部品ほど損失が大きくなる傾向があるからである。スイッチング電源装置を入力電圧が高い電源に対して好適なものとし高い変換効率を得るためには、回路構成に特別な工夫を加える必要がある。

【0007】

本発明は、このような従来 of 要請に応えるためになされたものであり、入力電圧が高い電源に対して好適で高い変換効率を得られるスイッチング電源装置の提供を目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0008】

上記目的を達成するための本発明に係るスイッチング電源装置は、トランス、共振コイル、共振コンデンサ、第1スイッチング回路、第2スイッチング回路、補助スイッチング回路及び信号生成部を備える。

10

【0009】

トランスは一次巻線と二次巻線とを有し、共振コイルは前記一次巻線の一端にその一端が接続され、共振コンデンサは前記一次巻線の他端にその一端が接続される。

【0010】

第1スイッチング回路は前記共振コイルの他端と直流電源の一方の極性の端子とに接続され、第2スイッチング回路は前記共振コンデンサの他端と前記直流電源の他方の極性の端子とに接続される。

【0011】

補助スイッチング回路は前記共振コイルの他端と前記共振コンデンサの他端とに接続され、信号生成部は、前記第1スイッチング回路及び前記第2スイッチング回路に供給するスイッチング信号と前記補助スイッチング回路に供給する補助スイッチング信号とを生成する。前記スイッチング信号は前記補助スイッチング信号がLOWになっているときにHIになり、前記補助スイッチング信号は前記スイッチング信号がLOWになっているときにHIになる。

20

【0012】

前記スイッチング信号がLOWになり前記第1スイッチング回路及び前記第2スイッチング回路がOFFした後、前記補助スイッチング信号がHIになり前記補助スイッチング回路がONするまでの間、前記一次巻線、前記共振コイル、前記共振コンデンサ及び前記補助スイッチング回路によって電流閉回路を形成する。

30

【0013】

このため、前記電流閉回路に前記トランスに蓄積された磁束をリセットするためのリセット電流が流れる。

【発明の効果】

【0014】

本発明に係るスイッチング電源装置によれば次のような効果を奏する。

・第1スイッチング回路と第2スイッチング回路を電源に対して直列に接続しているため、第1スイッチング回路と第2スイッチング回路の耐圧を下げるができる。このため、スイッチング電源装置は、高電圧（たとえば600V程度の高電圧）の電源でも使用できる。

40

【0015】

・第1スイッチング回路と第2スイッチング回路の耐圧を下げるができるため、第1スイッチング回路と第2スイッチング回路の損失を低減できる。

【0016】

・共振コイルと共振コンデンサとで形成される共振回路によって、トランスに蓄積された磁束をリセットできる。このため、トランスに蓄積された磁束をリセットするためのリセット回路が不要になり、部品点数の削減とリセット回路分の損失を低減できる。

【0017】

・共振回路によって、第1スイッチング回路と第2スイッチング回路のスイッチング損失がなくなる。このため、スイッチング時に発生するサージ電圧の大きさが低減できる。

50

【 0 0 1 8 】

・第1スイッチング回路、第2スイッチング回路及び補助スイッチング回路のスイッチング損失がなくなりサージ電圧の大きさが低減できるため、これらの回路の構成部品として、耐圧の低い汎用的かつ安価な部品が使用できる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 1 9 】

【 図 1 】 実施形態1に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【 図 2 】 図1の第1及び第2スイッチング回路のタイミングチャートである。

【 図 3 】 図1の補助スイッチング回路のタイミングチャートである。

【 図 4 】 図1の整流回路のタイミングチャートである。

10

【 図 5 】 図1の整流回路のタイミングチャートである。

【 図 6 】 図1のスイッチング電源装置のタイミングチャートの各モードに対応した電流経路図である。

【 図 7 】 図1のスイッチング電源装置のタイミングチャートの各モードに対応した電流経路図である。

【 図 8 】 図1のスイッチング電源装置のタイミングチャートの各モードに対応した電流経路図である。

【 図 9 】 図1のスイッチング電源装置のタイミングチャートの各モードに対応した電流経路図である。

【 図 1 0 】 図1のスイッチング電源装置のタイミングチャートの各モードに対応した電流経路図である。

20

【 図 1 1 】 実施形態2に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【 図 1 2 】 図12のスイッチング電源装置のタイミングチャートである。

【 図 1 3 】 図12のスイッチング電源装置のタイミングチャートである。

【 図 1 4 】 実施形態3に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【 図 1 5 】 図14のスイッチング電源装置のタイミングチャートである。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 2 0 】

以下に、本発明に係るスイッチング電源装置の実施形態を、[実施形態1] - [実施形態3]に分けて説明する。[実施形態1]は、2つのスイッチング回路を直列に接続したスイッチング電源装置である。[実施形態2]は、実施形態1のスイッチング電源装置を2つ並列に接続したスイッチング電源装置である。[実施形態3]は、実施形態2のスイッチング電源装置の整流を同期して行わせたスイッチング電源装置である。

30

【 0 0 2 1 】

[実施形態 1]

(回路の構成)

図1は実施形態1に係るスイッチング電源装置100の回路図である。スイッチング電源装置100は直流電源150の直流電圧を降圧または昇圧してV0の直流電圧を出力する。本実施形態では600Vの電圧の直流電源150を接続する。

【 0 0 2 2 】

スイッチング素子Q1、ダイオードDi1、コンデンサCA1は第1スイッチング回路10を形成する。スイッチング素子Q2、ダイオードDi2、コンデンサCA2は第2スイッチング回路20を形成する。スイッチング素子QA1、ダイオードDd1、コンデンサCSW1は補助スイッチング回路30を形成する。

40

【 0 0 2 3 】

トランスT1は一次巻線42と二次巻線44とを有する。一次巻線42と二次巻線44はスイッチング電源装置100の一次側と二次側を絶縁する。

【 0 0 2 4 】

共振コイルLr1の一端は一次巻線42の一端に接続する。共振コンデンサCi1の一端は一次巻線42の他端に接続する。

50

【 0 0 2 5 】

第1スイッチング回路10は共振コイルLr1の他端と直流電源150の+側の端子に接続する。第2スイッチング回路20は共振コンデンサCi1の他端と直流電源150の-側の端子に接続する。補助スイッチング回路30は共振コイルLr1の他端と共振コンデンサCi1の他端に接続する。コンデンサC1は直流電源150の+端子と-端子に接続する。なお、共振コイルLr1に要求されるインダクタンスの値が小さければ、共振コイルLr1をトランスT1の漏れインダクタンスを利用することができる。この場合、スイッチング電源装置100の部品を削減することができる。

【 0 0 2 6 】

したがって、第1スイッチング回路10と第2スイッチング回路20とは直流電源150に対して直列に接続され、コンデンサC1は直流電源150に対して並列に接続される。

10

【 0 0 2 7 】

信号生成部50は、スイッチング素子Q1とQ2にスイッチング信号を供給し、スイッチング素子QA1に補助スイッチング信号を供給する。スイッチング信号は補助スイッチング信号がLOWになっているときにHIになり、補助スイッチング信号はスイッチング信号がLOWになっているときにHIになる。

【 0 0 2 8 】

トランスT1の二次巻線44にはダイオードD1、D2、コイルL1、コンデンサELC1を接続する。ダイオードD1、D2、コイルL1、コンデンサELC1は整流回路60を形成する。整流回路60は一般的に用いられている回路であり、二次巻線44に流れる電流を整流し平滑化して直流電圧V0を出力する。

20

【 0 0 2 9 】

(回路の動作)

図2は、図1の第1及び第2スイッチング回路10、20のタイミングチャートである。図3は、図1の補助スイッチング回路30のタイミングチャートである。図4及び図5は、図1の整流回路60のタイミングチャートである。図6から図10は、図1のスイッチング電源装置のタイミングチャートの各モードに対応した電流経路図である。これらのタイミングチャート及び電流経路図を参照しながらスイッチング電源装置100の回路の動作を説明する。

30

【 0 0 3 0 】

図2から図4に示すように、スイッチング素子Q1、Q2のゲートには、タイミングチャートで示すような矩形波のスイッチング信号が、それぞれ同一のタイミングで印加される。また、スイッチング素子QA1には、タイミングチャートに示すような矩形波の補助スイッチング信号が印加される。

【 0 0 3 1 】

スイッチング信号は、補助スイッチング信号がLOWになっている間の任意の時間HIになる。補助スイッチング信号は、スイッチング信号がLOWになっている間の任意の時間HIになる。

【 0 0 3 2 】

したがって、図2のタイミングチャートに示すように、スイッチング電源装置100は、スイッチング信号がLOWで補助スイッチング信号がHIのとき、スイッチング信号と補助スイッチング信号の両方がLOWのとき、スイッチング信号がHIで補助スイッチング信号がLOのときの3つの状態を有する。次に、これら3つの状態での回路の動作を、図2から図4のタイミングチャートに示す9つのモードに分けて、図1から図10を参照しながら説明する。

40

【 0 0 3 3 】

1.モード1<Q1、Q2:ON、QA1:OFF>

スイッチング信号がHIで補助スイッチング信号がLOWのとき(Q1、Q2:ON、QA1:OFF)には、図6Aに示す経路に電流が流れる。つまり図1に示した、直流電

50

源 150 の + 端子から第 1 スイッチング回路 10、共振コイル $L_r 1$ 、トランス $T 1$ の一次巻線 42、共振コンデンサ $C_i 1$ 、第 2 スイッチング回路 20、直流電源 150 の - 端子を結ぶ経路に電流が流れる。その結果、トランス $T 1$ の二次巻線 44 に電圧が誘起され、トランス $T 1$ の二次巻線 44 の + の出力端子からダイオード $D 1$ 、コイル $L 1$ 、+ の出力端子、- の出力端子、トランス $T 1$ の二次巻線 44 の - の出力端子を結ぶ経路に電流が流れる。

【0034】

モード 1 におけるスイッチング素子 $Q 1$ 、 $Q 2$ のドレイン - ソース間電圧は、図 2 のタイミングチャートに示すように V_f になる。 V_f の電圧は、スイッチング素子 $Q 1$ 、 $Q 2$ の順方向に電流が流れているときにスイッチング素子 $Q 1$ 、 $Q 2$ で発生する電圧降下である。したがって、スイッチング素子 $Q 1$ 、 $Q 2$ には、流れる電流の大きさに応じてタイミングチャートに示すような V_f の影響による順方向損失が発生する。

10

【0035】

また、モード 1 におけるスイッチング素子 $Q 1$ 、 $Q 2$ のドレイン - ソース間電流は、図 2 のタイミングチャートに示すように、スイッチング素子 $Q 1$ 、 $Q 2$ が ON した後少しの時間が経過してから直線的に急上昇し、その後は緩慢に上昇する。

【0036】

モード 1 におけるスイッチング素子 $Q 1$ 、 $Q 2$ の寄生ダイオード $D_i 1$ 、 $D_i 2$ 及びコンデンサ $C_A 1$ 、 $C_A 2$ の電圧は図 2 のタイミングチャートに示すように V_f になる。また、それらの電流はスイッチング素子 $Q 1$ 、 $Q 2$ が ON であるので図 2 のタイミングチャートに示すように 0 である。

20

【0037】

また、モード 1 におけるスイッチング素子 $Q_A 1$ の電圧は図 3 のタイミングチャートに示すように一定の電圧である。この電圧は、共振コイル $L_r 1$ 、トランス $T 1$ の一次巻線 42、共振コンデンサ $C_i 1$ で形成される直列回路の両端にかかる電圧と同一の電圧である。モード 1 におけるスイッチング素子 $Q_A 1$ の電流は、スイッチング素子 $Q_A 1$ が OFF であるので、図 3 のタイミングチャートに示すように 0 である。モード 1 におけるスイッチング素子 $Q_A 1$ の寄生ダイオード $D_d 1$ の電圧と電流及びコンデンサ $C_{SW 1}$ の電圧と電流も、スイッチング素子 $Q_A 1$ の電圧及び電流と同じである。

【0038】

一方、モード 1 における整流回路 60 のダイオード $D 1$ の電圧は図 4 のタイミングチャートに示すように V_f であり、その電流は出力端子に接続される負荷（図示せず）に流れる一定の大きさの電流である。モード 1 におけるダイオード $D 1$ の電流は、ダイオード $D 1$ の順方向に流れるので、図 4 のタイミングチャートに示すような V_f の影響による順方向損失が発生する。

30

【0039】

また、モード 1 における整流回路 60 のダイオード $D 2$ の電圧は図 4 のタイミングチャートに示すように、ほぼ一定の電圧であるが、その電圧はダイオード $D 2$ の逆方向にかかっているためダイオード $D 2$ に流れる電流は 0 である。したがって、ダイオード $D 2$ の順方向損失は発生しない。

40

【0040】

ここで、整流回路 60 の動作を図 5 のタイミングチャートを参照して簡単に説明しておく。トランス $T 1$ の二次巻線 44 に誘導される電圧は、スイッチング素子 $Q 1$ 、 $Q 2$ に印加するスイッチング信号と同一の周波数で変動する。その電圧の大きさは出力電圧の 2 倍以上である。整流回路 60 を構成するダイオード $D 1$ と $D 2$ は図 5 に示すように交互に電圧の印加と導通を繰り返す。このため、コイル $L 1$ には図 5 に示すようにダイオード $D 1$ と $D 2$ に流れる電流が合成されて流れる。

【0041】

2. モード 2 < $Q 1$ 、 $Q 2$: ON から OFF、 $Q_A 1$: OFF >

スイッチング信号が HI で補助スイッチング信号が LOW の状態から、スイッチング信

50

号と補助スイッチング信号とが共にLOWの状態(Q1、Q2:OFF、QA1:OFF)に移行すると、まず、図6Bに示す経路に電流が流れる。

【0042】

つまり図1に示した、直流電源150の+端子からコンデンサCA1、共振コイルLr1、トランスT1の一次巻線42、共振コンデンサCi1、コンデンサCA2、直流電源150の-端子を結ぶ経路に電流が流れる。その結果、トランスT1の二次巻線44に電圧が誘起され、トランスT1の二次巻線44の+の出力端子からダイオードD1、コイルL1、+の出力端子、-の出力端子、トランスT1の二次巻線44の-の出力端子を結ぶ経路に電流が流れる。

【0043】

モード2ではスイッチング素子Q1、Q2がOFFした瞬間にコンデンサCA1、CA2に電流が流れるので、スイッチング素子Q1、Q2の損失が低減される。

【0044】

3.モード3<Q1、Q2:OFF、QA1:OFF>

モード2の状態にコンデンサCA1、CA2の充電が完了すると、モード3に移行し、一次巻線42で発生する電圧により、図7Aに示す経路に電流が流れる。つまり、トランスT1の一次巻線42、共振コンデンサCi1、補助スイッチング回路30のダイオードDd1、共振コイルLr1を結ぶ経路に電流が流れる。

【0045】

トランスT1の二次側では、二次巻線44及びコイルL1で発生する電圧により、図7Aに示すように、トランスT1の二次巻線44の+の出力端子からダイオードD1、コイルL1、+の出力端子、-の出力端子、トランスT1の二次巻線44の-の出力端子及びダイオードD2を結ぶ2つの経路に電流が流れる。

【0046】

モード2におけるスイッチング素子Q1、Q2のドレイン-ソース間電圧は、図2のタイミングチャートに示すように、コンデンサCA1、CA2の充電が進むに連れてVfから直線的に上昇する。

【0047】

また、モード2及び3におけるスイッチング素子Q1、Q2のドレイン-ソース間電流は、スイッチング素子Q1、Q2がOFFするため、図2のタイミングチャートに示すように0になる。したがって、スイッチング素子Q1、Q2の損失も、図2のタイミングチャートに示すように0である。

【0048】

モード2におけるスイッチング素子Q1、Q2の寄生ダイオードDi1、Di2及びコンデンサCA1、CA2の電圧は図2のタイミングチャートに示すようにVfから直線的に上昇する。

【0049】

また、スイッチング素子Q1、Q2の寄生ダイオードDi1、Di2の電流は、寄生ダイオードDi1、Di2にその順方向に対して逆向きの電圧が印加されているので図2のタイミングチャートに示すように0である。一方、コンデンサCA1、CA2の電流はスイッチング素子Q1、Q2がOFFした瞬間から急上昇し、その後、コンデンサCA1、CA2の充電が進むに連れてほぼ直線的に下降する。

【0050】

また、モード2におけるスイッチング素子QA1の電圧は図3のタイミングチャートに示すように直線的に減少する。この電圧は、共振コイルLr1、トランスT1の一次巻線42、共振コンデンサCi1で形成される直列回路の両端にかかる電圧と同一の電圧である。モード2におけるスイッチング素子QA1の電流は図3のタイミングチャートに示すように0である。モード2におけるスイッチング素子QA1の寄生ダイオードDd1の電圧と電流もスイッチング素子QA1の電圧及び電流と同じである。

【0051】

10

20

30

40

50

一方、モード 2 - 4 における整流回路 60 のダイオード D 1 の電圧は図 4 のタイミングチャートに示すように V_f であり、その電流は直線的に減少する。モード 2 - 4 におけるダイオード D 1 の電流は、ダイオード D 1 の順方向に流れるので、図 4 のタイミングチャートに示すような V_f の影響による順方向損失が発生する。ただし、この損失はダイオード D 1 に流れる電流の減少とともに減少する。

【 0 0 5 2 】

また、モード 2 及び 3 における整流回路 60 のダイオード D 2 の電圧は図 4 のタイミングチャートに示すように V_f に低下する。一方、ダイオード D 2 に流れる電流は直線的に上昇する。したがって、ダイオード D 2 の順方向損失は電流の上昇とともに増加する。

【 0 0 5 3 】

モード 2 では、前述のように、スイッチング素子 Q 1、Q 2 のスイッチング損失が無損失化される。また、スイッチング時にスイッチング素子 Q 1、Q 2 で発生するサージ電圧の大きさを低減できる。このように、スイッチング損失を低減し、サージ電圧の大きさを低減できるので、第 1 スwitching 回路 10 と第 2 スwitching 回路 20 の構成部品として、耐圧の低い汎用的な安価な部品を使用できる。

【 0 0 5 4 】

また、モード 2 及び 3 では、図 7 B、図 8 A、図 1 に示したように、トランス T 1 の一次巻線 42 に蓄積された磁束をリセットするためのリセット電流 I_r が補助スイッチング回路 30 に流れる。

【 0 0 5 5 】

しかし、このリセット電流 I_r は、補助スイッチング回路 30 を循環するのみで、直流電源 150 側には流出しない。このため、リセット電流 I_r による損失を低減することができる。

【 0 0 5 6 】

前述の特許文献 2 の回路の場合には、電源を含む電流経路を通じてリセット電流 I_r が流れる。リセット電流 I_r は入力電源側に流出することになるので、たとえばその電流経路に存在するダイオードに順方向損失が発生する。

【 0 0 5 7 】

また、特許文献 2 の回路のように、リセット電流 I_r を電源側に流すための回路が不要になり、部品点数の削減とその回路で発生する損失が低減できる。

【 0 0 5 8 】

このように、モード 2 及び 3 では、スイッチング信号が LOW になり第 1 スwitching 回路 10 及び第 2 スwitching 回路 20 が OFF した後、補助スイッチング信号が HI になる。補助スイッチング回路 30 が ON するまでの間、一次巻線 42 及び補助スイッチング回路 30 によって電流閉回路を形成し、電流閉回路にトランス T 1 に蓄積された磁束をリセットするためのリセット電流 I_r を流すことになる。

【 0 0 5 9 】

4. モード 4 < Q 1、Q 2 : OFF、Q A 1 : OFF から ON >

スイッチング信号と補助スイッチング信号とが共に LOW の状態からスイッチング信号が LOW で補助スイッチング信号が HI の状態 < Q 1、Q 2 : OFF、Q A 1 : ON > に移行すると、図 7 B に示す経路に電流が流れる。

【 0 0 6 0 】

つまり、トランス T 1 の一次巻線 42、共振コンデンサ C i 1、補助スイッチング回路 30 のスイッチング素子 Q A 1、共振コイル L r 1 を結ぶ経路に電流が流れる。

【 0 0 6 1 】

トランス T 1 の二次側では、二次巻線 44 及びコイル L 1 で発生する電圧により、図 7 B に示すように、トランス T 1 の二次巻線 44 の + の出力端子からダイオード D 1、コイル L 1、+ の出力端子、- の出力端子、トランス T 1 の二次巻線 44 の - の出力端子及びダイオード D 2 を結ぶ 2 つの経路に電流が流れる。

【 0 0 6 2 】

10

20

30

40

50

モード4では、スイッチング素子QA1の寄生ダイオードDd1に電流が流れている状態でスイッチング素子QA1がONになる。寄生ダイオードDd1に電流が流れている状態では寄生ダイオードDd1の端子間電圧とスイッチング素子QA1のソース-ドレイン間電圧はVfになっている。このため、スイッチング素子QA1がONする時にはゼロポルトスイッチング(ZVS)が実現される。

【0063】

5.モード5<Q1.Q2:OFF、QA1:ON>

モード4の状態です二次巻線44から電圧が出力されなくなると、モード5に移行し、図8Aに示す経路に電流が流れる。つまり図1に示した、共振コンデンサCi1、一次巻線42、共振コイルLr1、補助スイッチング回路30のスイッチング素子QA1を結ぶ経路に電流が流れる。この電流はコンデンサCi1が放電するために流れる。したがって、モード5で流れる電流はモード4のときに流れている電流とは反対方向になる。トランスT1の二次側では、コイルL1で発生する電圧により、図8Aに示すように、コイルL1、+の出力端子、-の出力端子、ダイオードD2を結ぶ経路に電流が流れる。

10

【0064】

6.モード6<Q1.Q2:OFF、QA1:ON>

トランスT1の一次側及び二次側で形成される電流経路は図8Bの通りであり、モード5と同一である。

【0065】

モード4から6におけるスイッチング素子Q1、Q2のドレイン-ソース間電圧は、図2のタイミングチャートに示すように一定の電圧である。また、モード4から6におけるスイッチング素子Q1、Q2のドレイン-ソース間電流は、スイッチング素子Q1、Q2がOFFであるため、図2のタイミングチャートに示すように0になる。したがって、スイッチング素子Q1、Q2の損失も、図2のタイミングチャートに示すように0である。

20

【0066】

モード4から6におけるスイッチング素子Q1、Q2の寄生ダイオードDi1、Di2及びコンデンサCA1、CA2の電圧は図2のタイミングチャートに示すように一定の電圧である。また、モード4から6におけるスイッチング素子Q1、Q2の寄生ダイオードDi1、Di2及びコンデンサCA1、CA2の電流は、図2のタイミングチャートに示すように0になる。

30

【0067】

また、モード4から6におけるスイッチング素子QA1の電圧は図3のタイミングチャートに示すように逆方向の電圧が発生した後にVfになる。逆方向の電圧が発生するのは、モード4で逆方向に電流が流れるからである。モード4から6におけるスイッチング素子QA1の電流は図3のタイミングチャートに示すように一旦逆方向に流れたのちに徐々に上昇し一定の電流値で安定する。

【0068】

モード4から6におけるスイッチング素子QA1の寄生ダイオードDd1の電圧は、図3のタイミングチャートに示すようにスイッチング素子QA1の電圧と同じく一旦逆方向の電圧が発生した後にVfになる。また、スイッチング素子QA1の寄生ダイオードDd1の電流は図3のタイミングチャートに示すように急激に流れたのちに徐々に減少し0になる。

40

【0069】

一方、モード4-5における整流回路60のダイオードD1の電圧は図4のタイミングチャートに示すようにVfであり、その電流はモード2、3の状態から引き続き直線的に減少し0になる。ダイオードD1に電流が流れているときには図4のタイミングチャートに示すように順方向損失が発生する。ただし、この損失はダイオードD1に流れる電流の減少とともに減少する。

【0070】

また、モード4-6における整流回路60のダイオードD2の電圧は図4のタイミング

50

チャートに示すように V_f である。一方、ダイオード D_2 に流れる電流はモード 2、3 の状態から引き続き直線的に上昇し一定値の電流が流れる。したがって、ダイオード D_2 の順方向損失は図 4 のタイミングチャートに示すように電流の大きさに応じて変化する。

【0071】

7. モード 7 < $Q_1, Q_2 : OFF$ 、 $Q_{A1} : ON$ から OFF >

このモードは、 Q_{A1} が ON から OFF になりコンデンサ C_{A1} 、 C_{A2} に電流が流れた後、 D_{i1} 、 D_{i2} に電流が流れるモードである。スイッチング信号が LOW で補助スイッチング信号が HI の状態からスイッチング信号と補助スイッチング信号とが共に LOW の状態 < $Q_1, Q_2 : OFF$ 、 $Q_{A1} : OFF$ > に移行すると、図 9 A に示す経路に電流が流れる。

10

【0072】

つまり図 1 に示した、トランス T_1 の一次巻線 42 から共振コイル L_{r1} 、第 1 スwitchング回路 10 の寄生ダイオード D_{i1} 、コンデンサ C_1 、第 2 スwitchング回路 20 の寄生ダイオード D_{i2} 、共振コンデンサ C_{i1} を結ぶ経路に電流が流れる。なお、スイッチング素子 Q_{A1} が OFF したときには、コンデンサ C_{sw1} に電流が流れる。一方、トランス T_1 の二次側では、コイル L_1 で発生する電圧により、図 9 A に示すように、コイル L_1 、+ の出力端子、- の出力端子、ダイオード D_2 を結ぶ経路に電流が流れる。

【0073】

モード 7 におけるスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のドレイン - ソース間電圧は、図 2 のタイミングチャートに示すように、ダイオード D_{i1} と同じ逆方向の V_f の電圧が発生する。また、モード 7 におけるスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のドレイン - ソース間電流は、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 が OFF であるため、図 2 のタイミングチャートに示すように 0 になる。したがって、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 の損失も、図 2 のタイミングチャートに示すように 0 である。

20

【0074】

モード 7 におけるスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 の寄生ダイオード D_{i1} 、 D_{i2} 及びコンデンサ C_{A1} 、 C_{A2} の電圧は図 2 のタイミングチャートに示すように、ダイオード D_{i1} 、 D_{i2} と同じ V_f の電圧である。また、モード 7 におけるスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 の寄生ダイオード D_{i1} 、 D_{i2} 及びコンデンサ C_{A1} 、 C_{A2} の電流は、図 2 のタイミングチャートに示すように急激に上昇し徐々に減少する。

30

【0075】

また、モード 7 におけるスイッチング素子 Q_{A1} の電圧は図 3 のタイミングチャートに示すように V_f から直線的に上昇する。モード 7 におけるスイッチング素子 Q_{A1} の電流は図 3 のタイミングチャートに示すように 0 である。したがって、スイッチング素子 Q_{A1} の損失は 0 である。

【0076】

モード 7 におけるスイッチング素子 Q_{A1} の寄生ダイオード D_{d1} の電圧は、図 3 のタイミングチャートに示すようにスイッチング素子 Q_{A1} の電圧と同じく V_f から直線的に上昇する。また、スイッチング素子 Q_{A1} の寄生ダイオード D_{d1} の電流は図 3 のタイミングチャートに示すように 0 である。

40

【0077】

一方、モード 7 における整流回路 60 のダイオード D_1 の電圧は図 4 のタイミングチャートに示すように V_f であり、その電流は徐々に上昇する。

【0078】

また、モード 7 における整流回路 60 のダイオード D_2 の電圧は図 4 のタイミングチャートに示すように V_f である。一方、ダイオード D_2 の電流は徐々に減少する。したがって、ダイオード D_1 の順方向損失が徐々に増加し、ダイオード D_2 の順方向損失が徐々に減少する。

【0079】

8. モード 8 < $Q_1, Q_2 : OFF$ から ON 、 $Q_{A1} : OFF$ >

50

スイッチング信号と補助スイッチング信号とが共にLOWの状態からスイッチング信号がHIで補助スイッチング信号がLOWの状態<Q1、Q2：ON、QA1：OFF>に移行すると、図9Bに示す経路に電流が流れる。

【0080】

つまり図1に示した、トランスT1の一次巻線42から共振コイルLr1、第1スイッチング回路10のスイッチング素子Q1、コンデンサC1、第2スイッチング回路20のスイッチング素子Q2、共振コンデンサCi1を結ぶ経路に電流が流れる。一方、トランスT1の二次側では、コイルL1で発生する電圧により、図9Bに示すように、コイルL1、+の出力端子、-の出力端子、ダイオードD2を結ぶ経路に電流が流れる。

【0081】

9.モード9<Q1、Q2：ON、QA1：OFF>

スイッチング素子Q1のスイッチング信号がHIで補助スイッチング信号がLOWのとき(Q1、Q2：ON、QA1：OFF)には、図10に示す経路に電流が流れる。つまり図1に示した、直流電源150の+端子から第1スイッチング回路10、共振コイルLr1、トランスT1の一次巻線42、共振コンデンサCi1、第2スイッチング回路20、直流電源150の-端子を結ぶ経路に電流が流れる。

【0082】

トランスT1の二次側では、二次巻線44及びコイルL1で発生する電圧により、図10に示すように、トランスT1の二次巻線44の+の出力端子からダイオードD1、コイルL1、+の出力端子、-の出力端子、トランスT1の二次巻線44の-の出力端子及びダイオードD2を結ぶ2つの経路に電流が流れる。

【0083】

モード8におけるスイッチング素子Q1、Q2のドレイン-ソース間電圧は、図2のタイミングチャートに示すように0である。

【0084】

また、モード8におけるスイッチング素子Q1、Q2のドレイン-ソース間電流は、図2のタイミングチャートに示すように逆方向に流れる。したがって、スイッチング素子Q1、Q2の損失も0である。

【0085】

モード8及び9におけるスイッチング素子Q1、Q2の寄生ダイオードDi1、Di2及びコンデンサCA1、CA2の電圧は図2のタイミングチャートに示すように0である。

【0086】

また、モード8及び9におけるスイッチング素子Q1、Q2の寄生ダイオードDi1、Di2の電流は0である。モード8及び9におけるコンデンサCA1、CA2の電流は、図2のタイミングチャートに示すように0になる。

【0087】

また、モード8及び9におけるスイッチング素子QA1の電圧は図3のタイミングチャートに示すように一定の電圧である。モード8及び9におけるスイッチング素子QA1の電流は図3のタイミングチャートに示すように0である。モード8及び9におけるスイッチング素子QA1の寄生ダイオードDd1の電圧と電流もスイッチング素子QA1の電圧及び電流と同じである。

【0088】

一方、モード8及び9における整流回路60のダイオードD1の電圧は図4のタイミングチャートに示すようにVfであり、その電流は直線的に増加する。モード8及び9におけるダイオードD1の電流は、ダイオードD1の順方向に流れるので、図4のタイミングチャートに示すようなVfの影響による順方向損失が発生する。

【0089】

また、モード8及び9における整流回路60のダイオードD2の電圧は図4のタイミングチャートに示すようにVfである。一方、ダイオードD2に流れる電流は直線的に低下

10

20

30

40

50

する。したがって、ダイオード D 2 の順方向損失は電流の低下とともに減少する。

【 0 0 9 0 】

モード 8 では、スイッチング素子 Q 1、Q 2 のゼロボルトスイッチングを実現できるので、スイッチング素子 Q 1、Q 2 でスイッチング損失は発生しない。

【 0 0 9 1 】

モード 9 ではスイッチング素子 Q 1、Q 2 の電流方向が逆方向から順方向に転じ電流が増加する。スイッチング素子 Q 1、Q 2 のソース - ドレイン間電圧は V_f であるため、電流の増加にしたがって損失が増加する。

【 0 0 9 2 】

以上のように、モード 9 まで回路の動作が進むと、図 6 A で示すモード 1 の動作に移行し、モード 1 の回路の動作に戻る。本実施形態に係るスイッチング電源装置 1 0 0 は、以上のモード 1 から 9 を繰り返し行って、トランス T 1 の二次側から一定電圧の直流を出力する。

10

【 0 0 9 3 】

以上のように、本実施形態に係るスイッチング電源装置 1 0 0 によれば、スイッチング素子 Q 1、Q 2 が ON するときには、補助スイッチング回路 3 0 の共振動作によって、ダイオード D i 1、D i 2 に電流が流れるので、ゼロボルトスイッチングが実現できる。また、スイッチング素子 Q 1、Q 2 が OFF するときには、コンデンサ C A 1、C A 2 に電流が流れるので、スイッチング素子でのスイッチング損失の低減とサージ電圧の発生が阻止できる。このため、スイッチング素子 Q 1、Q 2 のスイッチング損失が 0 になる。

20

【 0 0 9 4 】

補助スイッチング回路 3 0 の動作によって、スイッチング素子 Q A 1 のゼロボルトスイッチングが実現でき、スイッチング損失の低減とサージ電圧発生が阻止できる。

【 0 0 9 5 】

トランス T 1 に蓄積された磁束をリセットするためのリセット電流 I_r を直流電源側に流さないで、直流電源側へのリップルノイズ流出量を減少させることができ、コンデンサ C 1 の小型化と回路損失の低減を図ることができる。

【 0 0 9 6 】

[実施形態 2]

(回路の構成)

30

図 1 1 は実施形態 2 に係るスイッチング電源装置 2 0 0 の回路図である。スイッチング電源装置 2 0 0 は 2 つのスイッチング電源装置を並列に接続して形成する。2 つのスイッチング電源装置は交互に動作し直流電源 1 5 0 の直流電圧を降圧または昇圧して V_0 の直流電圧を出力する。

【 0 0 9 7 】

スイッチング電源装置 2 0 0 は、図 1 に示したスイッチング電源装置 1 0 0 と同一の構成を有するスイッチング電源装置 1 0 0 A にスイッチング電源装置 1 0 0 B を並列に接続している。スイッチング電源装置 1 0 0 B は、一次側の構成がスイッチング電源装置 1 0 0 A と同一である。スイッチング電源装置 1 0 0 B は、スイッチング電源装置 1 0 0 A の整流回路 6 0 (図 1 参照) の大部分を共用する。スイッチング電源装置 1 0 0 B のトランス T 2 の二次側は、スイッチング電源装置 1 0 0 A のトランス T 1 の二次側と並列に接続される。

40

【 0 0 9 8 】

したがって、第 1 スwitchング電源装置 1 0 0 A と第 2 スwitchング電源装置 1 0 0 B の一次側は直流電源 1 5 0 に並列に接続され、第 1 スwitchング電源装置 1 0 0 A と第 2 スwitchング電源装置 1 0 0 B の二次側はそれぞれのトランスの二次側に並列に接続される。

【 0 0 9 9 】

第 1 スwitchング電源装置 1 0 0 A と第 2 スwitchング電源装置 1 0 0 B とが有するそれぞれのトランス T 1、T 2 の二次巻線 4 4 A、4 4 B と出力端子との間に、整流用のダ

50

イオード D 1、リップル電圧を平滑化するコイル L 1 及び出力電圧を平滑化するコンデンサ E L C 1 が接続される。

【 0 1 0 0 】

第 1 スイッチング電源装置 1 0 0 A の信号生成部 5 0 A と第 2 スイッチング電源装置 1 0 0 B の信号生成部 5 0 B とがそれぞれ生成するスイッチング信号と補助スイッチング信号は、一方の信号生成部（たとえば 5 0 A）が生成するスイッチング信号と補助スイッチング信号の位相が、他方の信号生成部（たとえば 5 0 B）が生成するスイッチング信号と補助スイッチング信号の位相に対して 1 8 0 度ずれている。

【 0 1 0 1 】

このため、第 1 スイッチング電源装置 1 0 0 A がトランス T 1 の二次巻線 4 4 A から出力する電流の整流と、第 2 スイッチング電源装置 1 0 0 B がトランス T 2 の二次巻線 4 4 B から出力する電流の整流とが交互に行われる。

【 0 1 0 2 】

第 1 スイッチング電源装置 1 0 0 A と第 2 スイッチング電源装置 1 0 0 B を交互に動作させると、トランスの巻数比を小さくすることができる。このため、トランスの二次巻線の巻数を少なくでき、トランスが小型化できる。

【 0 1 0 3 】

図 1 1 では、第 1 スイッチング電源装置 1 0 0 A と第 2 スイッチング電源装置 1 0 0 B の信号生成部 5 0 A、5 0 B を別々に設けたが、1 つの信号生成部に一体化してもよい。その場合、一体化した信号生成部から第 1 スイッチング電源装置 1 0 0 A 用のスイッチング信号と補助スイッチング信号、及び、第 2 スイッチング電源装置 1 0 0 B 用のスイッチング信号と補助スイッチング信号は別々に出力する。

【 0 1 0 4 】

第 1 スイッチング電源装置 1 0 0 A と第 2 スイッチング電源装置 1 0 0 B の信号生成部を一体化すると、信号生成部を形成する部品点数が少なくなり、信号生成部の小型化、軽量化、効率化に寄与できる。

【 0 1 0 5 】

（回路の動作）

図 1 2 及び図 1 3 は、図 1 1 のスイッチング電源装置 2 0 0 のタイミングチャートである。図 1 2 はトランス T 1 の一次側の、図 1 3 はトランス T 2 の二次側の構成部品の波形を示す。

【 0 1 0 6 】

図 1 2 に示すように、信号生成部 5 0 A からスイッチング素子 Q 1、Q 2 を ON、OFF させるためのスイッチング信号 1 を出力する。また、信号生成部 5 0 B からスイッチング素子 Q 3、Q 4 を ON、OFF させるためのスイッチング信号 2 を出力する。スイッチング信号 1 と 2 の ON、OFF のタイミングは 1 8 0 度逆位相であるために、スイッチング電源装置 1 0 0 A と 1 0 0 B は交互に動作する。このため、コンデンサ C 1 に流れる電流は、スイッチング信号 1、2 の ON、OFF の周波数の 2 倍の周波数になる。なお、コンデンサ C 1 はリップル電圧を低減するために設けてある。

【 0 1 0 7 】

図 1 2 では補助スイッチング信号を記載していないが、スイッチング信号 1 と 2 と同じく、スイッチング素子 Q A 1 と Q A 2 とでは、ON、OFF のタイミングは 1 8 0 度逆位相である。

【 0 1 0 8 】

図 1 3 に示すように、スイッチング電源装置 1 0 0 A と 1 0 0 B は交互に動作するので、トランス T 1 とトランス T 2 の二次巻線 4 4 A、4 4 B から出力される二次電圧は交互に ON、OFF する。また、ダイオード D 1 にかかる電圧とダイオード D 3 にかかる電圧も交互に ON、OFF する。このため、ダイオード D 2 の電圧の周波数は、ダイオード D 1 とダイオード D 3 の電圧の周波数の 2 倍になる。コイル L 1 に流れる電流は、ダイオード D 1、D 2、D 3 に流れる電流の合成になるため、図に示すようなリップル電圧が抑え

10

20

30

40

50

られた波形になる。

【0109】

したがって、スイッチング電源装置100Aと100Bが交互に動作することによって、入力電源のリプル電圧を低減するためのコンデンサC1、出力電圧のリプル電圧を平滑するためのコイルL1、平滑用コンデンサELC1の電流の周波数は、スイッチング信号1、2のON、OFFの周波数の2倍の周波数になる。

【0110】

第1スイッチング電源装置100Aと100BのトランスT1、T2の二次巻線は、出力電圧V0をスイッチング素子Q1-Q4のデューティ比で割った回数を巻回する必要がある。本実施形態では、ダイオードD1とD3が交互に導通するため、フライホイールダイオードD2にはスイッチング信号の2倍の周波数で電圧が発生する。このため、第1スイッチング電源装置100Aと第2スイッチング電源装置100BのトランスT1、T2の二次巻線の必要巻回数は、出力電圧V0をスイッチング素子Q1-Q4のデューティ比に比例した回数に低減できる。

10

【0111】

したがって、本実施形態のスイッチング電源装置200によれば、第1スイッチング電源装置100Aと第2スイッチング電源装置100Bとが180度の逆位相で動作するので、トランスT1、T2の一次/二次の巻数比を小さくすることができる。このため、トランスの二次巻線の巻数が少なくなり、トランスT1、T2が小型化できる。

【0112】

トランスT1、T2の二次側の電圧を低く設定できるので、整流用のダイオードD1、D3、フライホイールダイオードD2を低耐圧のものに置き換えることができる。このため、これらのダイオードの順方向損失が小さくなる。

20

【0113】

第1スイッチング電源装置100Aと第2スイッチング電源装置100Bとが180度の逆位相で動作するので、入出力のリプル周波数がスイッチング信号の周波数の2倍になって、脈動が減少する。このため、リプル電圧を平滑化するコイルL1、出力電圧を平滑化するコンデンサELC1を小型化、軽量化できる。

【0114】

[実施形態3]

(回路の構成)

図14は実施形態3に係るスイッチング電源装置300の回路図である。スイッチング電源装置300は実施形態2のスイッチング電源装置200の整流を同期して行わせるための構成を備える。

30

【0115】

スイッチング電源装置300は、第1スイッチング電源装置100Aが有するトランスT1の二次巻線44Aの一端と出力端子との間で直列に接続される第1同期スイッチング回路92を有する。また、第2スイッチング電源装置100Bが有するトランスT2の二次巻線44Bの一端と出力端子との間で直列に接続される第2同期スイッチング回路94を有する。さらに、出力端子に並列に接続される第3同期スイッチング回路96を有する。

40

【0116】

また、スイッチング電源装置300は、第1から第3同期スイッチング回路92、94、96に供給して効率的な整流を行わせるための同期整流信号を生成する同期整流信号生成部250を有する。

【0117】

このように構成すると、第1から第3同期スイッチング回路が同期整流信号によって一定のタイミングでON、OFFを繰り返すので、効率的な整流を実現できる。

【0118】

図14では、第1スイッチング電源装置100Aと第2スイッチング電源装置100B

50

の信号生成部 50A、50B 及び同期整流信号生成部 250 を別々に設けたが、信号生成部 50A、50B 及び同期整流信号生成部 250 を一体化して 1 つの信号生成部としてもよい。その場合、一体化した信号生成部から第 1 スイッチング電源装置 100A 用のスイッチング信号と補助スイッチング信号、第 2 スイッチング電源装置 100B 用のスイッチング信号と補助スイッチング信号、第 1 から第 3 同期スイッチング回路 92、94、96 用の同期整流信号が別々に出力される。

【0119】

第 1 スイッチング電源装置 100A と第 2 スイッチング電源装置 100B の信号生成部 50A、50B と同期整流信号生成部 250 が一体化されて 1 つになると、信号生成部 50A、50B と同期整流信号生成部 250 を形成する部品点数が少なくなり、信号生成部と同期整流信号生成部の小型化、軽量化、効率化に寄与できる。

10

【0120】

(回路の動作)

図 15 は、図 14 のスイッチング電源装置のタイミングチャートである。

【0121】

スイッチング電源装置 100A の信号生成部 50A からはスイッチング素子 Q1、Q2 に対して図示するような矩形波のスイッチング信号 1 が印加される。また、同期整流信号生成部 250 からは、第 1 同期スイッチング回路 92 のスイッチング素子 Q5 に対してスイッチング信号 1 と同じタイミングで HI、LOW を繰り返す同期整流信号 1 が印加される。

20

【0122】

同様に、スイッチング電源装置 100B の信号生成部 50B からはスイッチング素子 Q3、Q4 に対して図示するような矩形波のスイッチング信号 2 が印加される。また、同期整流信号生成部 250 からは、第 2 同期スイッチング回路 94 のスイッチング素子 Q6 に対してスイッチング信号 2 と同じタイミングで HI、LOW を繰り返す同期整流信号 2 が印加される。

【0123】

さらに、同期整流信号生成部 250 からは、第 3 同期スイッチング回路 96 のスイッチング素子 Q7 に対して、同期整流信号 1 と同期整流信号 2 が共に LOW のときにだけ HI になる同期整流信号 3 が印加される。

30

【0124】

なお、スイッチング電源装置 100A のスイッチング素子 QA1 には補助スイッチング信号 1 が、スイッチング電源装置 100B のスイッチング素子 QA2 には補助スイッチング信号 2 がそれぞれ印加される。

【0125】

同期整流信号 1 - 3 がこのようなタイミングで HI、LOW を繰り返すと、スイッチング電源装置 100A の整流とスイッチング電源装置 100B の整流を同期させることができ、効率的に直流電圧を出力させることができる。

【0126】

実施形態 3 にかかるスイッチング電源装置 300 によれば、同期整流信号 1 - 3 によって二次側の電流経路が形成されるので、整流回路に無駄な電流を流さなくて済み、変換効率が向上する。

40

【0127】

なお、実施形態 1 のスイッチング電源装置では、整流回路 60 にダイオードを用いたが、これらのダイオードを MOSFET に置き換えて同期整流をしても良い。ダイオードを MOSFET に置き換えて同期整流を実現すれば、ダイオードよりも順方向損失を少なくすることができ、変換効率をさらに向上させることができる。

【符号の説明】

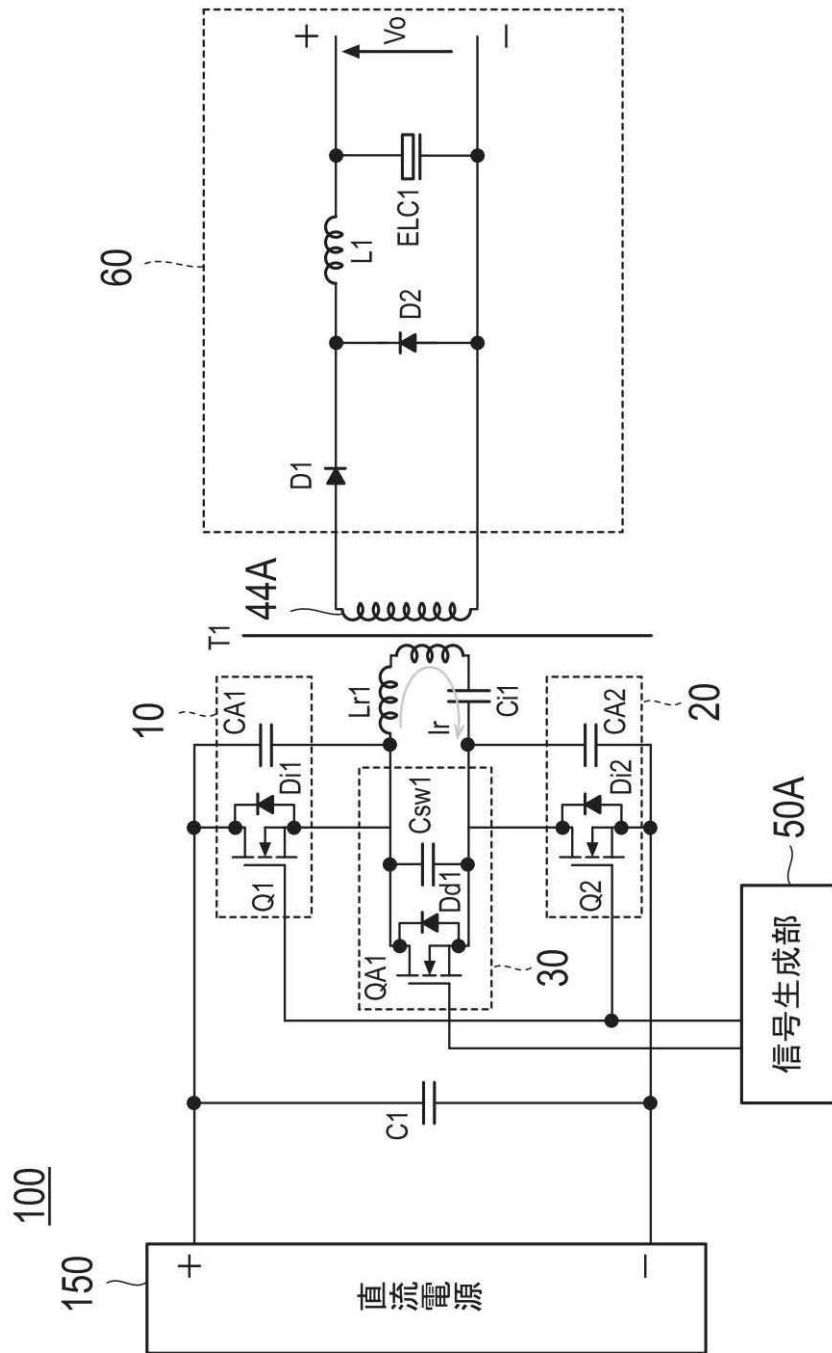
【0128】

10 第 1 スイッチング回路、

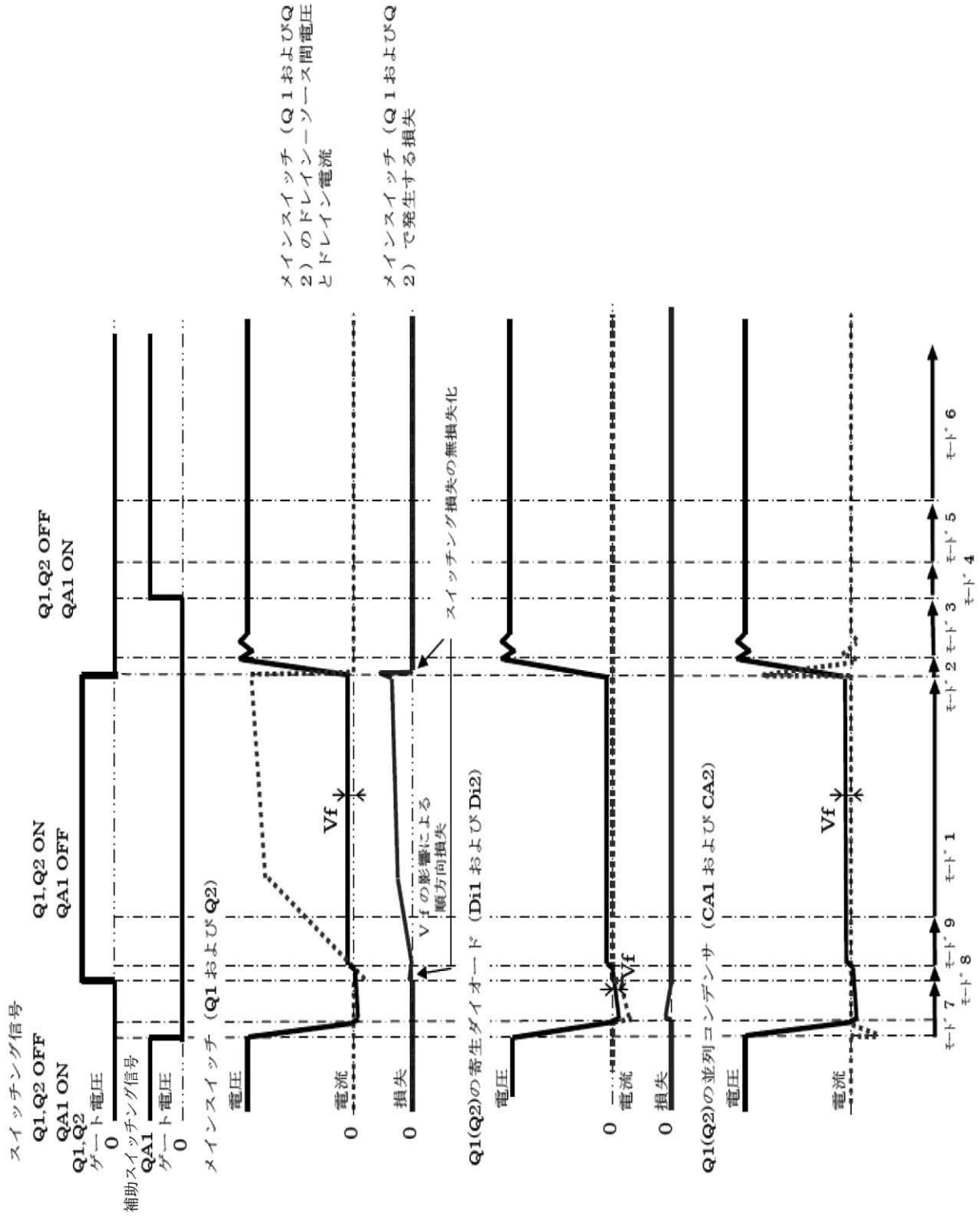
50

- 2 0 第 2 スイッチング回路、
- 3 0 補助スイッチング回路、
- 4 2 一次巻線、
- 4 4、4 4 A、4 4 B 二次巻線、
- 5 0、5 0 A、5 0 B 信号生成部、
- 6 0 整流回路、
- 1 0 0、2 0 0、3 0 0 スイッチング電源装置、
- 1 5 0 直流電源、
- 2 5 0 同期整流信号生成部。

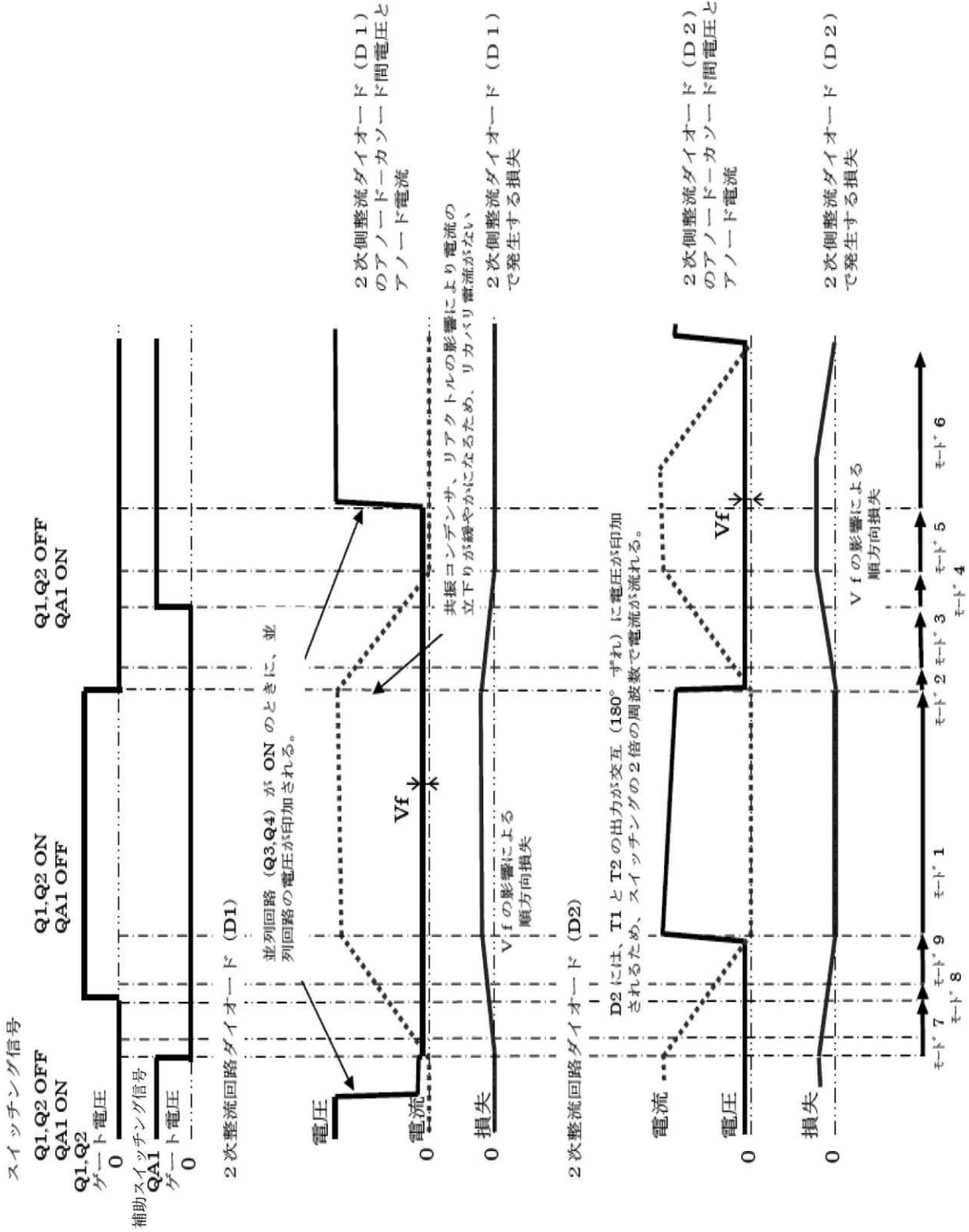
【図 1】



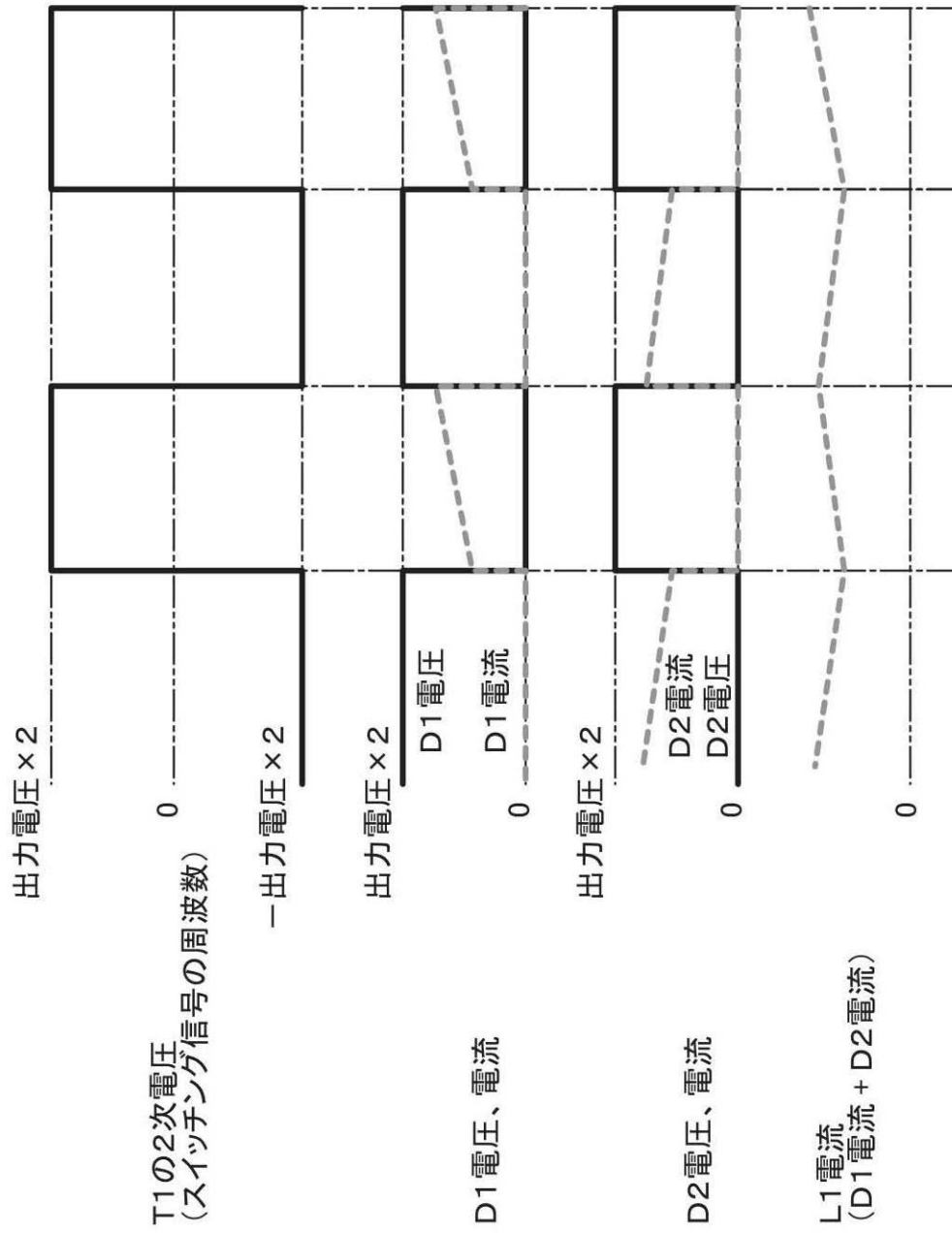
【 図 2 】



【 図 4 】

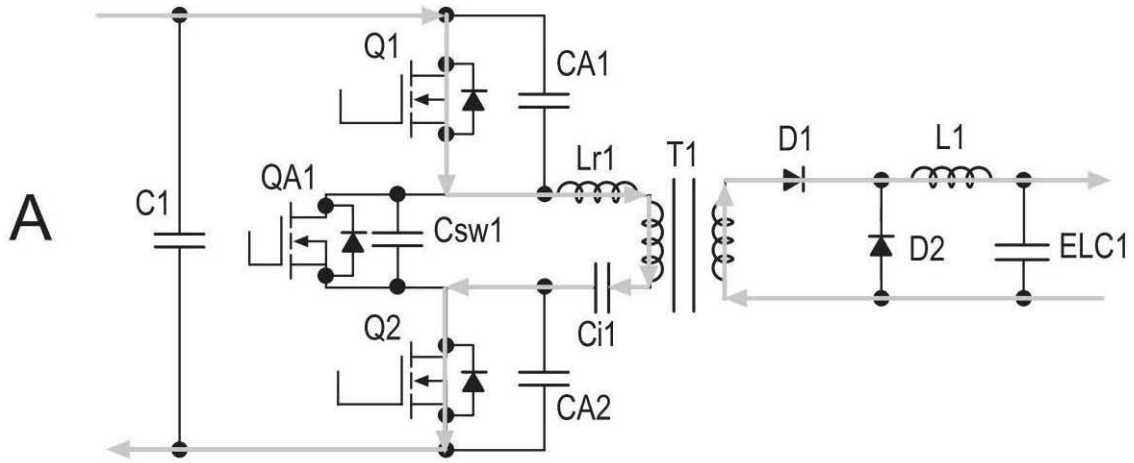


【 図 5 】

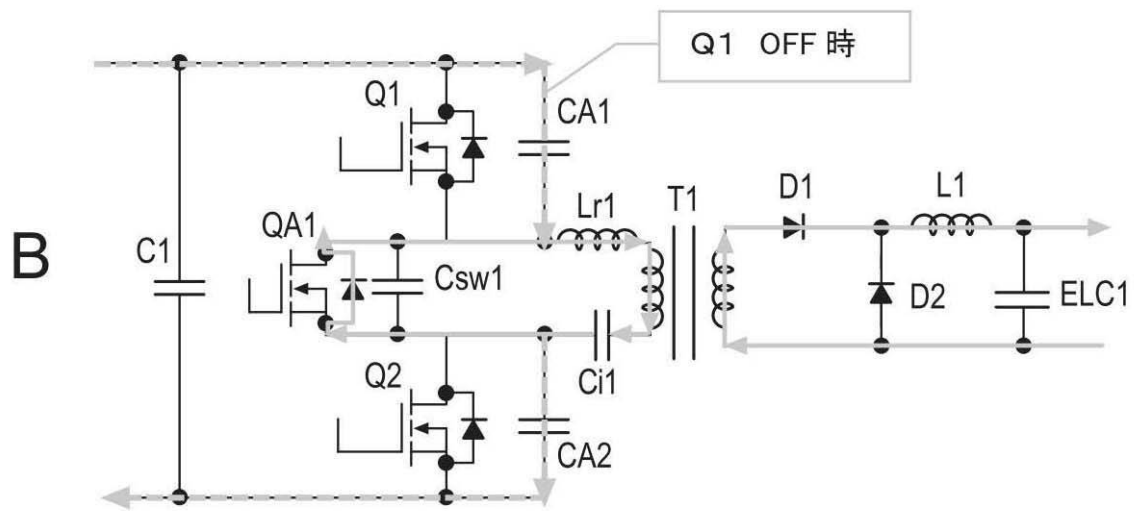


【図6】

モード1 Q1, Q2 OFF、QA1 OFF

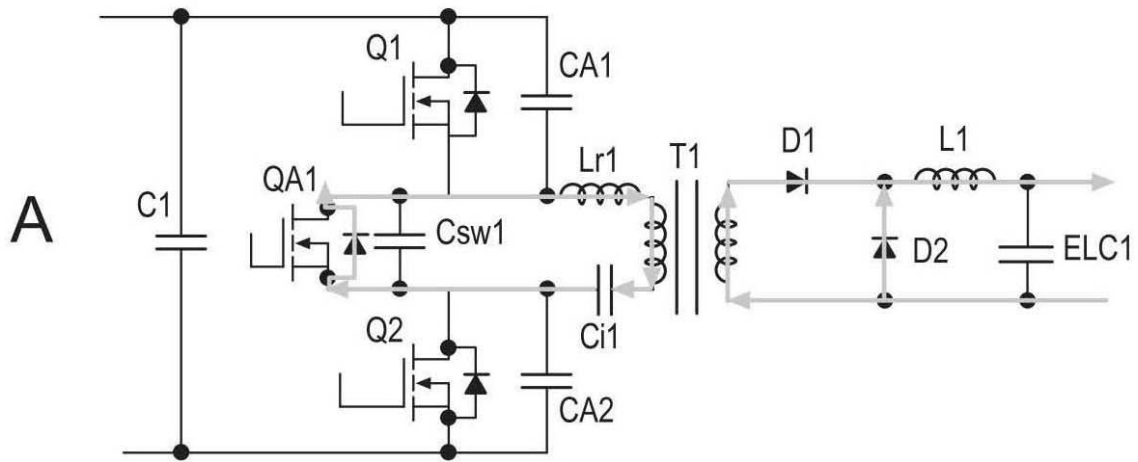


モード2 Q1, Q2 ON ⇒ OFF、QA1 OFF

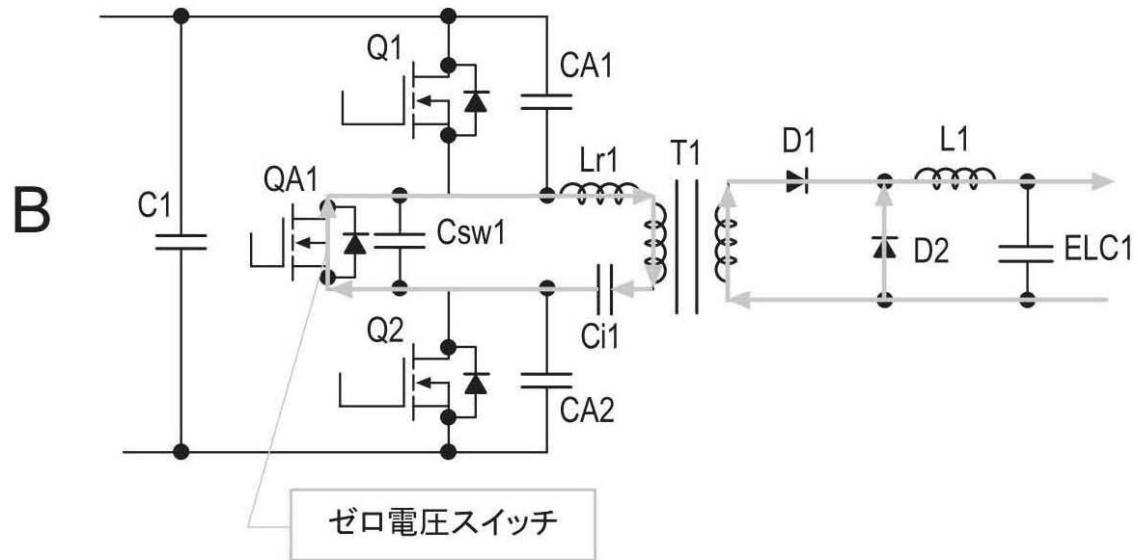


【図7】

モード3 Q1, Q2 OFF、QA1 OFF

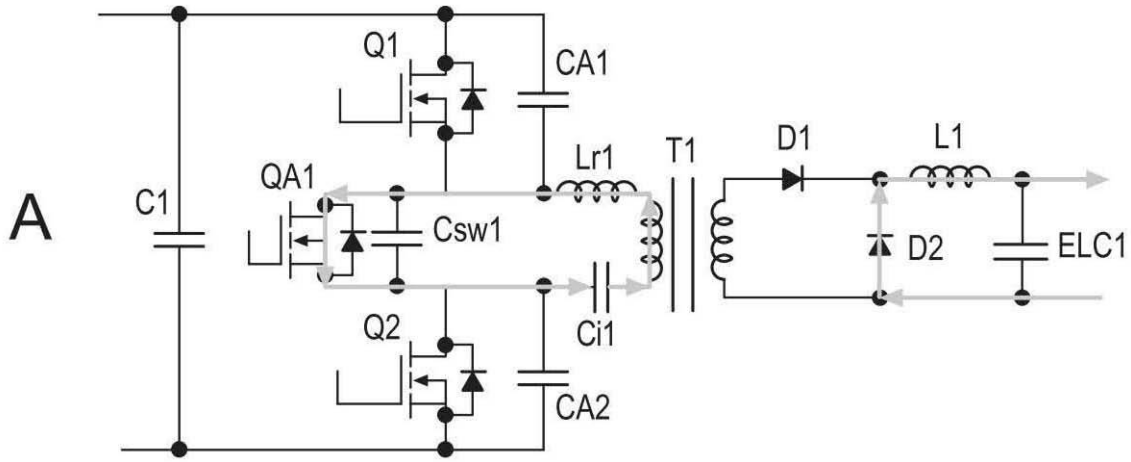


モード4 Q1, Q2 OFF、QA1 OFF ⇒ ON

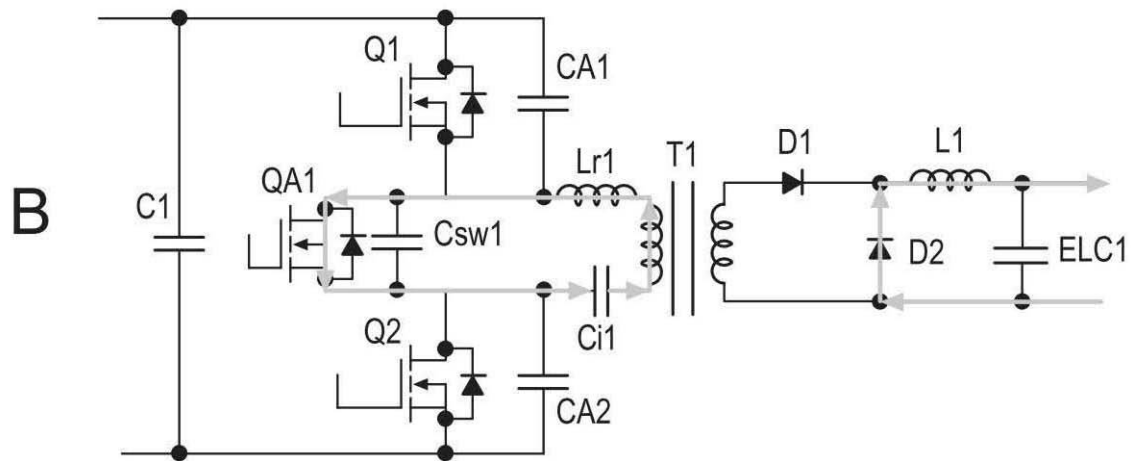


【図 8】

モード5 Q1, Q2 OFF、QA1 ON

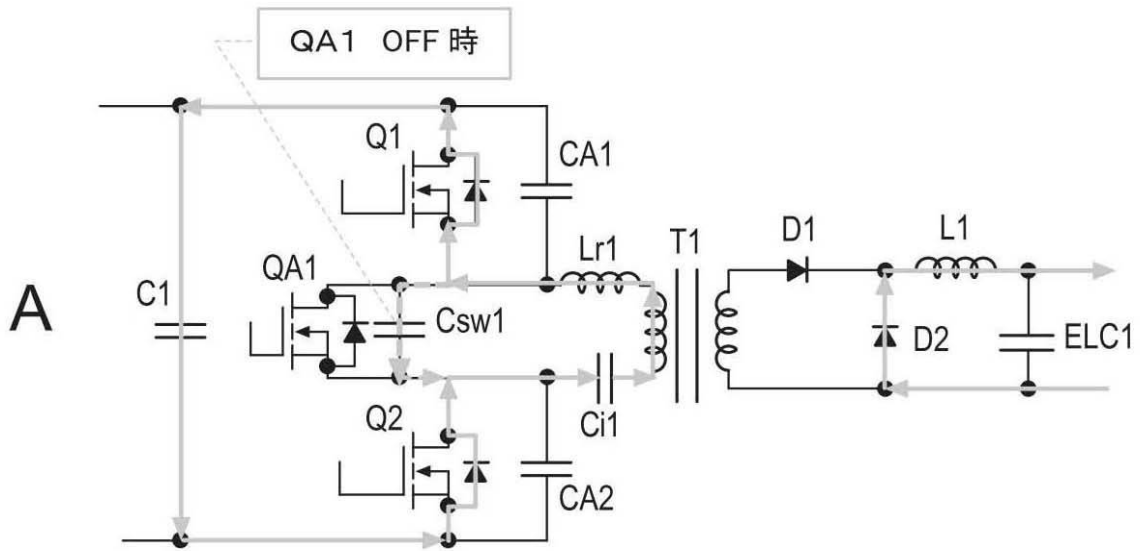


モード6 Q1, Q2 OFF、QA1 OFF

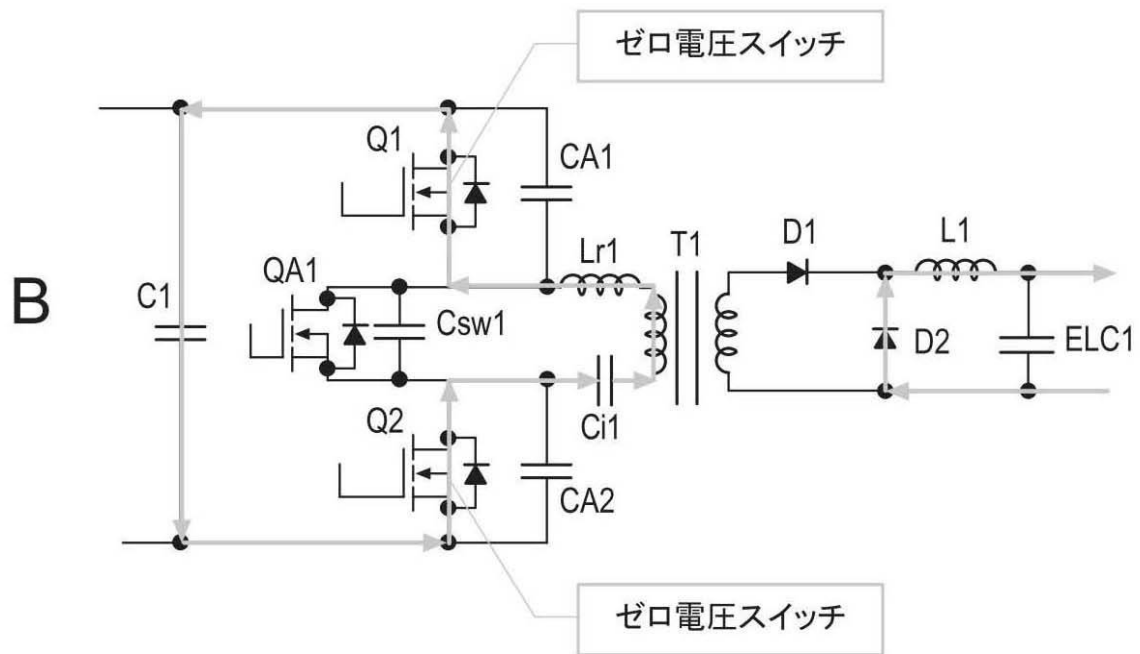


【図9】

モード7 Q1, Q2 OFF、QA1 ON ⇒ OFF

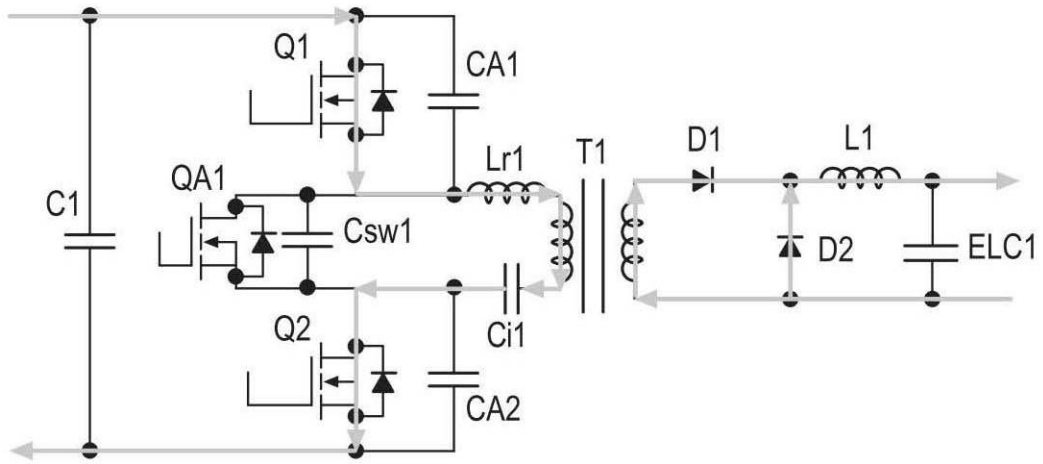


モード8 Q1, Q2 OFF ⇒ ON、QA1 OFF

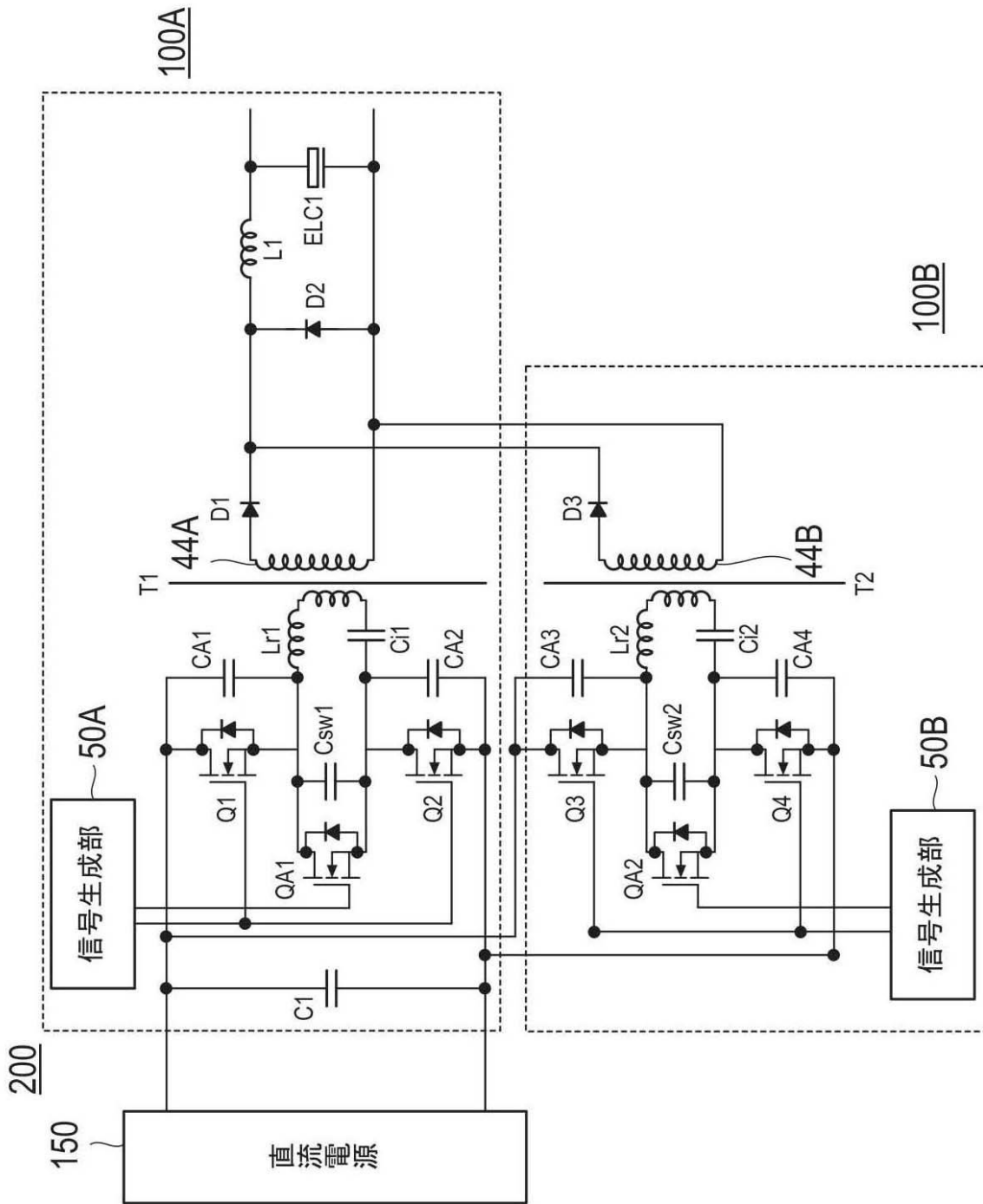


【図 10】

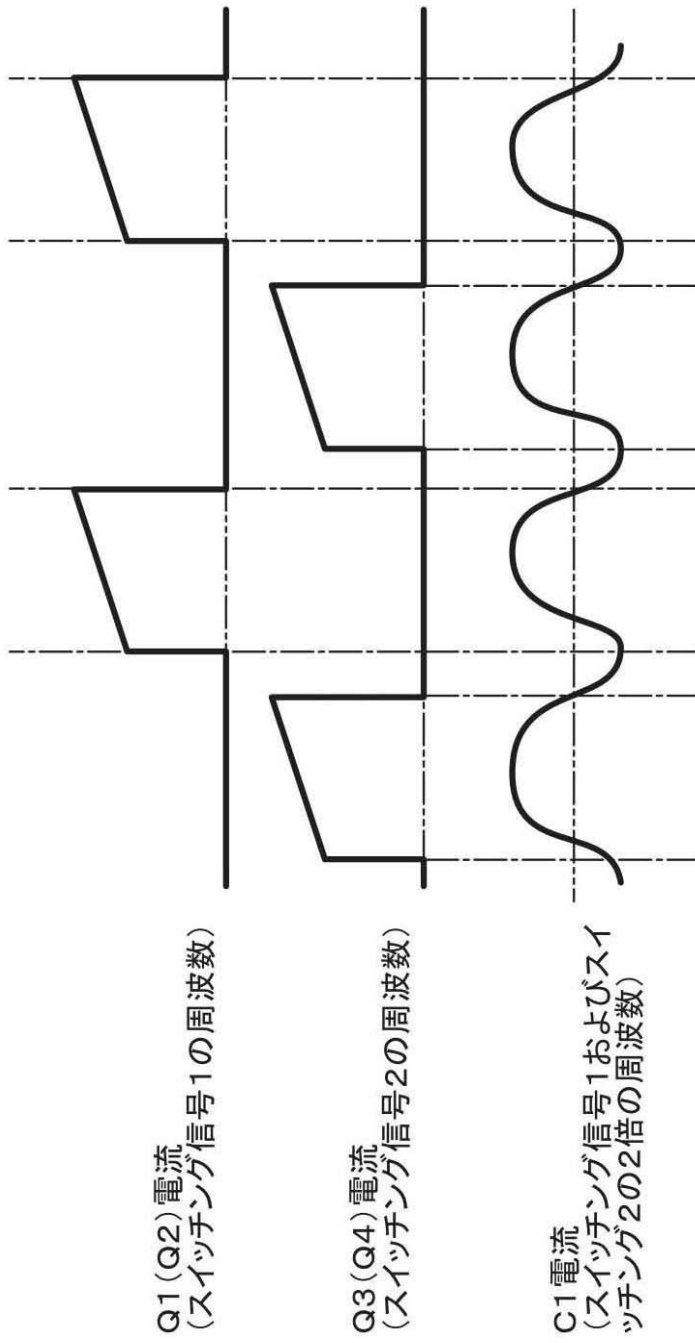
モード9 Q1, Q2 ON, QA1 OFF



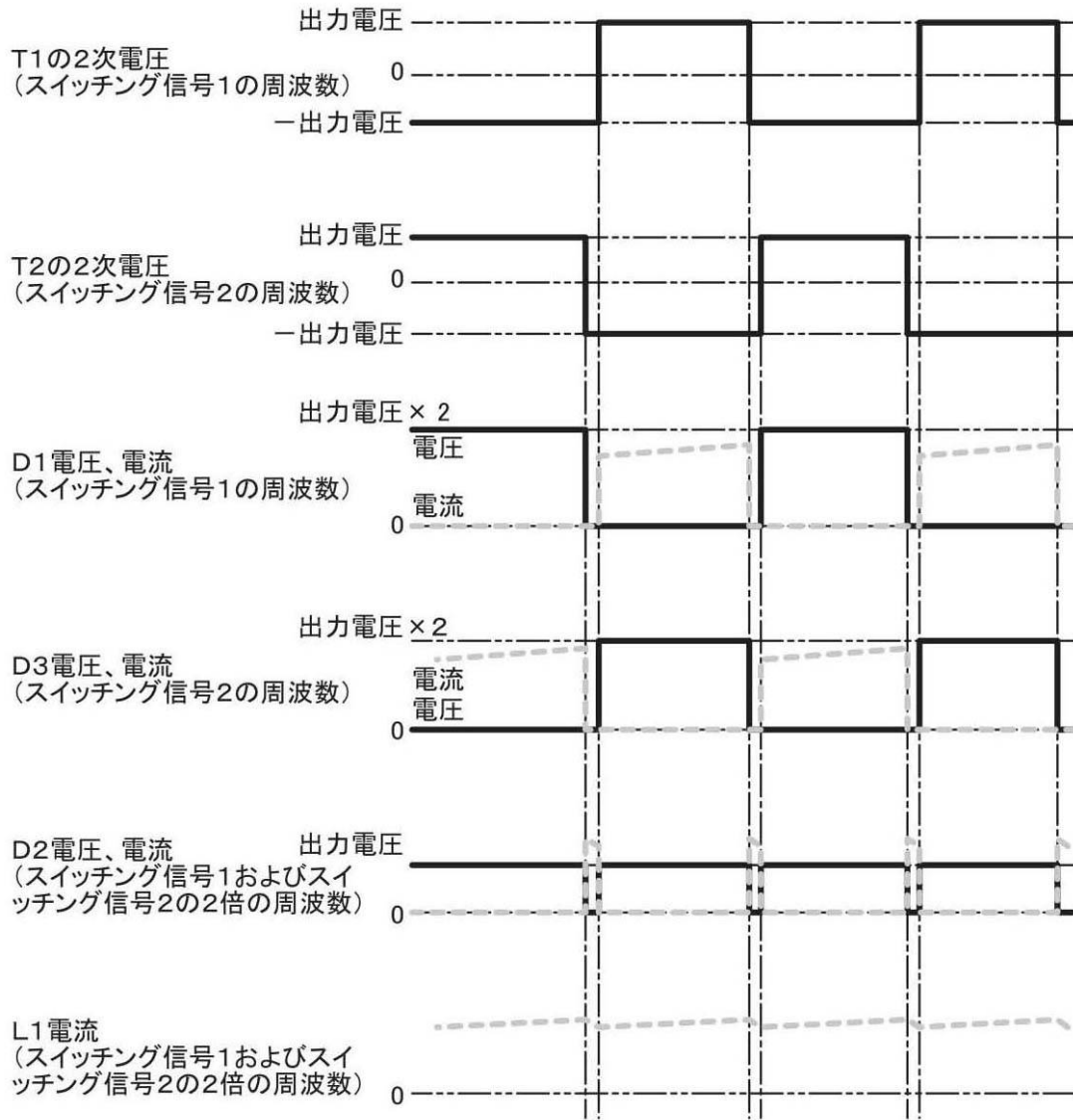
【図 11】



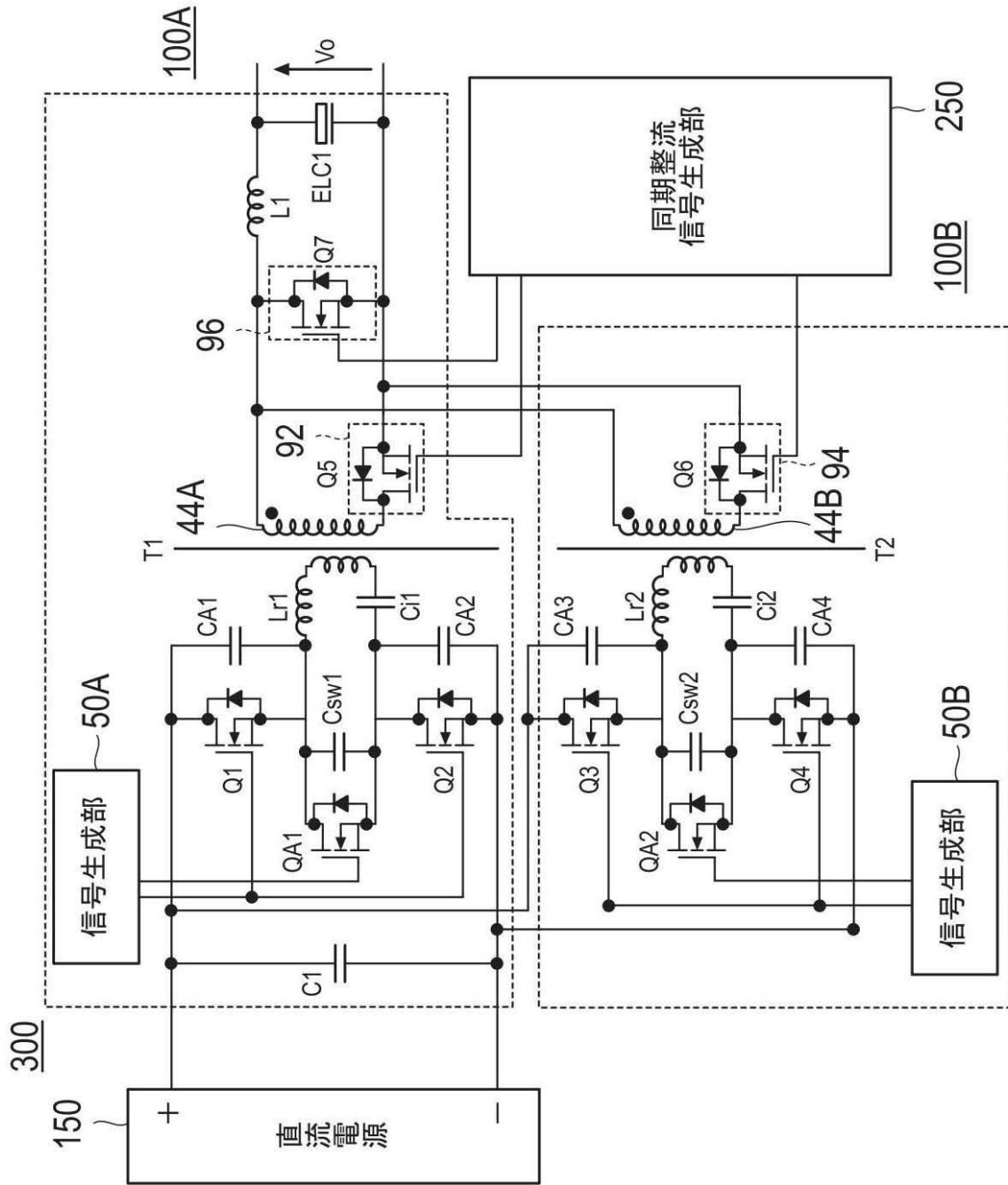
【 図 1 2 】



【 図 1 3 】



【図14】



【 図 1 5 】

