

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5590124号

(P5590124)

(45) 発行日 平成26年9月17日(2014.9.17)

(24) 登録日 平成26年8月8日(2014.8.8)

(51) Int.Cl.

F I

H O 2 M 3/28 (2006.01)

H O 2 M 3/28 T

H O 2 M 3/335 (2006.01)

H O 2 M 3/335 E

H O 2 M 3/28 Q

請求項の数 17 (全 24 頁)

(21) 出願番号 特願2012-521172 (P2012-521172)
(86) (22) 出願日 平成22年6月25日(2010.6.25)
(86) 国際出願番号 PCT/JP2010/004221
(87) 国際公開番号 W02011/161729
(87) 国際公開日 平成23年12月29日(2011.12.29)
審査請求日 平成24年10月22日(2012.10.22)

(73) 特許権者 000005108
株式会社日立製作所
東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
(74) 代理人 100100310
弁理士 井上 学
(72) 発明者 畠山 智行
日本国茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
株式会社 日立製作所 日立研究所内
(72) 発明者 嶋田 尊衛
日本国茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
株式会社 日立製作所 日立研究所内

審査官 安池 一貴

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 DC-DCコンバータ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

第1, 第2のスイッチング素子を直列接続した第1のスイッチングレグと、第3, 第4のスイッチング素子を直列接続して前記第1のスイッチングレグに並列接続された第2のスイッチングレグとで構成し、前記第1のスイッチングレグの両端間及び前記第2のスイッチングレグの両端間を直流端子間とし、前記第1, 第2のスイッチング素子の直列接続点と前記第3, 第4のスイッチング素子の直列接続点との間を交流端子間としたフルブリッジ回路と、平滑リアクトルを有する整流回路と、直流電源に並列接続され、かつ前記フルブリッジ回路の直流端子間に接続された第1の平滑コンデンサと、負荷に並列接続され、かつ前記整流回路の直流端子間に接続された第2の平滑コンデンサと、前記フルブリッジ回路の交流端子間に接続された1次巻線と、前記整流回路の交流端子間に接続された2次巻線と、前記1次巻線と前記2次巻線とを磁気結合するトランスと、前記フルブリッジ回路を制御する制御手段とを備え、

前記第1, 第2, 第3, 第4のスイッチング素子はそれぞれ、スイッチと前記スイッチに並列に接続された逆並列ダイオードと前記スイッチ及び前記逆並列ダイオードに並列に接続されたコンデンサと、から構成され、

前記フルブリッジ回路の交流端子間と前記1次巻線との間に直列に挿入されたリアクトル成分を有したDC-DCコンバータにおいて、

前記負荷への電力供給量が所定値以上時には、前記制御手段は前記第1, 第2, 第3, 第4のスイッチング素子を駆動させる第1のモードを実行し、前記負荷への電力供給量が

10

20

前記所定値以下の時には、前記制御手段は前記第 1 のスイッチングレグ又は第 2 のスイッチングレグを構成する一方側のスイッチングレグの 1 組のスイッチング素子をオフ状態で停止させ、前記第 1 のスイッチングレグ又は第 2 のスイッチングレグを構成する他方側のスイッチングレグの 1 組のスイッチング素子を駆動させる第 2 のモードを実行し、前記第 2 のモードは、スイッチング周波数を高く設定することで出力電力を増加させることを特徴とする DC-DC コンバータ。

【請求項 2】

請求項 1 において、前記制御手段は、前記第 1 のモード実行時には前記第 1, 第 2, 第 3, 第 4 のスイッチング素子をフェーズシフト方式で駆動し、前記第 2 のモード実行時には駆動する側の前記スイッチングレグの 1 組のスイッチング素子を周波数制御方式で駆動することを特徴とする DC-DC コンバータ。

10

【請求項 3】

請求項 1 において、前記第 2 のモード実行時に停止される側の前記スイッチングレグの 1 組のスイッチング素子が有する前記コンデンサは、前記第 2 のモード実行時に駆動する側の前記スイッチングレグの 1 組のスイッチング素子が有する前記コンデンサよりも、容量が大きいことを特徴とする DC-DC コンバータ。

【請求項 4】

請求項 1 において、前記第 2 のモード実行時に停止される側の前記スイッチングレグの 1 組のスイッチング素子には、それぞれスナバコンデンサが並列に接続されていることを特徴とする DC-DC コンバータ。

20

【請求項 5】

請求項 1 において、前記第 2 のモード実行時に停止される側の前記スイッチングレグの 1 組のスイッチング素子が有する前記逆並列ダイオードは、前記第 2 のモード実行時に駆動する側の前記スイッチングレグの 1 組のスイッチング素子が有する前記逆並列ダイオードよりも、逆回復特性が遅いことを特徴とする DC-DC コンバータ。

【請求項 6】

請求項 1 において、前記第 2 のモード実行時に駆動する側の前記スイッチングレグの 1 組のスイッチング素子は、前記第 2 のモード実行時に停止される側の前記スイッチングレグの 1 組のスイッチング素子よりも、スイッチング特性が速いことを特徴とする DC-DC コンバータ。

30

【請求項 7】

請求項 1 において、前記第 2 のモード実行時に駆動する側の前記スイッチングレグの 1 組のスイッチング素子は MOSFET、前記第 2 のモード実行時に停止される側の前記スイッチングレグの 1 組のスイッチング素子は IGBT としたことを特徴とする DC-DC コンバータ。

【請求項 8】

請求項 1 において、前記第 2 のモード実行時に駆動する側の前記スイッチングレグの 1 組のスイッチング素子は IGBT、前記第 2 のモード実行時に停止される側の前記スイッチングレグの 1 組のスイッチング素子は MOSFET としたことを特徴とする DC-DC コンバータ。

40

【請求項 9】

請求項 1 において、前記所定値は、第 1 の所定値と、前記第 1 の所定値より大きい第 2 の所定値を有し、前記制御手段は、前記負荷への電力供給量が前記第 1 の所定値以下の場合には第 2 のモードに切り替えるようにし、前記負荷への電力供給量が前記第 2 の所定値以上の場合には第 1 のモードに切り替えるようにしたことを特徴とする DC-DC コンバータ。

【請求項 10】

請求項 1 において、前記整流回路は、第 1 の平滑リアクトルの一端と第 2 の平滑リアクトルの一端との接続体と、第 1 のダイオードの一端と第 2 のダイオードの一端との接続体とを備え、前記第 1 のダイオードの他端に前記第 1 の平滑リアクトルの他端を接続し、前

50

記第 2 のダイオードの他端に前記第 2 の平滑リアクトルの他端を接続し、前記第 1 のダイオードの他端と前記第 2 のダイオードの他端との間を交流端子間とし、前記第 1, 第 2 の平滑リアクトルの接続点と前記第 1, 第 2 のダイオードの接続点との間を直流端子間としたことを特徴とする DC-DC コンバータ。

【請求項 1 1】

請求項 1 において、前記整流回路は、第 1 の平滑リアクトルの一端と第 2 の平滑リアクトルの一端との接続体と、第 1 の整流回路側スイッチング素子の一端と第 2 の整流回路側スイッチング素子の一端との接続体とを備え、前記第 1 の整流回路側スイッチング素子の他端に前記第 1 の平滑リアクトルの他端を接続し、前記第 2 の整流回路側スイッチング素子の他端に前記第 2 の平滑リアクトルの他端を接続し、前記第 1 の整流回路側スイッチング素子の他端と前記第 2 の整流回路側スイッチング素子の他端との間を交流端子間とし、前記第 1, 第 2 の平滑リアクトルの接続点と前記第 1, 第 2 の整流回路側スイッチング素子の接続点との間を直流端子間としたことを特徴とする DC-DC コンバータ。

10

【請求項 1 2】

請求項 1 において、前記 2 次巻線は、第 1 の 2 次巻線の一端と第 2 の 2 次巻線の一端との接続体を備え、前記整流回路は、平滑リアクトルと、第 1, 第 2 のダイオードとを備え、前記第 1 の 2 次巻線の他端に前記第 1 のダイオードの一端を接続し、前記第 2 の 2 次巻線の他端に前記第 2 のダイオードの一端を接続し、前記第 1 のダイオードの他端と前記第 2 のダイオードの他端とを前記平滑リアクトルの一端に接続し、前記第 1, 第 2 の 2 次巻線の接続点と、前記平滑リアクトルの他端との間を直流端子間とし、第 1 のダイオードの一端と第 2 のダイオードの一端との間を交流端子間としたことを特徴とする DC-DC コンバータ。

20

【請求項 1 3】

請求項 1 において、前記 2 次巻線は、第 1 の 2 次巻線の一端と第 2 の 2 次巻線の一端との接続体を備え、前記整流回路は、平滑リアクトルと、第 1, 第 2 の整流回路側スイッチング素子とを備え、前記第 1 の 2 次巻線の他端に前記第 1 の整流回路側スイッチング素子の一端を接続し、前記第 2 の 2 次巻線の他端に前記第 2 の整流回路側スイッチング素子の一端を接続し、前記第 1 の整流回路側スイッチング素子の他端と前記第 2 の整流回路側スイッチング素子の他端とを前記平滑リアクトルの一端に接続し、前記第 1, 第 2 の 2 次巻線の接続点と、前記平滑リアクトルの他端との間を直流端子間とし、第 1 の整流回路側スイッチング素子の一端と第 2 の整流回路側スイッチング素子の一端との間を交流端子間としたことを特徴とする DC-DC コンバータ。

30

【請求項 1 4】

請求項 1 において、前記整流回路は、平滑リアクトルと、第 1, 第 2 のダイオードを直列接続した第 1 のダイオードレグと、第 3, 第 4 のダイオードを直列接続し、かつ前記第 1 のダイオードレグに並列接続された第 2 のダイオードレグと、を備え、前記第 1 のダイオードレグの一端に前記平滑リアクトルの一端を接続し、前記平滑リアクトルの他端と前記第 1 のダイオードレグの他端との間を直流端子間とし、前記第 1, 第 2 のダイオードの直列接続点と前記第 3, 第 4 のダイオードの直列接続点との間を交流端子間としたことを特徴とする DC-DC コンバータ。

40

【請求項 1 5】

請求項 1 において、前記整流回路は、平滑リアクトルと、第 1, 第 2 の整流回路側スイッチング素子を直列接続した第 1 の整流回路側スイッチングレグと、第 3, 第 4 の整流回路側スイッチング素子を直列接続し、かつ前記第 1 の整流回路側スイッチングレグに並列接続された第 2 の整流回路側スイッチングレグと、を備え、前記第 1 の整流回路側スイッチングレグの一端に前記平滑リアクトルの一端を接続し、前記平滑リアクトルの他端と前記第 1 の整流回路側スイッチングレグの他端との間を直流端子間とし、前記第 1, 第 2 の整流回路側スイッチング素子の直列接続点と前記第 3, 第 4 の整流回路側スイッチング素子の直列接続点との間を交流端子間としたことを特徴とする DC-DC コンバータ。

50

【請求項 16】

請求項 1 ～ 15 に記載の DC-DC コンバータを搭載したことを特徴とする車両。

【請求項 17】

請求項 16 において、前記 DC-DC コンバータは、前記車両の走行中は前記第 1 のモードで動作し、前記車両の充電中は前記第 2 のモードで動作するようにしたことを特徴とする車両。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、絶縁機能を有する DC-DC コンバータに関する。

10

【背景技術】

【0002】

従来知られている DC-DC コンバータは、スイッチング回路によって直流電力を交流電力に変換し、変圧器を用いてこれを変圧し、整流回路によってこれを直流電力に変換して出力する装置である。扱う電力が大きい場合には、フルブリッジ回路が用いられることが一般的である。このフルブリッジ回路では、二対の直列接続されたスイッチング素子の上アーム側のスイッチング素子と下アーム側のスイッチング素子が交互に駆動する。つまり、上アーム側のスイッチング素子と下アーム側のスイッチング素子が、相互に逆のオン・オフ駆動を行う。しかし、スイッチング素子のターンオン・ターンオフ時にハードスイッチングとなって大きなスイッチング損失が発生し、効率が悪かった。

20

【0003】

そこで、スイッチング損失を低減し効率の改善を図った DC-DC コンバータが特許文献 1 に開示されている。この DC-DC コンバータは、フルブリッジ回路を構成する一方の直列接続されたスイッチング素子のオン・オフ駆動と、他方の直列接続されたスイッチング素子のオン・オフ駆動との位相をずらして行う。これによりゼロ電圧スイッチングが可能となり、スイッチング損失の低減を図ることができるというものである。この制御方式をフェーズシフト方式という。

【0004】

また、特許文献 2 には共振型の回路において、負荷が軽くなった時にフルブリッジ回路の 1 組のスイッチの片方を継続オン、片方を継続オフすることによって、効率向上と出力

30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献 1】特開 2003-47245 号公報

【特許文献 2】特開 2003-324956 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

フェーズシフト方式のフルブリッジ回路は負荷への電力供給量が多い時にはゼロ電圧スイッチングが可能であるが、負荷への電力供給量が少ない時には、回路を流れる電流が少なく、スイッチング素子の寄生容量の充放電に要する時間が長くなる。この充放電が不十分なままスイッチング素子がターンオンすると、ハードスイッチングとなり、スイッチング損失が増大して効率が低下する問題があった。

40

【0007】

また、フェーズシフト方式のフルブリッジ回路ではスイッチング素子の寄生容量の充放電を利用しているのに対し、共振型の回路は周波数制御であり、動作原理がそもそも異なるため、解決すべき課題が共通であっても、共振型の回路に適用できる技術をフェーズシフト方式の回路に適用することはできない。

【0008】

50

本発明の目的は、負荷への電力供給量に関わらず高効率なDC-DCコンバータを提供することである。

【0009】

また、本発明の目的は、負荷への電力供給量に関わらず、負荷への高効率な電力供給を可能とする車両を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0010】

上記目的を達成するために本発明にかかるDC-DCコンバータは、第1、第2のスイッチング素子を直列接続した第1のスイッチングレグと、第3、第4のスイッチング素子を直列接続して前記第1のスイッチングレグに並列接続された第2のスイッチングレグとで構成し、前記第1のスイッチングレグの両端間及び前記第2のスイッチングレグの両端間を直流端子間とし、前記第1、第2のスイッチング素子の直列接続点と前記第3、第4のスイッチング素子の直列接続点との間を交流端子間としたフルブリッジ回路と、平滑リアクトルを有する整流回路と、直流電源に並列接続され、かつ前記フルブリッジ回路の直流端子間に接続された第1の平滑コンデンサと、負荷に並列接続され、かつ前記整流回路の直流端子間に接続された第2の平滑コンデンサと、前記フルブリッジ回路の交流端子間に接続された1次巻線と、前記整流回路の交流端子間に接続された2次巻線と、前記1次巻線と前記2次巻線とを磁気結合するトランスと、前記フルブリッジ回路を制御する制御手段とを備え、前記第1、第2、第3、第4のスイッチング素子はそれぞれ、スイッチと前記スイッチに並列に接続された逆並列ダイオードと前記スイッチ及び前記逆並列ダイオードに並列に接続されたコンデンサと、から構成され、前記フルブリッジ回路の交流端子間と前記1次巻線との間に直列に挿入されたリアクトル成分を有したDC-DCコンバータにおいて、前記負荷への電力供給量が所定値以上時には、前記制御手段は前記第1、第2、第3、第4のスイッチング素子を駆動させる第1のモードを実行し、前記負荷への電力供給量が前記所定値以下の時には、前記制御手段は前記第1のスイッチングレグ又は第2のスイッチングレグを構成する一方側のスイッチングレグの1組のスイッチング素子をオフ状態で停止させ、前記第1のスイッチングレグ又は第2のスイッチングレグを構成する他方側のスイッチングレグの1組のスイッチング素子を駆動させる第2のモードを実行することを特徴とする。

【0011】

また本発明に掛かる車両は、本発明のDC-DCコンバータを搭載したことを特徴とする。

【発明の効果】

【0012】

本発明によれば、負荷への電力供給量に関わらず高効率なDC-DCコンバータを提供することができる。

【0013】

また、本発明によれば、負荷への電力供給量に関わらず、負荷への高効率な電力供給を可能とする車両を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0014】

【図1】本発明の実施例1によるDC-DCコンバータの回路構成図。

【図2】実施例1の動作モードの切り替えを説明する図。

【図3】実施例1の所定値 P_{th} の決定方法を説明する図。

【図4】実施例1の2つの所定値 P_{th1} 、 P_{th2} による動作モードの切り替えを説明する図。

【図5】実施例1の軽負荷モードM2における動作を説明する電圧・電流波形図。

【図6】図5に示す期間(a)における軽負荷モードM2における動作(モードa)を説明する回路図。

【図7】図5に示す期間(b)における軽負荷モードM2における動作(モードb)を説

10

20

30

40

50

明する回路図。

【図 8】図 5 に示す期間 (c) における軽負荷モード M2 における動作 (モード c) を説明する回路図。

【図 9】図 5 に示す期間 (d) における軽負荷モード M2 における動作 (モード d) を説明する回路図。

【図 10】図 5 に示す期間 (e) における軽負荷モード M2 における動作 (モード e) を説明する回路図。

【図 11】図 5 に示す期間 (f) における軽負荷モード M2 における動作 (モード f) を説明する回路図。

【図 12】図 5 に示す期間 (g) における軽負荷モード M2 における動作 (モード g) を説明する回路図。

10

【図 13】図 5 に示す期間 (h) における軽負荷モード M2 における動作 (モード h) を説明する回路図。

【図 14】実施例 1 の軽負荷モード M2 における別の動作を説明する電圧波形図。

【図 15】本発明の実施例 2 による DC-DC コンバータの回路構成図。

【図 16】本発明の実施例 3 による DC-DC コンバータの回路構成図。

【図 17】従来の電気自動車の電源システムの概要構成図。

【図 18】本発明の実施例 4 による電気自動車の電源システムの概要構成図。

【発明を実施するための形態】

【0015】

20

本発明の実施形態について図面を参照しながら詳細に説明する。なお、以下の説明において、オン状態のスイッチング素子の電圧またはそのスイッチング素子と並列に接続された逆並列ダイオードの順方向降下電圧と同等程度かそれ以下の電圧をゼロ電圧と呼称し、スイッチング素子に印加された電圧がゼロ電圧の状態でのスイッチング素子のオンとオフを切り替えてスイッチング損失を低減することをゼロ電圧スイッチング又はソフトスイッチングと呼称する。

【実施例 1】

【0016】

図 1 は、本発明の実施例 1 による DC-DC コンバータ 1 の回路構成図である。この DC-DC コンバータ 1 は、直流電源 V1 の電圧を変圧して電力を負荷 R1 に供給する。なお、直流電源 V1 は力率改善回路などの他のコンバータの出力と置き換えても良い。

30

【0017】

図 1 において、フルブリッジ回路 2 の直流端子 A-A' 間には、直流電源 V1 と平滑コンデンサ C1 が接続されている。整流回路 7 の直流端子 B-B' 間には平滑コンデンサ C2 と負荷 R1 が接続されている。フルブリッジ回路 2 の交流端子 C-C' 間には 1 次巻線 N1 が接続され、整流回路 7 の交流端子 D-D' 間には 2 次巻線 N2 が接続される。この 1 次巻線 N1 と 2 次巻線 N2 とはトランス 6 によって磁気結合されている。フルブリッジ回路 2 は、第 1、第 2 のスイッチング素子 S1、S2 を直列接続した第 1 のスイッチングレグ 3 と、第 3、第 4 のスイッチング素子 S3、S4 を直列接続した第 2 のスイッチングレグ 4 とで構成される。

40

【0018】

スイッチング素子 S1~S4 には、それぞれ逆並列ダイオード DS1~DS4 が接続されている。ここで、これらのスイッチング素子として MOSFET を用いた場合には、逆並列ダイオードとして MOSFET のボディダイオードを利用することができる。またスイッチング素子 S1~S4 は寄生容量 CS1~CS4 を有している。このとき、コンデンサとしてスイッチング素子 S1~S4 に並列にスナバコンデンサを接続してもよい。図 1 では一例としてスイッチング素子 S1、S2 は MOSFET、スイッチング素子 S3、S4 は IGBT としている。フルブリッジ回路 2 の交流端子間と 1 次巻線 N1 との間にリアクトル Lr が直列に挿入される。ここで、リアクトル Lr にはトランス 6 の漏れインダクタンスを利用してもよい。

50

【0019】

整流回路7は2つの平滑リアクトルL1、L2と、2つのダイオードD1、D2で構成されている。2次巻線N2の一端に平滑リアクトルL1の一端とダイオードD2のカソードが接続され、2次巻線N2の他端に平滑リアクトルL2の一端とダイオードD1のカソードが接続されている。平滑リアクトルL1、L2の他端は平滑コンデンサC2の一端に、ダイオードD1、D2のアノードは平滑コンデンサC2の他端に接続される。ここで、ダイオードD1、D2のかわりにスイッチング素子を用いることもできる。この場合、同期整流方式を採用することにより、DC-DCコンバータ1の効率をさらに高めることができる。

【0020】

本発明のDC-DCコンバータ1は、負荷R1への電力供給量に応じて、スイッチング素子の動作モードを切り替えることが特徴である。図2を用いて、動作モードの切り替えについて説明する。

【0021】

図2は動作モードの切り替えを説明する図である。出力電力 P_{out} は電流センサ8で検出した出力電流と、電圧センサ9で検出した出力電圧との積である。 P_{th} は動作モードを切り替えるために設けた所定値である。出力電力 P_{out} が所定値 P_{th} 以上の場合、制御手段5は第1のモードである重負荷モードM1としてスイッチング素子S1～S4を駆動する。この際フェーズシフト方式によってスイッチング素子S1～S4を駆動すると、ゼロ電圧スイッチングが可能である。出力電力 P_{out} が所定値 P_{th} 以下になると、第2のモードである軽負荷モードM2へ移行する。制御手段5はスイッチング素子S3、S4をオフ状態で停止させ、スイッチング素子S1、S2のみ駆動する。制御手段5はスイッチング素子S1、S2の駆動周波数を制御することで、出力電力を制御する。なお同図において、グラフの下段にスイッチング素子S1～S4を駆動する駆動信号を記載しているが、High側がON信号、Low側がOFF信号を表している。

【0022】

図3は、所定値 P_{th} の決定方法を説明する図である。点線で示した $P_{loss}-P_{out}$ 直線は、重負荷モードM1で動作させたときの各出力電力 P_{out} における損失を、実線で示した $P_{loss}-P_{out}$ 直線は、軽負荷モードM2で動作させたときの各出力電力 P_{out} における損失を示すものである。このように、出力電力 P_{out} の大きさにより、損失 P_{loss} が小さい動作モードM1、M2を選択するように、所定値 P_{th} を決めればよい。理論的には点線と実線の交点を P_{th} とすることで最も効率が良くなることになる。もちろん、所定値 P_{th} は任意に設定できるようにしてもよい。

【0023】

ここで、出力電力 P_{out} が所定値 P_{th} と同程度の大きさのときに、重負荷モードM1と軽負荷モードM2との間で頻繁に切り替わる場合がある。このような場合には、図4に示すように重負荷モードM1から軽負荷モードM2へ切り替える所定値 P_{th1} と、軽負荷モードM2から重負荷モードM1へ切り替える所定値 P_{th2} とをそれぞれ定めることにより解決できる場合がある。所定値 P_{th1} と P_{th2} の差は本技術を適用する製品によって効率と切り替え頻度の兼ね合いから選択決定するのがよい。

【0024】

次に、図5から図13を用いてDC-DCコンバータ1の軽負荷モードM2における回路動作を説明する。重負荷モードM1の回路動作は、従来のフェーズシフト方式を適用できるので省略する。図5はDC-DCコンバータ1の軽負荷モードM2における動作を説明する電圧・電流波形図である。まず図5における電圧波形を説明する。S1駆動信号～S4駆動信号はそれぞれ制御手段5がスイッチング素子S1～S4へ出力する駆動信号波形を表している。同図においてもスイッチング素子S1～S4は、スイッチング素子S1～S4へ出力する駆動信号波形がHighとなったときにONされ、LowとなったときにOFFされるものである。T1電圧は1次巻線N1の一端側のノードT1の電圧の電圧波形を、T2電圧は1次巻線N1の他端側のノードT2の電圧の電圧波形を表し、T1-

10

20

30

40

50

T 2 間電圧はT 1 電圧からT 2 電圧を差し引いた電圧波形を表す。次に図 5 における電流波形を説明する。S 1 電流、S 2 電流はそれぞれスイッチング素子 S 1、S 2 のドレイン－ソース間電流を表す。C S 1 電流～C S 4 電流はそれぞれ寄生容量 C S 1～C S 4 を流れる電流波形を表す。C S 1 電流～C S 4 電流は、それぞれ寄生容量 C S 1～C S 4 において、スイッチング素子のドレインに接続されている寄生容量の一端から、スイッチング素子のソースに接続されている寄生容量の他端へと流れる方向を正とし、正電流を充電電流、負電流を放電電流と呼称する。D S 1 電流～D S 4 電流はそれぞれ逆並列ダイオード D S 1～D S 4 を流れる電流波形を表す。D S 1 電流～D S 4 電流は、それぞれ逆並列ダイオード D S 1～D S 4 において、アノードからカソードへ流れる方向を正としている。なお、図 5 において各点線で区切った期間 (a)～(h) は以下で説明する (モード a) 10
～(モード h) とそれぞれ対応している。軽負荷モード M 2 では (モード a)～(モード h) 全てのモードにわたって、スイッチング素子 S 3、S 4 の駆動信号はオフとなっている。

【0025】

(モード a)

図 6 は図 5 に示す期間 (a) における軽負荷モード M 2 における動作 (モード a) を説明する回路図である。スイッチング素子 S 1 をターンオンする。スイッチング素子 S 1 の両端電圧は逆並列ダイオード D S 1 が導通していたことによりゼロ電圧となっており、スイッチング素子 S 1 はゼロ電圧スイッチングとなる。その後リアクトル L r を流れる電流がゼロに達すると、逆並列ダイオード D S 4 に逆回復するまでの電流である逆回復電流が 20
流れ、リアクトル L r を流れる電流は、正の方向に増大していく。その後、逆並列ダイオード D S 4 が逆回復すると、スイッチング素子 S 1 を通る電流は寄生容量 C S 4 の充電電流と寄生容量 C S 3 の放電電流となる。

【0026】

(モード b)

図 7 は図 5 に示す期間 (b) における軽負荷モード M 2 における動作 (モード b) を説明する回路図である。寄生容量 C S 3 の放電によって、逆並列ダイオード D S 3 の両端電圧は減少し、ゼロ電圧を交差すると逆並列ダイオード D S 3 は導通する。逆並列ダイオード D S 3 が導通すると、寄生容量 C S 3 の放電電流と、寄生容量 C S 4 の充電電流は流れなくなる。逆並列ダイオード D S 3 を流れた電流はスイッチング素子 S 1 とリアクトル L 30
r、1 次巻線 N 1 を通って逆並列ダイオード D S 3 へと戻る。この経路を流れる電流は徐々に増加していく。

【0027】

(モード c)

図 8 は図 5 に示す期間 (c) における軽負荷モード M 2 における動作 (モード c) を説明する回路図である。スイッチング素子 S 1 をターンオフする。逆並列ダイオード D S 3 を流れる電流は寄生容量 C S 1 への充電電流と、寄生容量 C S 2 の放電電流となる。寄生容量 C S 2 の放電により、ノード T 1 の電圧は減少するが、ノード T 2 の電圧は逆並列ダイオード D S 3 が導通しているため直流電圧 V 1 よりも高い電圧を維持する。これによってノード T 1－ノード T 2 間の電圧は負の方向へ拡大していく。 40

【0028】

(モード d)

図 9 は図 5 に示す期間 (d) における軽負荷モード M 2 における動作 (モード d) を説明する回路図である。寄生容量 C S 2 の放電によって、逆並列ダイオード D S 2 の両端電圧は減少し、ゼロ電圧を交差すると逆並列ダイオード D S 2 は導通する。逆並列ダイオード D S 2 が導通すると、寄生容量 C S 2 の放電電流と、寄生容量 C S 1 の充電電流は流れなくなる。逆並列ダイオード D S 2 を流れた電流はリアクトル L r、1 次巻線 N 1 を通り、逆並列ダイオード D S 3 を通って逆並列ダイオード D S 2 へと戻る。この経路を流れる電流は徐々に減少していく。

【0029】

(モード e)

図10は図5に示す期間(e)における軽負荷モードM2における動作(モードe)を説明する回路図である。スイッチング素子S2をターンオンする。スイッチング素子S2の両端電圧は逆並列ダイオードDS2が導通していたことによりゼロ電圧となっており、スイッチング素子S2はゼロ電圧スイッチングとなる。その後リアクトルLrを流れる電流がゼロに達すると、逆並列ダイオードDS3に逆回復するまでの電流である逆回復電流が流れ、リアクトルLrを流れる電流は、負の方向に増大していく。その後、逆並列ダイオードDS3が逆回復すると、スイッチング素子S2を通る電流は寄生容量CS3の充電電流と寄生容量CS4の放電電流となる。ノードT2の電圧は寄生容量CS4の放電により減少するが、ノードT1の電圧はスイッチング素子S2が導通していることによりゼロ電圧を維持している。これによってノードT1ーノードT2間の電圧はゼロに近づいていく。

10

【0030】

(モード f)

図11は図5に示す期間(f)における軽負荷モードM2における動作(モードf)を説明する回路図である。寄生容量CS4の放電によって、逆並列ダイオードDS4の両端電圧は減少し、ゼロ電圧を交差すると逆並列ダイオードDS4は導通する。逆並列ダイオードDS4が導通すると、寄生容量CS4の放電電流と、寄生容量CS3の充電電流は流れなくなる。逆並列ダイオードDS4を流れた電流は1次巻線N1、リアクトルLrを通り、スイッチング素子S2を通過して逆並列ダイオードDS4へと戻る。この経路を流れる電流は徐々に増加していく。

20

【0031】

(モード g)

図12は図5に示す期間(g)における軽負荷モードM2における動作(モードg)を説明する回路図である。スイッチング素子S2をターンオフする。スイッチング素子S2を流れていた電流は、寄生容量CS1の放電電流と寄生容量CS2の充電電流となる。ノードT1の電圧は寄生容量CS2の充電により上昇するが、ノードT2の電圧は逆並列ダイオードDS4が導通していることによりゼロ電圧を維持している。これによってノードT1ーノードT2間の電圧は正方向へ上昇する。

30

【0032】

(モード h)

図13は図5に示す期間(h)における軽負荷モードM2における動作(モードh)を説明する回路図である。寄生容量CS1の放電によって、逆並列ダイオードDS1の両端電圧は減少し、ゼロ電圧を交差すると逆並列ダイオードDS1は導通する。逆並列ダイオードDS1が導通すると、寄生容量CS1の放電電流と、寄生容量CS2の充電電流は流れなくなる。逆並列ダイオードDS1を流れた電流は逆並列ダイオードDS4と1次巻線N1、リアクトルLrを通り、逆並列ダイオードDS1へと戻る。この経路を流れる電流は徐々に減少していく。

【0033】

以後、(モードa)に戻り、前述した(モードa)～(モードh)の動作を繰り返すこととなる。

40

【0034】

なお、(モードa)～(モードh)において平滑リアクトルL1、L2を流れる電流が逆流しているモードがあるが、リアクトルの値を大きくすること、巻線N1、N2の巻数比を変更することなどによって回避することもできる。

【0035】

スイッチング素子S1、S2の駆動周波数を制御することによって、出力電力を制御できるのは、ノードT1ーノードT2間に電圧を生じている時間を変化させていることによる。つまり駆動周波数を上げると、1周期あたりのノードT1ーノードT2間電圧の実効値が増大し、出力電力を上げることができる。逆に駆動周波数を下げれば出力電力も下が

50

る。駆動周波数を上げずに出力電力を増加するためには、寄生容量の大きいスイッチング素子をスイッチング素子S3, S4に採用すればトランス両端に電圧が生じる時間を延ばせるのでよい。また、スイッチング素子S3, S4に並列にスナバコンデンサを接続してもよい。これは(モードa), (モードe)においてスナバコンデンサの充放電時間が追加されるため、ノードT1ーノードT2間に電圧が現れている時間が延びることによる。駆動周波数を上げずに出力電力を上げる別の方法として、逆回復特性の遅いダイオードを逆並列ダイオードDS3, DS4に採用することもできる。(モードd), (モードh)において、ノードT1ーノードT2間の電圧は逆並列ダイオードDS3, DS4の逆回復が終了するまで維持される。そのため出力電力を上げることができる。

【0036】

10

スイッチング素子S1, S2として、スイッチング特性の速いスイッチング素子を用いることで、効率が上がることがある。一般的にMOSFETはスイッチング特性が速く、スイッチング損失が小さい。またIGBTは、オン抵抗が小さく、導通損失が小さい。例えば、スイッチング素子S1, S2としてMOSFET、スイッチング素子S3, S4にIGBTを用いる。これにより重負荷モードM1での導通損失を抑制しつつ、軽負荷モードM2でのスイッチング損失も低減することができる。

【0037】

逆にスイッチング素子S1, S2にIGBT、スイッチング素子S3, S4にMOSFETを用いると出力電力を上げることができる。一般的にMOSFETのボディダイオードは逆回復特性が遅い。逆並列ダイオードDS3, DS4にMOSFETのボディダイオードを利用すれば、(モードe), (モードa)において、ノードT1ーノードT2間の電圧は逆並列ダイオードDS3, DS4の逆回復が終了するまで維持される。そのため出力電力を上げることができる。なお、スイッチング素子S1, S2にMOSFET、スイッチング素子S3, S4にIGBTを用いた場合においても、図14に示すようにスイッチング素子S1, S2をオフ状態で停止させ、スイッチング素子S3, S4のみ駆動させれば、スイッチング素子S1, S2にIGBT、スイッチング素子S3, S4にMOSFETを用いる構成のDC-DCコンバータと同様の効果が得られることは明白である。また逆に、スイッチング素子S1, S2にIGBT、スイッチング素子S3, S4にMOSFETを用いた場合においても、図14に示すようにスイッチング素子S1, S2をオフ状態で停止させ、スイッチング素子S3, S4のみ駆動させれば、スイッチング素子S1, S2にMOSFET、スイッチング素子S3, S4にIGBTを用いる構成のDC-DCコンバータと同様の効果が得られることは明白である。

20

30

【0038】

上述したとおり、本発明のDC-DCコンバータ1は軽負荷時においてもゼロ電圧スイッチングを実現しやすくなることが特徴である。しかし負荷への電力供給量がほぼゼロに等しいとみなせるような時には、寄生容量CS1~CS4の充放電に必要な電流を確保することができず、スイッチング素子S1, S2はハードスイッチングとなる場合がある。しかし、この時スイッチング素子S1, S2の駆動周波数は重負荷モードM1時の駆動周波数に比べて低い。そのため、負荷への電力供給量がほぼゼロに等しいとみなせるような時でも、軽負荷モードM2は重負荷モードM1よりも効率が高く、本発明は有効と言える。

40

【0039】

また、前述の特許文献2では、フェーズシフト方式とは動作原理が異なる共振型の回路である。そのため、共振型の回路では共振を安定動作させるため周波数範囲を制限しなければならず、入力電圧範囲、出力電圧の可変範囲に制限が多いのに加えて、共振型の回路は周波数制御であり、出力を絞るためには共振周波数から離す必要があるが、リップルの増大や素子を駆動するための電力も必要となるため、高効率化が難しい。

【0040】

これに対しフェーズシフト方式の回路では、スイッチング素子のオンーオフに加えて、それらスイッチング素子に並列に接続されたダイオードの導通や寄生容量への充放電を利

50

用して動作を行うものである。そして効率を改善するためには、スイッチング素子がオン・オフする際にゼロ電圧スイッチング或いはそれに近いスイッチングを実現するかが重要である。そのため、寄生容量への充放電を制御することが重要である。

【0041】

従来、負荷が軽くなった軽負荷時においては、十分な電流が回路内に流れないため、スイッチの出力容量が十分に充放電されずハードスイッチングになることで効率の悪化を招いていた。しかし、本実施例では、軽負荷モードにおいてフルブリッジ回路の、直列接続した1組のスイッチング素子で構成された一方のスイッチングレグの動作を停止させることでこの点を解消している。このような状態で回路に流れる電流の状態を確認したところ、理由はまだ不明であるが、従来制御と比べて、軽負荷時にスイッチの出力容量を充放電するための電流が増えているのが確認された。これにより、負荷が軽くなった軽負荷時においても、スイッチの出力容量の充放電が促され、ソフトスイッチングが可能となっている。

10

【0042】

即ち本実施例によれば、スイッチは従来の制御方法と比べて、より低い電圧でターンオンすることが可能となり、スイッチング損失は減少する。また、本実施例によれば従来の制御方法に比べ、周波数が低いためより出力を絞りをやすく、また、一方のスイッチングレグを構成する直列接続した1組のスイッチング素子の動作を停止させるので、これらのスイッチでの駆動損失も抑えられるため、より効率の向上を図ることができる。

20

【実施例2】

【0043】

図15は本発明の実施例2によるDC-DCコンバータ101の回路構成図である。図1と同一部分には同一符号を付し、その説明を省略する。整流回路7は平滑リアクトルL11と、2つのダイオードD1、D2から構成される。平滑リアクトルL11の一端はダイオードD1、D2のカソードと接続され、平滑リアクトルL11の他端は平滑コンデンサC2の一端に接続される。2つの2次巻線N21、N22は一端が互いに接続されており、その接続点は平滑コンデンサC2の他端に接続される。2次巻線N21、N22の他端はそれぞれN21がダイオードD1のアノードに、N22がダイオードD2のアノードに接続される。これにより実施例1に比べて平滑リアクトルを削減することができるため部品点数を削減することができ、コストを下げることができる。またダイオードD1、D2のかわりにスイッチング素子を使用し、同期整流方式を用いることでさらなる高効率化を図ることができる。

30

【実施例3】

【0044】

図16は本発明の実施例3によるDC-DCコンバータ102の回路構成図である。図1と同一部分には同一符号を付し、その説明を省略する。整流回路7は平滑リアクトルL12と、ダイオードD1、D2を直列接続したダイオードレグ10と、ダイオードD3、D4を直列接続し、かつダイオードレグ10に並列に接続されたダイオードレグ11で構成される。平滑リアクトルL12の一端はダイオードレグ10の一端と接続され、平滑リアクトルL12の他端は平滑コンデンサC2の一端と、ダイオードレグ10の他端は平滑コンデンサC2の他端と接続される。ダイオードD1、D2の接続点と、ダイオードD3、D4の接続点は2次巻線N2の両端に接続されている。これにより逆耐電圧の小さいダイオードを使用することができる。このような構成は出力電圧が大きい時に使用すると好適である。またダイオードD1～D4のかわりにスイッチング素子を使用し、同期整流方式を用いることでさらなる高効率化を図ることができる。

40

【実施例4】

【0045】

図17は従来の電気自動車31の電源システムの概要構成図である。充電器32は交流電源51からの交流電力をAC-DCコンバータ52によって直流電力に変換し、DC-DCコンバータ53は直流電力をバッテリー41の充電に必要な電圧に変圧して電力を供給

50

する。一方DC-DCコンバータ55はバッテリー41の電圧よりも低い電圧であるバッテリー42の電圧を変圧して負荷56へ電力を供給している。負荷56への電力供給量が多い場合には、DC-DCコンバータ54によってバッテリー41の電力をDC-DCコンバータ55とバッテリー42に供給する。しかし交流電源51からバッテリー41を充電している場合など負荷56への電力供給量が少ない場合には、DC-DCコンバータ54の電力変換効率が低下する問題があった。そのため充電器32はDC-DCコンバータ57を有し、AC-DCコンバータ52からの電力をDC-DCコンバータ54を介さずにDC-DCコンバータ57からDC-DCコンバータ55とバッテリー42へ電力を供給していた。

【0046】

図18は本発明の実施例4によるDC-DCコンバータ1を採用した電気自動車131の電源システムの概要構成図である。図17と同一部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図17におけるDC-DCコンバータ54にかわり、前述の実施例1で説明したDC-DCコンバータ1を採用することで、負荷56への電力供給量が少ない場合においても、DC-DCコンバータ1は高効率に電力を供給することができる。これにより、充電器132は図17におけるDC-DCコンバータ57が不要となり、部品点数の削減が可能となり、大きくコストダウンを図りながら、高効率で電力供給を行うことができる。

【0047】

自動車131において、交流電源51から充電器132によってバッテリー41を充電しているときは、DC-DCコンバータ1のスイッチング素子S1、S2の駆動周波数は重負荷モードM1時の駆動周波数に比べて低くなる場合が多い。即ち、夜間など車自体は使用していない時間にバッテリー41を充電している状態である。このようなときは、必要最低限の非常に小さな負荷56となっている。そのため、負荷への電力供給量がほぼゼロに等しいとみなせるような時でも、軽負荷モードM2は重負荷モードM1よりも効率が高く、本実施例で説明したDC-DCコンバータを電気自動車に利用することは非常に有効と言える。なお、本実施例では実施例1で説明したDC-DCコンバータを自動車131に適用した例を説明したが、実施例2や実施例3で説明したDC-DCコンバータを自動車131に適用しても同様に有効である。

【符号の説明】

【0048】

1, 53~55, 57, 101, 102 DC-DCコンバータ
 2 フルブリッジ回路
 3, 4 スwitchングレグ
 5 制御手段
 6 トランス
 7 整流回路
 8 電流センサ
 9 電圧センサ
 10, 11 ダイオードレグ
 31 電気自動車
 32 充電器
 41, 42 バッテリ
 51 交流電源
 52 AC-DCコンバータ
 56, R1 負荷
 131 電気自動車
 132 充電器
 V1 直流電源
 C1, C2 平滑コンデンサ
 L1, L2, L11, L12 平滑リアクトル

10

20

30

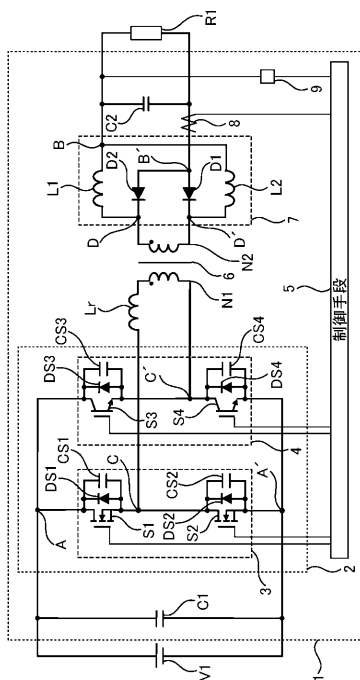
40

50

L_r リアクトル
 $N1, N2$ 巻線
 $S1 \sim S4$ スイッチング素子
 $DS1 \sim DS4$ 逆並列ダイオード
 $CS1 \sim CS4$ 寄生容量
 $M1$ 重負荷モード
 $M2$ 軽負荷モード
 P_{out} 出力電力
 P_{th}, P_{th1}, P_{th2} 所定値
 $D1 \sim D4$ ダイオード
 $T1, T2$ ノード

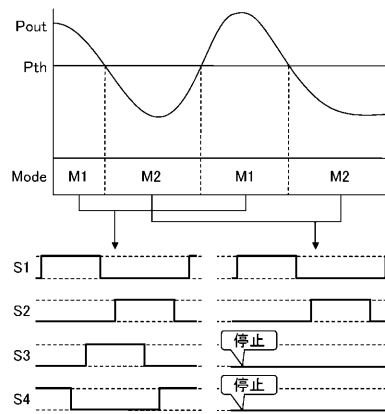
【図 1】

図 1



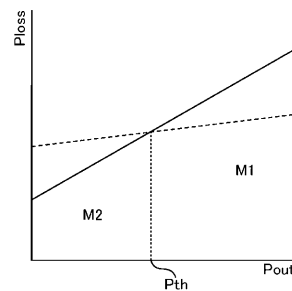
【図 2】

図 2



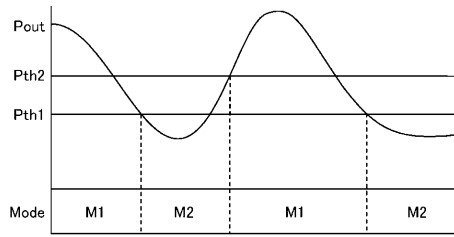
【図 3】

図 3



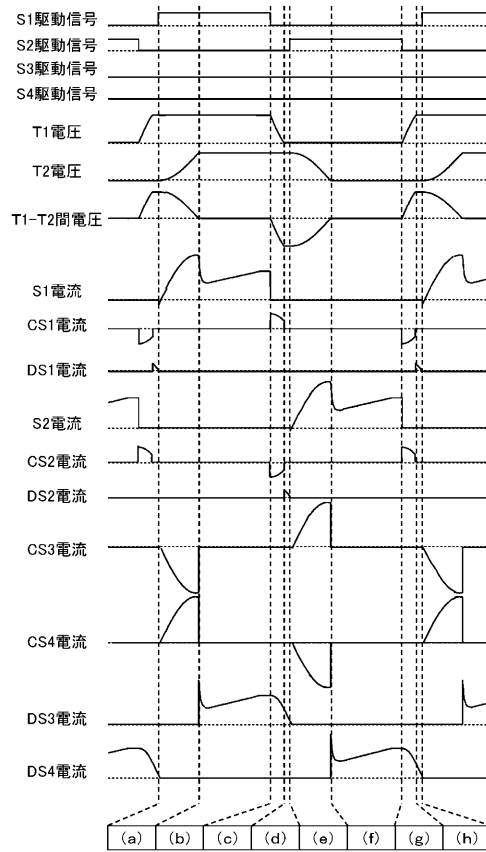
【図 4】

図 4



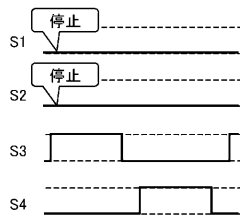
【図 5】

図 5



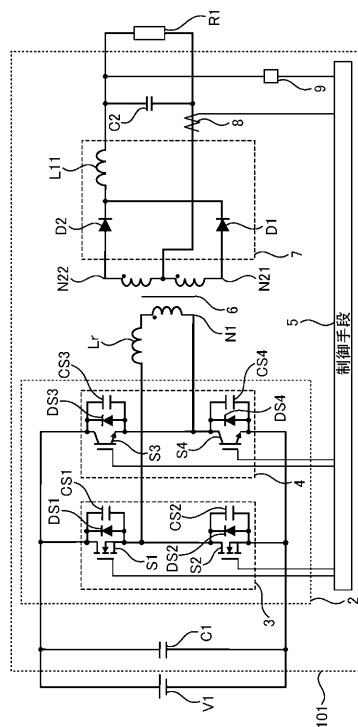
【図 1 4】

図 14



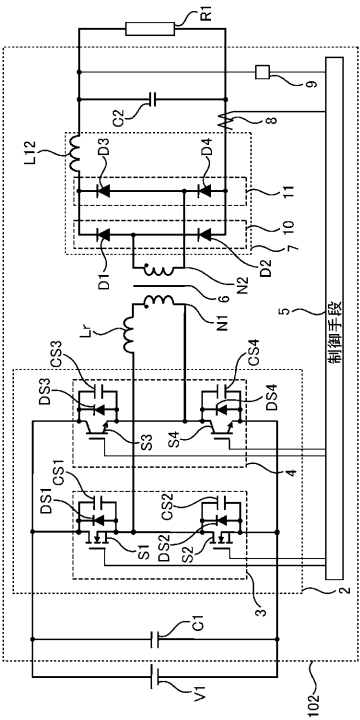
【図 1 5】

図 15

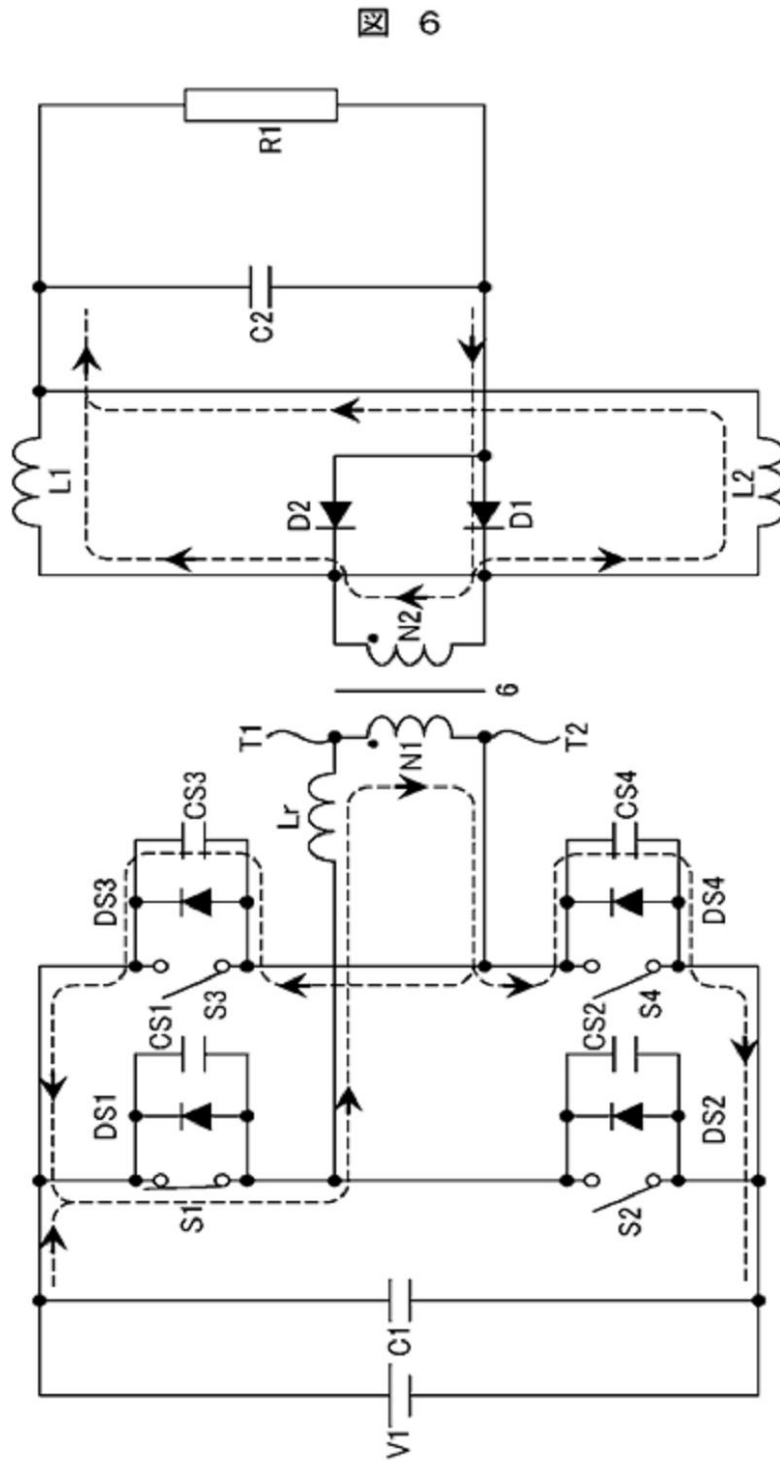


【図 16】

図 16

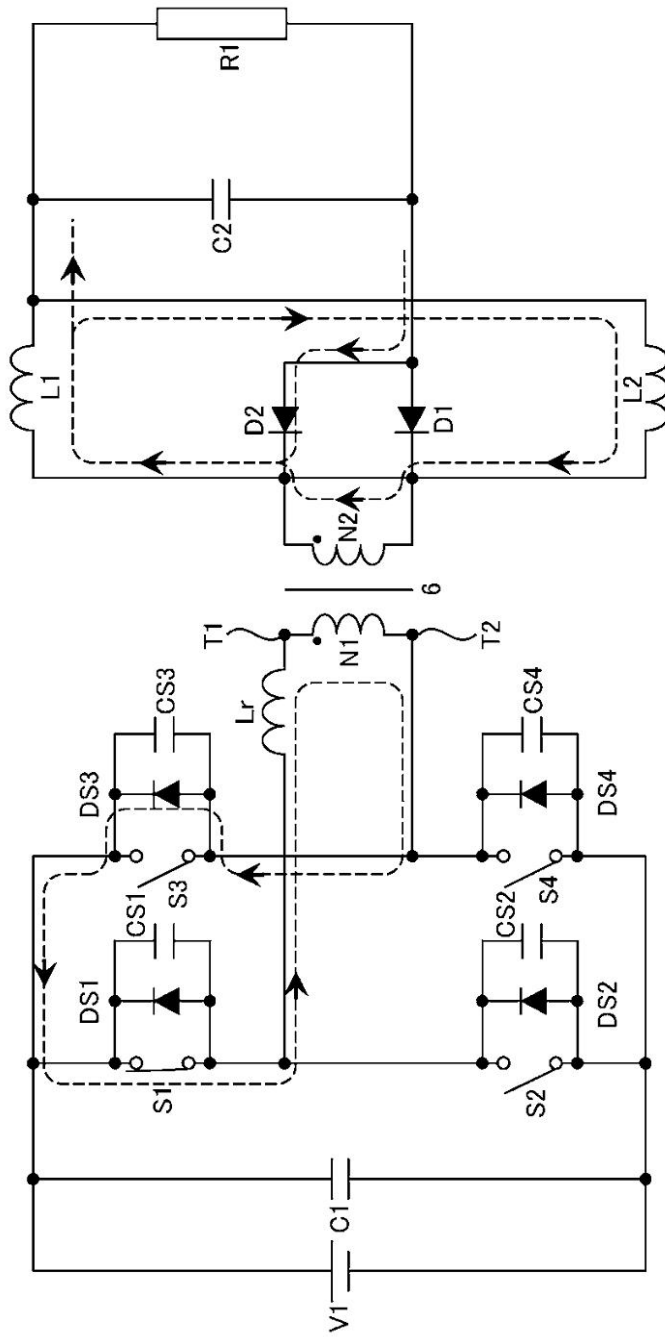


【図 6】



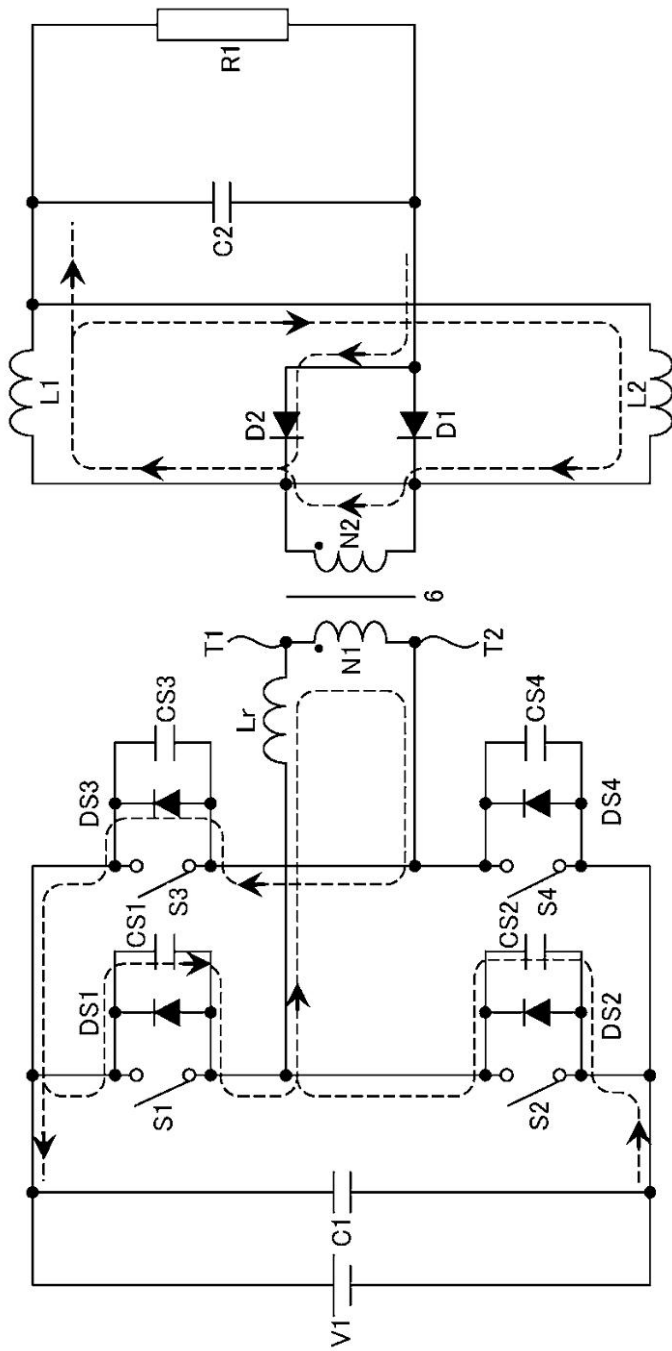
【図 7】

図 7



【図 8】

図 8



【図 9】

図 9

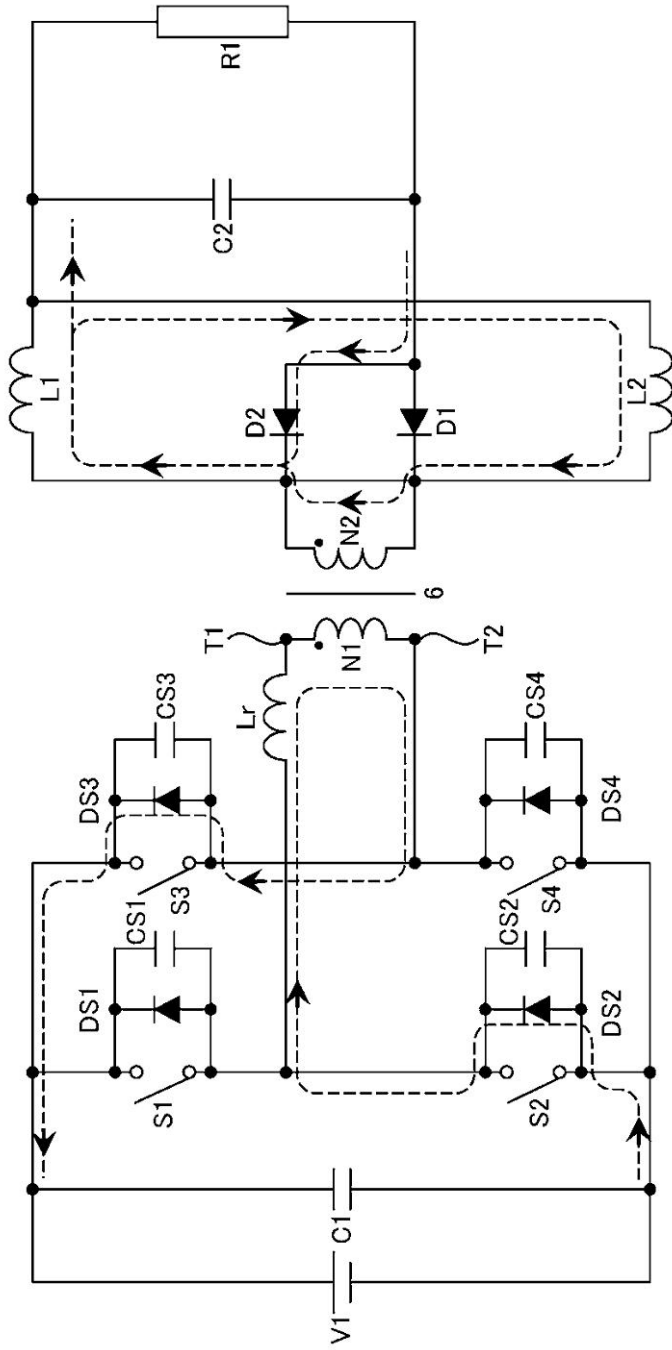
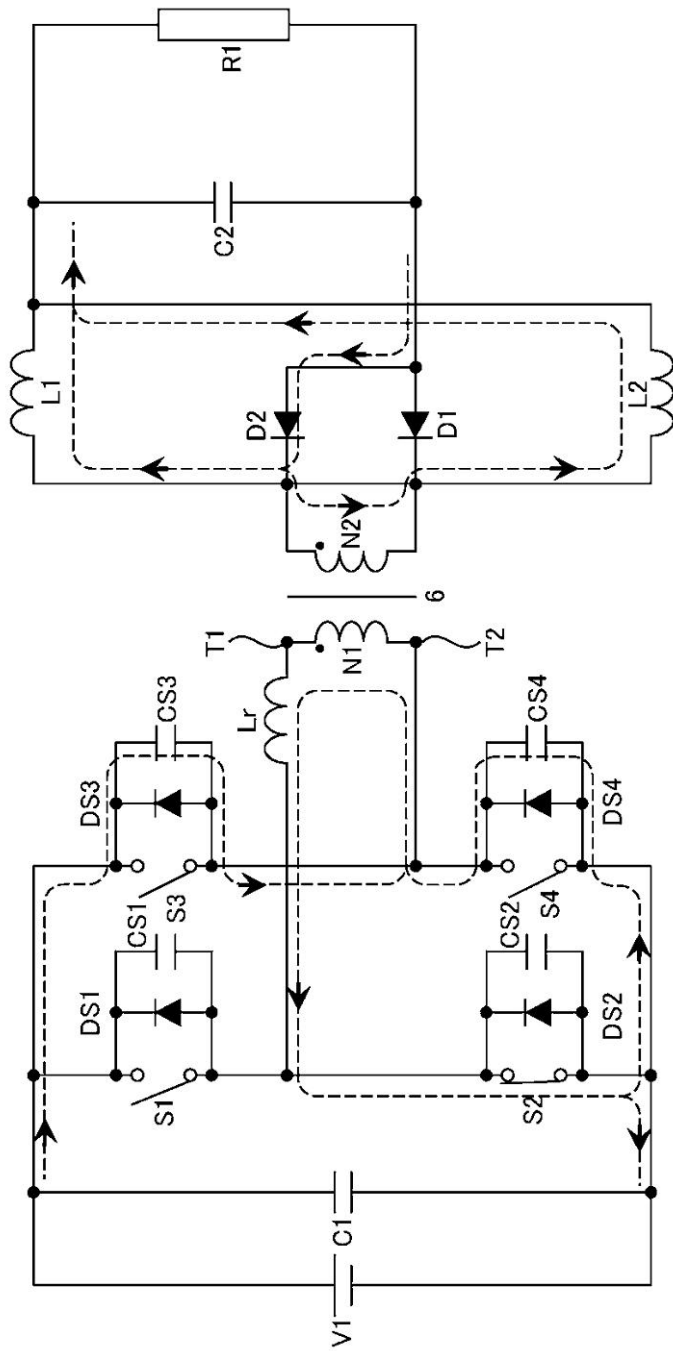
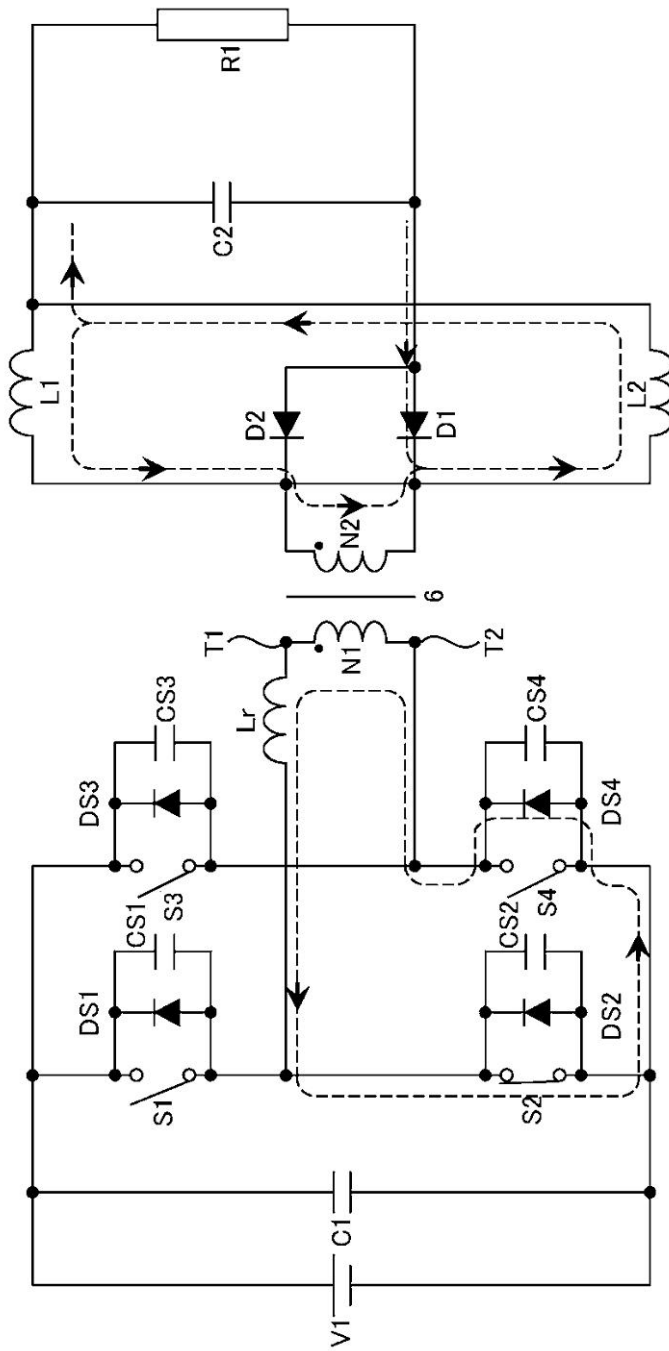


図 10



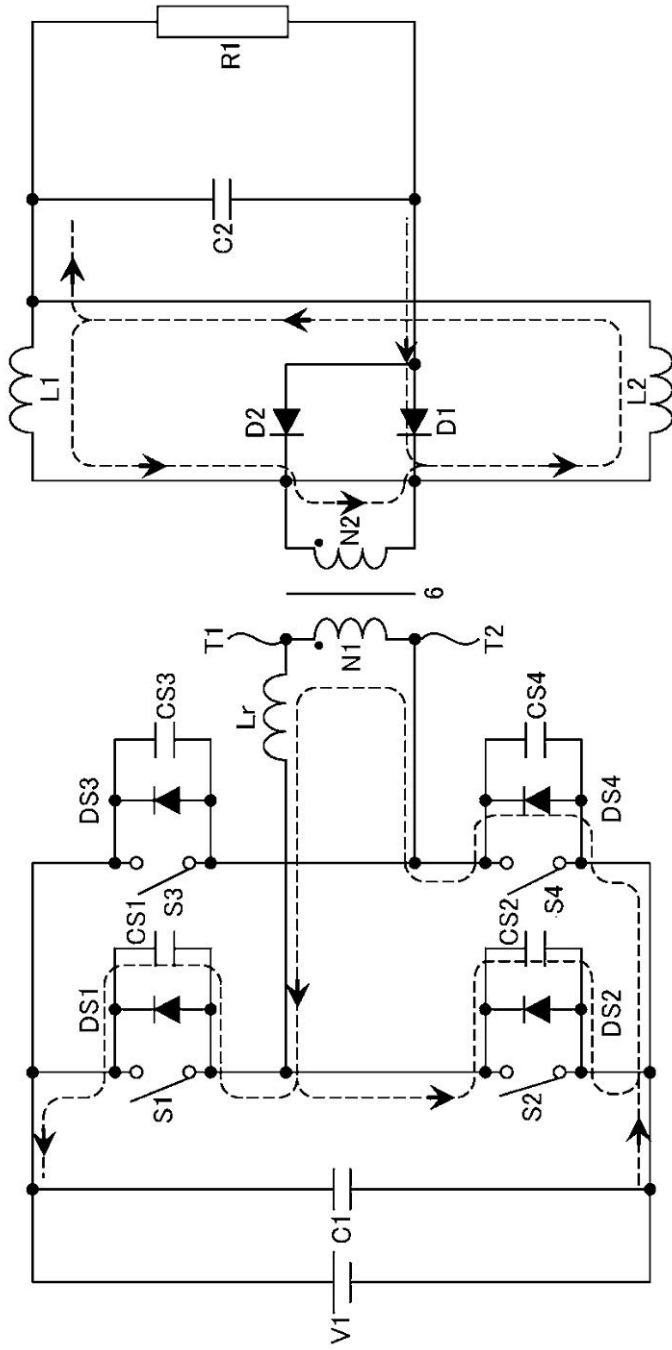
【図 11】

図 11



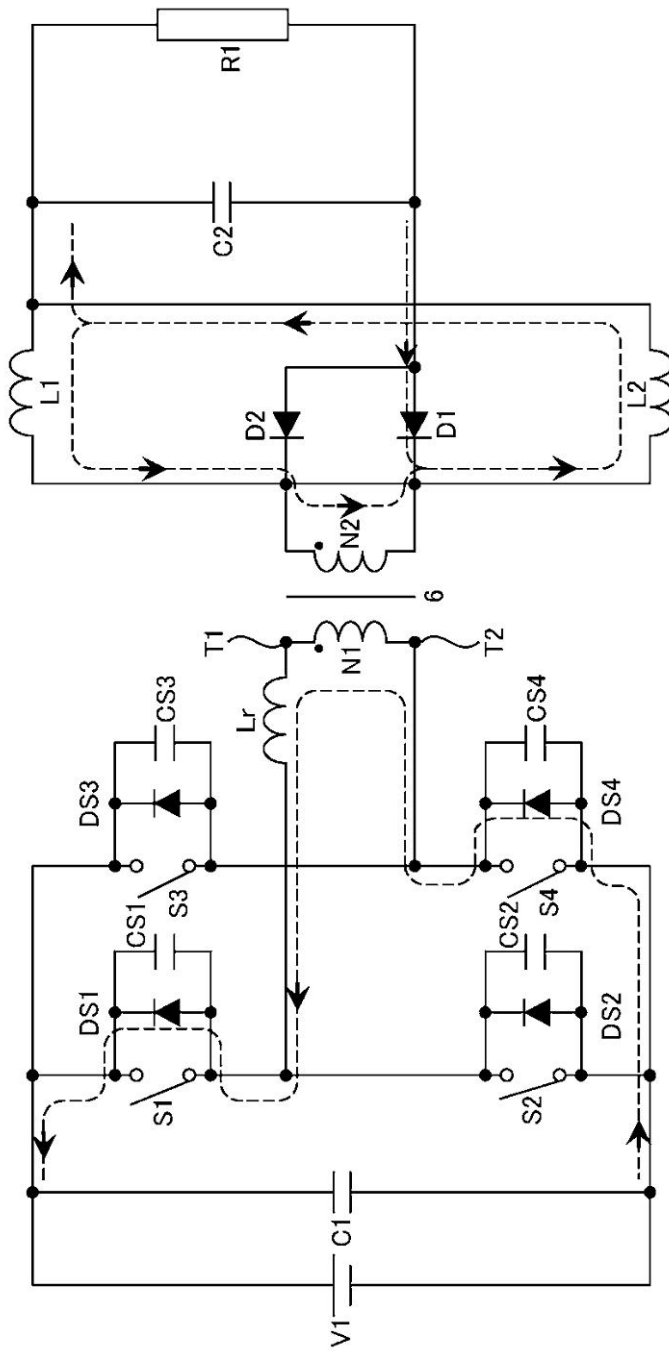
【図 12】

図 12



【図 13】

図 13



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2003-180075 (JP, A)
特開2005-229783 (JP, A)
特開平03-251079 (JP, A)
特開2004-215469 (JP, A)
特開2001-339945 (JP, A)
特開2007-202370 (JP, A)
実開昭63-033337 (JP, U)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 3/28
H02M 3/335