

(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2008-48484  
(P2008-48484A)

(43) 公開日 平成20年2月28日(2008.2.28)

(51) Int.Cl.  
H02M 7/48 (2007.01)

F I  
H02M 7/48

テーマコード(参考)  
5H007

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2006-219515 (P2006-219515)  
(22) 出願日 平成18年8月11日(2006.8.11)

(71) 出願人 000003218  
株式会社豊田自動織機  
愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地  
(74) 代理人 100117385  
弁理士 田中 裕人  
(74) 代理人 100098431  
弁理士 山中 郁生  
(74) 代理人 110000291  
特許業務法人コスモス特許事務所  
(72) 発明者 鈴木 定典  
愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地 株式会  
社豊田自動織機内  
(72) 発明者 尾崎 公教  
愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地 株式会  
社豊田自動織機内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直流交流変換装置の駆動方法

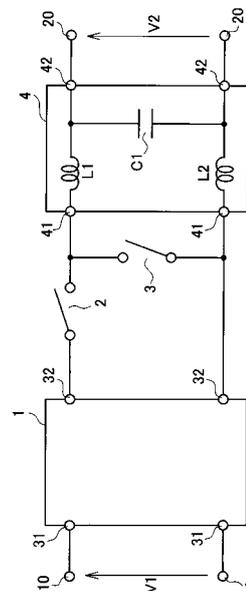
(57) 【要約】

【課題】 入出力を直流的に絶縁し入力直流電圧を交流電圧に直接変換する直流交流変換装置の駆動方法を提供すること。

【解決手段】

電圧変換回路1が、変換回路入力端31と変換回路出力端32とを直流的に絶縁しつつ、所望の交流出力の極性に応じた極性の電圧を変換回路出力端32に出力する。第1スイッチ2が導通状態になると、電圧変換回路1により、変換回路入力端31から変換回路出力端32へ給電が行なわれ、変換回路出力端32の電圧がフィルタ入力端41に印加される。この場合、第1スイッチ2は、電圧変換回路1により、変換回路入力端31から変換回路出力端32への給電が停止された後、非導通とされる。第2スイッチ3が導通すると、変換回路出力端32の電圧がフィルタ入力端41に印加されることなくフィルタ回路4内の電流が流れる経路が確保される。第1スイッチ2と第2スイッチ3とは、少なくとも何れか一方が導通状態にあって動作する。

【選択図】 図1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

直流電圧が入力される一対の直流入力端と、  
 交流電圧が出力される一対の交流出力端と、  
 電圧変換回路と、  
 フィルタ回路と、  
 第 1 スイッチと、  
 第 2 スイッチとを有し、

前記電圧変換回路は、一対の変換回路入力端と一対の変換回路出力端とを有し、前記変換回路入力端と前記変換回路出力端とを直流的に絶縁すると共に、前記変換回路入力端に印加された直流電圧を、前記交流電圧の極性に応じた極性を有する電圧に変換して前記変換回路出力端に出力し、

前記フィルタ回路は、一対のフィルタ入力端と一対のフィルタ出力端とを有し、

前記直流入力端と前記変換回路入力端とが接続され、前記変換回路出力端と前記フィルタ入力端とが前記第 1 スイッチを介して接続され、前記フィルタ出力端と前記交流出力端とが接続され、前記フィルタ入力端の間に前記第 2 スイッチが接続される直流交流変換装置の駆動方法であって、

前記第 1 スイッチを導通した後、前記電圧変換回路により前記変換回路入力端から前記変換回路出力端に給電するステップと、

前記電圧変換回路により前記変換回路入力端から前記変換回路出力端への給電を停止した後、前記第 1 スイッチを非導通とするステップとを有し、

前記第 1 スイッチと前記第 2 スイッチとの少なくとも何れか一方は導通状態であり、

前記交流出力端に出力すべき電圧の極性に依りて、前記電圧変換回路が、前記変換回路出力端に現れる電圧の極性を変えることを特徴とする直流交流変換装置の駆動方法。

## 【請求項 2】

ステップ 1：前記第 1 スイッチを導通するステップ、

ステップ 2：前記第 1 スイッチの導通状態下で、前記電圧変換回路により前記変換回路入力端から前記変換回路出力端に給電するステップ、

ステップ 3：前記第 1 スイッチの導通状態下で、前記電圧変換回路により前記変換回路入力端から前記変換回路出力端への給電を停止するステップ、

ステップ 4：前記第 1 スイッチの導通状態下で、前記第 2 スイッチを導通するステップ

、  
 ステップ 5：前記第 2 スイッチの導通状態下で、前記第 1 スイッチを非導通とするステップ、

ステップ 6：前記第 2 スイッチの導通状態下で、前記第 1 スイッチを導通するステップ

、  
 ステップ 7：前記第 1 スイッチの導通状態下で、前記第 2 スイッチを非導通とするステップとを有し、

前記ステップ 1 からステップ 7 を繰り返すことを特徴とする請求項 1 に記載の直流交流変換装置の駆動方法。

## 【請求項 3】

前記電圧変換回路はトランスを有し、

前記ステップ 5 とステップ 6 との間に、前記ステップ 2 で前記トランスに印加する電圧とは逆方向の電圧を前記トランスに印加するステップを更に有することを特徴とする請求項 2 に記載の直流交流変換装置の駆動方法。

## 【請求項 4】

前記ステップ 2 の時間と前記ステップ 5 の時間との比を調整することにより、前記交流出力端に出力される電圧を制御することを特徴とする請求項 2 または 3 に記載の直流交流変換装置の駆動方法。

## 【発明の詳細な説明】

10

20

30

40

50

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、直流電圧を交流電圧に変換する直流交流変換装置の駆動方法に関するものである。

## 【背景技術】

## 【0002】

特許文献1に開示されているACインバータでは、図21に示すように、バッテリー（例えばDC12V）等のDC入力部210の電源端子に接続される電源ライン210aは、チョークコイルやコンデンサよりなるDC入力フィルタ230に接続される。スイッチング回路240は、DC入力部210からの直流電源（DC12V）を例えば55kHzで発振させるためのプッシュプル方式の回路である。DC高電圧整流回路260は、スイッチング回路240の高周波発振によってトランス250の高電圧用コイルに発生した高電圧出力（例えば140V）の波形を平滑化し、DC出力ライン260aよりドライブ回路280へ出力する。ドライブ回路280（交流化回路）は、例えば4個のFETを二つのAC出力ライン280a、280bに対してHブリッジ形に接続してなる周知のもので、対角に位置するFETが所定のデューティ非で交互にオン駆動されることによって、AC出力ライン280a、280bに例えば55Hzの交流電圧を発生させる。

10

## 【0003】

【特許文献1】特開2002-315351号公報

## 【発明の開示】

20

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0004】

しかしながら、特許文献1では、スイッチング回路240により直流電源（DC12V）を高周波（55kHz）で発振させ、トランス250から高電圧（140V）として出力させた後、この高電圧高周波波形をDC高電圧整流回路260で平滑化し、ドライブ回路280（交流化回路）により所望（55Hz）の交流電圧を発生させる。

## 【0005】

DC入力部210から出力からの低電圧の直流電源を、高電圧で低周波数の交流電圧に変換してAC出力ライン280a、280bに出力するために、直流電圧から交流電圧への変換、交流電圧から直流電圧への変換、直流電圧から交流電圧への変換と、3回の変換を必要とする。所望の交流電圧が出力されるまでの電力変換処理が複雑である。また、スイッチング損失等の回路動作における損失が大きくなってしまふおそれがあり十分な電力変換効率を得ることができない場合があり問題である。

30

## 【0006】

本発明は前記背景技術に鑑みなされたものであり、入力と出力とを直流的に絶縁しつつ、入力の直流電圧を所望の交流電圧に直接変換する新規な直流交流変換装置の駆動方法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】

## 【0007】

前記目的を達成するために、請求項1に係る直流交流変換装置の駆動方法は、直流電圧が入力される一对の直流入力端と、交流電圧が出力される一对の交流出力端と、電圧変換回路と、フィルタ回路と、第1スイッチと、第2スイッチとを有し、電圧変換回路は、一对の変換回路入力端と一对の変換回路出力端とを有し、変換回路入力端と変換回路出力端とを直流的に絶縁すると共に、変換回路入力端に印加された直流電圧を、交流電圧の極性に応じた極性を有する電圧に変換して変換回路出力端に出力し、フィルタ回路は、一对のフィルタ入力端と一对のフィルタ出力端とを有し、直流入力端と変換回路入力端とが接続され、変換回路出力端とフィルタ入力端とが第1スイッチを介して接続され、フィルタ出力端と交流出力端とが接続され、フィルタ入力端の間に前記第2スイッチが接続される直流交流変換装置の駆動方法であって、第1スイッチを導通した後、電圧変換回路により変換回路入力端から変換回路出力端に給電するステップと、電圧変換回路により変換回路入

40

50

力端から変換回路出力端への給電を停止した後、第1スイッチを非導通とするステップとを有し、第1スイッチと第2スイッチとの少なくとも何れか一方は導通状態であり、交流出力端に出力すべき電圧の極性に依じて、電圧変換回路が、変換回路出力端に現れる電圧の極性を変えることを特徴とする。

【0008】

請求項1の直流交流変換装置の駆動方法では、電圧変換回路が、変換回路入力端と変換回路出力端とを直流的に絶縁しつつ、所望の交流出力の極性に依じた極性の電圧を変換回路出力端に出力する。第1スイッチが導通状態になると、電圧変換回路により、変換回路入力端から変換回路出力端へ給電が行なわれ、変換回路出力端の電圧がフィルタ回路のフィルタ入力端に印加される。この場合、第1スイッチは、電圧変換回路により、変換回路入力端から変換回路出力端への給電が停止された後、非導通とされる。第2スイッチが導通すると、変換回路出力端の電圧がフィルタ回路のフィルタ入力端に印加されることなくフィルタ回路内の電流が流れる経路が確保される。第1スイッチと第2スイッチとは、少なくとも何れか一方が導通状態にあって動作する。また、電圧変換回路は、その出力電圧の極性を変えることで、交流出力端に現れる電圧の極性を制御する。

10

【0009】

このように、請求項1の直流交流変換装置の駆動方法によれば、入力と出力とを直流的に絶縁しつつ、入力の直流電圧を交流電圧に直接変換することができる。また、第1スイッチを導通した後、電圧変換回路により電力が給電されるので、第1スイッチでのターンオン損失の発生を抑制できる。また、第1スイッチと第2スイッチとの少なくとも何れか一方は導通状態であるので、フィルタ回路内の電流が流れる経路が確保できる。

20

【0010】

また、請求項2に係る直流交流変換装置の駆動方法は、請求項1に記載の直流交流変換装置の駆動方法において、第1スイッチを導通するステップ(ステップ1)、第1スイッチの導通状態下で、電圧変換回路により変換回路入力端から変換回路出力端に給電するステップ(ステップ2)、第1スイッチの導通状態下で、電圧変換回路により変換回路入力端から変換回路出力端への給電を停止するステップ(ステップ3)、第1スイッチの導通状態下で、第2スイッチを導通するステップ(ステップ4)、第2スイッチの導通状態下で、第1スイッチを非導通とするステップ(ステップ5)、第2スイッチの導通状態下で、第1スイッチを導通するステップ(ステップ6)、第1スイッチの導通状態下で、第2スイッチを非導通とするステップとを有し(ステップ7)、(ステップ1)から(ステップ7)を繰り返すことを特徴とする。

30

【0011】

請求項2の直流交流変換装置の駆動方法では、第1スイッチを導通(ステップ1)した後、電圧変換回路による変換回路入力端から変換回路出力端への給電(ステップ2)、電圧変換回路による変換回路入力端から変換回路出力端への給電の停止(ステップ3)を行なう。その後、第2スイッチを導通(ステップ4)した後、第1スイッチの非導通(ステップ5)とする。更に再び、第1スイッチを導通(ステップ6)して第2スイッチを非導通とする(ステップ7)。これらの動作を繰り返し行なう。

40

【0012】

これにより、ステップ1の第1スイッチを導通状態に維持し、ステップ2で電圧変換回路により電力が給電されるので、第1スイッチでのターンオン損失の発生を抑制できる。また、ステップ5にて第2スイッチが導通状態で第1スイッチを非導通としているので、第1スイッチに流れる電流は第2スイッチの非導通時より少なくなり、第1スイッチのターンオフ損失を小さくできる。また、第1スイッチと第2スイッチとの少なくとも何れか一方は導通状態であるので、フィルタ回路内の電流が流れる経路が確保できる。

【0013】

また、請求項3に係る直流交流変換装置の駆動方法は、請求項2に記載の直流交流変換装置の駆動方法において、電圧変換回路はトランスを有し、(ステップ5)と(ステップ6)との間に、(ステップ2)でトランスに印加する電圧とは逆方向の電圧をトランスに

50

印加するステップを更に有することを特徴とする。

【0014】

請求項3の直流交流変換装置の駆動方法では、(ステップ5)と(ステップ6)との間に、(ステップ2)で電圧変換回路のトランスに印加する電圧とは逆方向の電圧をトランスに印加する。

【0015】

電圧変換回路がトランスを有する場合、ステップ5とステップ6との間で、電圧変換回路からの給電の停止状態で第1スイッチを非導通とすることで、トランスをリセットすることができる。請求項3の発明では、さらにステップ5とステップ6との間で、ステップ2でトランスに印加する逆方向の電圧を印加するので、確実にトランスをリセットすることができる。

10

【0016】

また、請求項4に係る直流交流変換装置の駆動方法は、請求項2または3に記載の直流交流変換装置の駆動方法において、ステップ2の時間とステップ5の時間との比を調整することにより、交流出力端に出力される電圧を制御することを特徴とする。これにより、交流出力端に現れる電圧の大きさを制御することができる。

【発明の効果】

【0017】

本発明によれば、入力と出力とを直流的に絶縁しつつ、入力の直流電圧を所望の交流電圧に直接変換することができる。

20

【発明を実施するための最良の形態】

【0018】

以下、本発明の直流交流変換装置について具体化した実施形態を図1乃至図20に基づき図面を参照しつつ詳細に説明する。

【0019】

図1は、本発明の駆動方法を実現する直流交流変換装置の回路ブロックである。一对の直流入力端10から直流電圧V1が入力され、一对の交流出力端20から交流電圧V2が出力される。直流入力端10は、電圧変換回路1の一对の変換回路入力端31に接続されている。電圧変換回路1の変換回路出力端32の一方は第1スイッチ2を介して、電圧変換回路1の変換回路出力端32の他方は直接に、フィルタ回路4の一对のフィルタ入力端41に接続されている。また、フィルタ入力端41の端子間は第2スイッチ3で接続されている。フィルタ回路4の一对のフィルタ出力端42は、一对の交流出力端20に接続されている。

30

【0020】

電圧変換回路1は、変換回路入力端31と変換回路出力端32とが直流的に絶縁されており、変換回路入力端31に印加された直流電圧V1を、交流電圧V2の極性に応じた極性を有する電圧に変換して変換回路出力端32に出力する。

【0021】

フィルタ回路4は、フィルタ入力端41とフィルタ出力端42との間に備えられる一对のコイルL1、L2と、フィルタ出力端42の端子間に接続される出力コンデンサC1とを有して構成される一般的なフィルタ回路である。

40

【0022】

第1スイッチ2が導通状態で電圧変換回路1により変換回路出力端32に電圧が印加されると、変換回路出力端32の電圧がフィルタ回路4のフィルタ入力端41に印加される。第2スイッチ3が導通状態となると、変換回路出力端32の電圧がフィルタ回路4のフィルタ入力端41に印加されることなくフィルタ回路4内の電流が流れる経路が確保される。フィルタ出力端42には、フィルタ入力端41に印加された電圧がフィルタ回路4により平滑され出力される。電圧変換回路1からの電力供給があり、かつ第1スイッチ2が導通状態になる時間と、第2スイッチ3が導通状態となる時間との比を調整することによって、フィルタ出力端42に現れる電圧の大きさを制御できる。変換回路出力端32に出

50

力される電圧の極性を変えることにより、フィルタ出力端 4 2 に現れる電圧の極性が制御される。

【 0 0 2 3 】

図 2 の回路図は実施形態の駆動方法を実現する直流交流変換装置である。電圧変換回路 1 は、1 次側に中間タップを備えたトランス T R と、エミッタ端子が共通に接続され、コレクタ端子が 1 次側巻線の両端の各端子にそれぞれ接続された I G B T 素子 T 1、T 2 とを備えている。I G B T 素子 T 1、T 2 のエミッタ端子とトランス T R の中間タップとの間に、平滑コンデンサ C 0 が接続され、I G B T 素子 T 1、T 2 のエミッタ端子を負側として直流電圧 V 1 が入力される。I G B T 素子 T 1、T 2 は、プッシュプル回路を形成している。

10

【 0 0 2 4 】

トランス T R の 2 次側巻線の各端子には、それぞれ I G B T 素子 T 5、T 6 のコレクタ端子が接続されている。I G B T 素子 T 5、T 6 のエミッタ端子は、フィルタ回路 4 のコイル L 1、L 2 の一端にそれぞれ接続されている。I G B T 素子 T 5、T 6 で第 1 スイッチ 2 を構成している。これにより、第 1 スイッチ 2 として逆並列ダイオードを有する半導体スイッチング素子である I G B T 素子 T 5、T 6 を用いても、変換回路出力端に現れる電圧の極性によらず、変換回路出力端とフィルタ入力端との間を非導通とすることができる。

【 0 0 2 5 】

また、I G B T 素子 T 5 のエミッタ端子とコイル L 1 の一端との接続経路には I G B T 素子 T 7 のエミッタ端子が接続され、I G B T 素子 T 6 のエミッタ端子とコイル L 2 の一端との接続経路には I G B T 素子 T 8 のエミッタ端子が接続されている。I G B T 素子 T 7、T 8 は、それぞれのコレクタ端子が互いに接続されて直列接続されている。I G B T 素子 T 7、T 8 で第 2 スイッチ 3 を構成している。これにより、第 2 スイッチ 3 として逆並列ダイオードを有する半導体スイッチング素子である I G B T 素子 T 7、T 8 を用いても、第 2 スイッチ 3 を非導通とすることができる。

20

【 0 0 2 6 】

ここで、各 I G B T 素子 T 1、T 2、T 5 ~ T 8 は、逆並列ダイオードを備えている。

【 0 0 2 7 】

以下、図 3 乃至図 1 6 において、実施形態の図 2 に示す直流交流変換装置の駆動方法を段階ごとに示す。図 3 乃至図 8 は交流電圧 V 2 の電圧上昇期の回路動作である。図 9 乃至図 1 6 は交流電圧 V 2 の電圧下降期の回路動作である。交流電圧 V 2 の周波数に比べて I G B T 素子 T 1、T 2、T 5、T 6、T 7、T 8 を十分高い周波数でスイッチングし、I G B T 素子 T 1、T 2、T 5、T 6 のオンデューティを制御することにより、交流電圧 V 2 を生成する。

30

【 0 0 2 8 】

先ず、交流電圧 V 2 の電圧上昇期の回路動作について説明する。図 3 乃至図 8 が、I G B T 素子 T 1、( T 2 )、T 5 ~ T 8 の導通制御の 1 周期の動作である。

【 0 0 2 9 】

図 3 の動作状態 ( 1 ) において、I G B T 素子 T 5、T 6 が導通状態で I G B T 素子 T 1 が導通する。中間タップを挟んで直列に接続されているトランス T R の 1 次側巻線の一方に直流電圧 V 1 が印加される。直流電圧 V 1 の正極から、中間タップを介して I G B T 素子 T 1 を流れて直流電圧 V 1 の負極に向かう経路に電流が流れる。この電流によりトランス T R が励磁され、2 次側巻線の基準端子を正電位とする電圧が誘起される。基準端子から、I G B T 素子 T 5、コイル L 1、出力コンデンサ C 1 または / および負荷 ( 不図示 )、コイル L 2、および I G B T 素子 T 6 の逆並列ダイオードを介して 2 次側巻線に戻る経路に電流が流れる。

40

【 0 0 3 0 】

これにより、出力コンデンサ C 1 の端子間電圧である交流電圧 V 2 も時間と共に上昇する。

50

## 【 0 0 3 1 】

交流電圧  $V_2$  の電圧上昇期においては、図 3 乃至図 8 で示される 1 周期の動作期間のうち、図 3 で示される動作状態 ( 1 ) の占める時間割合が大きい。

## 【 0 0 3 2 】

尚、IGBT 素子  $T_5$ 、 $T_6$  は、IGBT 素子  $T_1$  が導通状態となる前に導通状態となっているので、トランス TR からコイル  $L_1$ 、 $L_2$  に電流が流れ始める際に、ターンオン損失は発生しない。

## 【 0 0 3 3 】

次に図 4 の動作状態 ( 2 ) に移行する。図 4 の動作状態 ( 2 ) では、まず IGBT 素子  $T_1$  を非導通とする。トランス TR の励磁電流の連続性により、トランス TR の中間タップから、直流電圧  $V_1$  の電源、IGBT 素子  $T_2$  の逆並列ダイオードを介して 1 次側巻線に戻る経路に電流が流れる。

10

## 【 0 0 3 4 】

同時に、コイル  $L_1$ 、 $L_2$  に流れる電流の連続性により、コイル  $L_2$  から、IGBT 素子  $T_6$  の逆並列ダイオード、トランス TR の 2 次側巻線、IGBT 素子  $T_5$  を介してコイル  $L_1$ 、出力コンデンサ  $C_1$  および / または負荷 ( 不図示 ) で構成される閉回路に電流が流れる。トランス TR の 1 次側巻線には、トランス TR の励磁エネルギーによる電流に重畳されてこのコイル  $L_1$ 、 $L_2$  に蓄えられていたエネルギーによる電流に応じた電流が流れる。これにより、コイル  $L_1$ 、 $L_2$  に蓄えられていたエネルギーの一部が直流電圧  $V_1$  の電源に回生される。なお、コイル  $L_1$ 、 $L_2$  に蓄えられていたエネルギーの他の一部は、出力コンデンサ  $C_1$  に移動し、出力コンデンサ  $C_1$  への充電が継続される。こうして交流電圧  $V_2$  が上昇を続ける。

20

## 【 0 0 3 5 】

次に図 5 の動作状態 ( 3 ) に移行する。IGBT 素子  $T_5$ 、 $T_6$  が導通状態に維持されたままで、IGBT 素子  $T_7$ 、 $T_8$  が導通する。コイル  $L_2$  から流れ出るコイル電流は、IGBT 素子  $T_8$  の逆並列ダイオード、IGBT 素子  $T_7$  を介してコイル  $L_1$  に至る経路で流れ続ける。このとき、コイル  $L_1$ 、 $L_2$  に蓄えられていたエネルギーの一部は、順次、出力コンデンサ  $C_1$  に移動する。出力コンデンサ  $C_1$  への充電が継続され、交流電圧  $V_2$  が上昇を続ける。

## 【 0 0 3 6 】

同時に、トランス TR の励磁電流は、1 次側に代えて 2 次側に流れる。IGBT 素子  $T_6$ 、IGBT 素子  $T_8$  の逆並列ダイオード、IGBT 素子  $T_7$ 、および IGBT 素子  $T_5$  の逆並列ダイオードを介して 2 次側巻線に戻る経路にトランス TR の励磁電流が流れる。これは、IGBT 素子  $T_7$ 、 $T_8$  の導通により、トランス TR の 2 次側巻線が短絡されているからである。

30

## 【 0 0 3 7 】

この場合、IGBT 素子  $T_8$  のコレクタ・エミッタ端子間の電圧は、IGBT 素子  $T_8$  が非導通状態から導通状態に変わる前後で変わらないので、IGBT 素子  $T_8$  の導通時にスイッチング損失は発生しない。これは IGBT 素子  $T_8$  の逆並列ダイオードにより導通の前後で端子間電圧が略一定であるからである。

40

## 【 0 0 3 8 】

尚、図 4、図 5 の動作状態 ( 2 )、( 3 ) は、図 3 の動作状態 ( 1 ) から次に説明する図 6 の動作状態 ( 4 ) へ、回路内のコイルに流れる電流の連続性を維持しながら移行するための状態である。そのため、図 4、図 5 の動作状態 ( 2 )、( 3 ) の期間は可及的に短くすることが好ましい。

## 【 0 0 3 9 】

次に図 6 の動作状態 ( 4 ) に移行する。IGBT 素子  $T_7$ 、 $T_8$  が導通状態に維持されたままで、IGBT 素子  $T_5$ 、 $T_6$  が非導通とされる。コイル  $L_2$  の電流は、コイル  $L_1$ 、出力コンデンサ  $C_1$  および / または負荷 ( 不図示 )、コイル  $L_2$ 、IGBT 素子  $T_8$  の逆並列ダイオード、IGBT 素子  $T_7$  で構成される閉回路を流れ続ける。このとき、出力

50

コンデンサ C 1 への充電が継続され、交流電圧 V 2 が上昇を続ける。

【 0 0 4 0 】

また、トランス T R の励磁エネルギーによる電流は、1 次側巻線の間接タップから、直流電圧 V 1 の電源、I G B T 素子 T 2 の逆並列ダイオードを介して 1 次側巻線に至る閉回路を流れる。そして、励磁エネルギーによる電流がなくなるところで、トランス T R がリセットされる。

【 0 0 4 1 】

ここで、図示はされていないが、図 6 の動作状態 ( 4 ) において I G B T 素子 T 5、T 6 を非導通とした後、図 7 の動作状態 ( 5 ) において I G B T 素子 T 5、T 6 を導通するまでの間に、I G B T 素子 T 2 を導通状態とすることにより、トランス T R の 1 次側巻線に図 3 の動作状態 ( 1 ) で印加された電圧バイアスとは逆方向にバイアスを印加してやれば、トランス T R のリセットを促進することができる。

10

【 0 0 4 2 】

次に図 7 の動作状態 ( 5 ) に移行する。I G B T 素子 T 7、T 8 が導通状態に維持されたままで、I G B T 素子 T 5、T 6 が導通される。コイル L 1、L 2 の電流は、コイル L 1、出力コンデンサ C 1 および / または負荷 ( 不図示 )、コイル L 2、I G B T 素子 T 8 の逆並列ダイオード、I G B T 素子 T 7 で構成される閉回路を流れ続ける。このとき、出力コンデンサ C 1 への充電が継続され、交流電圧 V 2 が上昇を続ける。

【 0 0 4 3 】

次に図 8 の動作状態 ( 6 ) に移行する。I G B T 素子 T 5、T 6 が導通状態に維持されたままで、I G B T 素子 T 7、T 8 が非導通とされる。コイル L 1、L 2 の電流は、コイル L 2、I G B T 素子 T 6 の逆並列ダイオード、トランス T R の 2 次側巻線、I G B T 素子 T 5、コイル L 1、出力コンデンサ C 1 および / または負荷 ( 不図示 ) で構成される閉回路を流れる。このとき、出力コンデンサ C 1 への充電が継続され、交流電圧 V 2 が上昇を続ける。

20

【 0 0 4 4 】

この場合、I G B T 素子 T 8 のコレクタ・エミッタ端子間は、導通状態から非導通状態に変化する前後で端子間電圧は変わらない。I G B T 素子 T 8 の逆並列ダイオードが導通状態を維持するからである。このため、I G B T 素子 T 8 の導通制御に際してはスイッチング損失が発生しない。

30

【 0 0 4 5 】

図 8 の動作状態 ( 6 ) の後、I G B T 素子 T 1 を導通することにより、図 3 の動作状態 ( 1 ) に移行する。図 3 の動作状態 ( 1 ) から図 8 の動作状態 ( 6 ) を、この順で繰り返すことにより、交流電圧 V 2 を上昇させることができる。交流電圧 V 2 の上昇幅は、図 3 の動作状態 ( 1 ) の期間と図 6 の動作状態 ( 4 ) の期間の比を調整することにより行なう。

【 0 0 4 6 】

尚、図 7、図 8 の動作状態 ( 5 )、( 6 ) は、図 6 の動作状態 ( 4 ) から図 3 の動作状態 ( 1 ) へ、回路内のコイルに流れる電流の連続性を維持しながら移行するための状態である。そのため、図 7、図 8 の動作状態 ( 5 )、( 6 ) の期間は、可及的に短くすることが好ましい。

40

【 0 0 4 7 】

交流電圧 V 2 の電圧上昇期においては、I G B T 素子 T 1、T 2、T 5 ~ T 8 の導通制御の 1 周期において、図 3 の動作状態 ( 1 ) が十分に大きな時間割合で継続し、コイル L 1、L 2 に十分な電磁エネルギーが蓄積されるので、1 周期の動作の中で図 3 の動作状態 ( 1 ) に引き続く図 4 乃至図 8 の動作状態 ( 2 ) ~ ( 6 ) において、コイル L 1、L 2 の電流の向きは一定であり、出力コンデンサ C 1 は常に充電され続ける。

【 0 0 4 8 】

次に、交流電圧 V 2 の電圧下降期の回路動作について説明する。図 9 乃至図 1 6 が、I G B T 素子 T 1、T 2、T 5 ~ T 8 の導通制御の 1 周期である。この動作を繰り返すこと

50

により出力コンデンサC1が放電されていき、交流電圧V2が下降していく。

【0049】

図9の動作状態(7)へ移行する前段階(図16の動作状態(14))は、IGBT素子T5、T6が導通の状態であって、出力コンデンサC1から、コイルL1、IGBT素子T5の逆並列ダイオード、トランスTRの2次側巻線、IGBT素子T6、コイルL2を流れて電圧が流れ、出力コンデンサC1が放電して交流電圧V2が下降している状態である。このとき、出力コンデンサC1からの電流によりトランスTRが励磁され、トランスTRの1次側巻線に直流電圧V1とほぼ等しい電圧が発生し、トランスTRの中間タップから、直流電圧V1の電源、IGBT素子T1の逆並列ダイオードを流れて電圧が流れる。したがって、出力コンデンサC1の放電電流は、トランスTRの励磁電流とトランスTRの1次側の電流との合計になる。

10

【0050】

図9の動作状態(7)は、この状態でIGBT素子T1が導通される。トランスTRの1次側巻線に流れる電流は、直流電圧V1の電源からトランスTRの中間タップに向かう方向に増え始める(IGBT素子T1が導通される直前に流れていたトランスTRの1次側電流が減り始める)。これに伴い、トランスTRの2次側基準端子方コイルL1に向かう電流が増え始める(IGBT素子T1が導通される直前に流れていたトランスTRの2次側電流が減り始める)。したがって、出力コンデンサC1の電圧の降下が低減する。

【0051】

20

更にIGBT素子T1の導通状態が続くと、トランスTRの1次側電流、2次側電流ともに上記の方向に増え続け、1次側では直流電圧V1の電源からトランスTRの中間タップに向けた電流が流れる(電流の向きが変わる)。同様に、トランスTRの2次側も、トランスTRの基準端子からコイルL1に向かう電流が流れ(電流の向きが変わり)、図10に示すような動作状態(8)になる。ただし、IGBT素子T1が導通する直前の電流値やIGBT素子T1の導通時間によっては、電流の向きが変わらない場合もある。以下、上記のとおり電流の向きが変わったものとして説明をする。

【0052】

次に図11の動作状態(9)に移行する。図11の動作状態(9)では、まずIGBT素子T1を非導通とする。トランスTRの励磁電流の連続性により、トランスTRの中間タップから、直流電圧V1の電源、IGBT素子T2の逆並列ダイオードを介して1次側巻線に戻る経路に励磁電流が流れる。

30

【0053】

同時に、コイルL1、L2に流れる電流の連続性により、コイルL2から、IGBT素子T6の逆並列ダイオード、トランスTRの2次側巻線、IGBT素子T5を介してコイルL1、出力コンデンサC1および/または負荷(不図示)で構成される閉回路に電流が流れる。トランスTRの1次側巻線には、トランスTRの励磁エネルギーによる電流に重畳されてこのコイルL1、L2に蓄えられていたエネルギーによる電流に応じた電流が流れる。これにより、コイルL1、L2に蓄えられていたエネルギーの一部が直流電圧V1の電源に回生される。尚、コイルL1、L2に蓄えられていたエネルギーの他の一部は、出力コンデンサC1に移動し、出力コンデンサC1への充電が継続される。こうして交流電圧V2が上昇を続ける。

40

【0054】

次に図12の動作状態(10)に移行する。IGBT素子T5、T6が導通状態に維持されたままで、IGBT素子T7、T8が導通する。コイルL2から流れ出るコイル電流は、IGBT素子T8の逆並列ダイオード、IGBT素子T7を介してコイルL1に至る経路で流れ続ける。このとき、コイルL1、L2に蓄えられていたエネルギーの一部は、順次、出力コンデンサC1に移動する。出力コンデンサC1への充電が継続され、交流電圧V2が上昇する。

【0055】

50

同時に、トランスTRの励磁電流は、1次側に代えて2次側に流れる。IGBT素子T6、IGBT素子T8の逆並列ダイオード、IGBT素子T7、およびIGBT素子T5の逆並列ダイオードを介して2次側巻線に戻る経路にトランスTRの励磁電流が流れる。これは、IGBT素子T7、T8の導通によりトランスTRの2次側巻線が短絡されているからである。

【0056】

この場合、IGBT素子T8のコレクタ・エミッタ端子間の電圧は、IGBT素子T8が非導通状態から導通状態に変わる前後で変わらないので、IGBT素子T8の導通時にスイッチング損失は発生しない。これはIGBT素子T8の逆並列ダイオードにより導通の前後で端子間電圧がほぼ一定であるからである。

10

【0057】

尚、図11、図12の動作状態(9)、(10)は、図10の動作状態(8)から次に説明する図13の動作状態(11)へ、回路内のコイルに流れる電流の連続性を維持しながら移行するための状態である。そのため、図11、図12の動作状態(9)、(10)の期間は可及的に短くすることが好ましい。

【0058】

次に図13の動作状態(11)に移行する。IGBT素子T7、T8が導通状態に維持されたままで、IGBT素子T5、T6が非導通とされる。コイルL1、L2の電流は、コイルL1、出力コンデンサC1および/または負荷(不図示)、コイルL2、IGBT素子T8の逆並列ダイオード、IGBT素子T7で構成される閉回路を流れ続ける。このとき出力コンデンサC1への充電が継続され、交流電圧V2が上昇を続ける。

20

【0059】

また、トランスTRの励磁エネルギーによる電流は、1次側巻線の間タップから、直流電圧V1の電源、IGBT素子T2の逆並列ダイオードを介して1次側巻線に至る閉回路を流れる。そして、励磁エネルギーによる電流がなくなるところで、トランスTRがリセットされる。

【0060】

コイルL1、L2に蓄えられていたエネルギーが全て放出されると、出力コンデンサC1とコイルL1、L2の共振により、コイルL1、L2に流れる電流の向きが逆転する。すなわち、図14の動作状態(12)に示すように、出力コンデンサC1からコイルL1、IGBT素子T7の逆並列ダイオード、IGBT素子T8、コイルL2の順に電流が流れ、出力コンデンサC1は放電される。これにより交流電圧V2は下降する。交流電圧V2の下降期では、負荷の有無等にもよるが、図13の動作状態(11)の期間を図10の動作状態(8)に比べて長くする。

30

【0061】

ここで、図示はされていないが、図13の動作状態(11)においてIGBT素子T5、T6を非導通とした後、図15の動作状態(13)においてIGBT素子T5、T6を導通するまでの間に、IGBT素子T2を導通状態とすることにより、トランスTRの1次側巻線に図9、図10の動作状態(7)、(8)で印加された電圧バイアスとは逆方向にバイアスを印加してやれば、トランスTRのリセットを促進することができる。

40

【0062】

次に図15の動作状態(13)に移行する。IGBT素子T7、T8が導通状態に維持されたままで、IGBT素子T5、T6が導通される。出力コンデンサC1が放電され続け、交流電圧V2が下降を続ける。

【0063】

次に図16の動作状態(14)に移行する。IGBT素子T5、T6が導通状態に維持されたままで、IGBT素子T7、T8が非導通とされる。コイルL1、L2の電流は、コイルL1、IGBT素子T5の逆並列ダイオード、トランスTRの2次側巻線、IGBT素子T6、コイルL2、出力コンデンサC1および/または負荷(不図示)で構成される閉回路を流れる。このとき、出力コンデンサC1の放電が継続され、交流電圧V2が下

50

降を続ける。

【0064】

この場合、IGBT素子T7のコレクタ・エミッタ端子間は、導通状態から非導通状態に変換する前後で端子間電圧は変わらない。IGBT素子T7の逆並列ダイオードが導通状態を維持するからである。このため、IGBT素子T7の導通制御に際してスイッチング損失は発生しない。

【0065】

図16の動作状態(14)の後、IGBT素子T1を導通することにより、図9の動作状態(7)に移行する。図9の動作状態(7)から図16の動作状態(14)をこの順で繰り返すことにより交流電圧V2を下降させることができる。交流電圧V2の下降幅は、図10の動作状態(8)の期間と図13の動作状態(11)の期間との比を調整することにより行なう。

10

【0066】

尚、図15、図16の動作状態(13)、(14)は、図13の動作状態(11)から図9の動作状態(7)へ、回路内のコイルに流れる電流の連続性を維持しながら移行するための状態である。そのため、図15、図16の動作状態(13)、(14)の期間は可及的に短くすることが好ましい。

【0067】

交流電圧V2の電圧下降期においては、負荷の有無にもよるが、図13、図14の動作状態(11)、(12)が、IGBT素子T1、T2、T5～T8の導通制御の1周期中で十分に大きな割合で継続することで、交流電圧V2の下降を実現することができる。

20

【0068】

尚、コイルL1、L2とIGBT素子T7、T8との間を流れるコイル電流の方向が、出力コンデンサC1を充電する電流方向から放電する電流方向に反転するタイミングは、図15の動作状態(13)でのタイミングとは限らない。図9および図10の動作状態(7)、(8)における時間や回路パラメータの条件に応じて、図11乃至図13の動作状態(9)～(11)の何れかのタイミングで反転することも考えられる。また、図10の動作状態(8)によっても電流方向が出力コンデンサC1を放電する電流方向に維持される場合もある。この場合は、図9乃至図16の全期間で出力コンデンサC1は放電され続け、交流電圧V2は下降を続ける。

30

【0069】

尚、上記の説明では、IGBT素子T1が導通状態となり、出力コンデンサC1のコイルL1側の電位がコイルL2側の電位よりも高くなる場合を説明したが、IGBT素子T1の代わりにIGBT素子T2を上記説明と同様に、導通状態、非導通状態とすることにより、出力コンデンサC1のコイルL2側の電位をコイルL1側の電位よりも高くすることができる。これにより、交流電圧V2を発生させることが可能となる。

【0070】

ここで、図3の動作状態(1)、図9の動作状態(7)および図10の動作状態(8)は、第1スイッチ2の一例であるIGBT素子T5、T6を導通するステップ1に相当する。また、第1スイッチ2(IGBT素子T5、T6)の導通状態下で、電圧変換回路1を構成するIGBT素子T1の導通により、変換回路入力端31から変換回路出力端32に給電するステップ2に相当する。

40

【0071】

また、図4の動作状態(2)、図11の動作状態(9)は、第1スイッチ2(IGBT素子T5、T6)の導通状態下で、電圧変換回路1により変換回路入力端31から変換回路出力端32への給電を停止するステップ3に相当する。

【0072】

また、図5の動作状態(3)、図12の動作状態(10)は、第1スイッチ2(IGBT素子T5、T6)の導通状態下で、第2スイッチ3の一例であるIGBT素子T7、T8を導通するステップ4に相当する。

50

## 【0073】

また、図6の動作状態(4)、図13の動作状態(11)および図14の動作状態(12)は、第2スイッチ3(IGBT素子T7、T8)の導通状態下で、第1スイッチ2(IGBT素子T5、T6)を非導通とするステップ5に相当する。

## 【0074】

また、図7の動作状態(5)、図15の動作状態(13)は、第2スイッチ3(IGBT素子T7、T8)の導通状態下で、第1スイッチ2(IGBT素子T5、T6)を導通するステップ6に相当する。

## 【0075】

また、図8の動作状態(6)、図16の動作状態(14)は、第1スイッチ2(IGBT素子T5、T6)の導通状態下で、第2スイッチ3(IGBT素子T7、T8)を非導通とするステップ7に相当する。

## 【0076】

また、図7の動作状態(5)から図8の動作状態(6)を経て、図3の動作状態(1)に戻るステップ、および図15の動作状態(13)から図16の動作状態(14)を経て、図9の動作状態(7)および図10の動作状態(8)に戻るステップは、第1スイッチ2(IGBT素子T5、T6)を導通した後、電圧変換回路1により変換回路入力端31から変換回路出力端32に給電するステップに相当する。

## 【0077】

また、図4の動作状態(2)から図5の動作状態(3)を経て、図6の動作状態(4)に至るステップ、および図11の動作状態(9)から図12の動作状態(10)を経て、図13の動作状態(11)に至るステップは、電圧変換回路1により変換回路入力端31から変換回路出力端32への給電を停止した後、第1スイッチ2(IGBT素子T5、T6)を非導通とするステップに相当する。

## 【0078】

以上詳細に説明したとおり、本実施形態に係る直流交流変換装置の駆動方法によれば、フィルタ出力端42には、フィルタ入力端41に印加された電圧がフィルタ回路4により平滑され出力される。第1スイッチ2であるIGBT素子T5、T6の導通状態下で電圧変換回路1により変換回路入力端31から変換回路出力端32に給電する時間と、第2スイッチ3であるIGBT素子T7、T8の導通状態下で第1スイッチ2であるIGBT素子T5、T6を非導通とする時間との比を調整することによって、フィルタ出力端42に現れる交流電圧V2の大きさを制御できる。また、変換回路出力端32に出力される電圧の極性を変えることにより、フィルタ出力端42に現れる交流電圧V2の極性を制御できる。入力される直流電圧V1と出力される交流電圧V2とを直流的に絶縁しつつ、直流電圧V1を所望の交流電圧V2に直接変換することができる。

## 【0079】

また、トランスTRの励磁エネルギーによる電流は、1次側巻線の間タップから、直流電圧V1の電源、IGBT素子T2の逆並列ダイオードを介して1次側巻線に至る閉回路を流れ、トランスTRの励磁エネルギーが直流電圧V1の電源に回生される。この回生動作が完了しトランスTRの励磁エネルギーによる電流がなくなるところで、トランスTRがリセットされる。

## 【0080】

逆並列ダイオードを有するIGBT素子T5、T6、およびT7、T8は、それぞれエミッタ端子間が接続されて、第1スイッチ2、第2スイッチ3を構成しているので、電圧の極性によらず、双方向に導通、非導通の制御が可能となる。

## 【0081】

互いにエミッタ端子が接続されているIGBT素子T5、T7、およびT6、T8は、導通制御の際の基準電位を共通とすることができ、共通のドライブ電源を使用することができる。導通制御およびドライブ電源を簡略化することができる。

## 【0082】

10

20

30

40

50

尚、本発明は前記実施形態に限定されるものではなく、本発明の趣旨を逸脱しない範囲内で種々の改良、変形が可能であることは言うまでもない。

【0083】

例えば、本実施形態の駆動方法を実現する直流交流変換装置においては、電圧変換回路1の実施形態として、トランスTRの1次側に中間タップを備えて、IGBT素子T1、T2で構成されるプッシュプル回路構成を例示したが、本願はこれに限定されるものではない。図17に示す直流交流変換装置の第1の別例の回路ブロック図では、電圧変換回路1としてIGBT素子T11~T14によりフルブリッジ回路が構成される場合である。

【0084】

トランスTRの1次側巻線の一方の端子は、IGBT素子T11のエミッタ端子とIGBT素子T13のコレクタ端子との接続点が接続されており、他方の端子は、IGBT素子T12のエミッタ端子とIGBT素子T14のコレクタ端子との接続点が接続されている。また、IGBT素子T11およびT12のコレクタ端子は、共通に直流電圧V1の電源の正極に接続されており、IGBT素子T13およびT14のエミッタ端子は、共通に直流電圧V1の電源の負極に接続されている。これにより、フルブリッジ回路が構成され、IGBT素子T11、T14と、IGBT素子T12、T13とを、交互に導通することにより、トランスTRの1次側巻線に印加される電圧の極性を反転することができる。

【0085】

また、図18に示す直流交流変換装置の第2の別例の回路ブロック図では、電圧変換回路1としてIGBT素子T21、T22、およびコンデンサC21、C22により、ハーフブリッジ回路が構成される場合である。

【0086】

トランスTRの1次側巻線の一方の端子は、直列に接続されたコンデンサC21、C22の接続点が接続されており、他方の端子は、直列接続されたIGBT素子T21のエミッタ端子とIGBT素子T22のコレクタ端子との接続点が接続されている。また、コンデンサC21、C22の他端は、各々、IGBT素子T21のコレクタ端子、IGBT素子T22のエミッタ端子に接続されると共に、直流電圧V1の電源の正極、負極に接続されている。これにより、ハーフブリッジ回路が構成され、IGBT素子T21とIGBT素子T22とを交互に導通することにより、トランスTRの1次側巻線に印加される電圧の極性を反転することができる。

【0087】

また、本実施形態の駆動方法を実現する直流交流変換装置においては、IGBT素子T7、T8のコレクタ端子間が接続されると共に、IGBT素子T5、T7のエミッタ端子間、およびIGBT素子T6、T8のエミッタ端子間が接続されて構成される場合について説明したが、本発明はこれに限定されるものではない。

【0088】

例えば、図17の第1の別例では、図2の実施形態における電圧変換回路1に代えて電圧変換回路1Aを備えている。IGBT素子T1、T2に代えてIGBT素子T11~T14を備えた構成である。また、第2スイッチ3に代えて第2スイッチ3Aを備えている。IGBT素子T7、T8について、図2の実施形態におけるコレクタ端子間の接続に代えて、エミッタ端子間が接続された構成である。IGBT素子T7、T8に関して、エミッタ端子間が接続される構成とされる。これにより、電圧の極性によらず、双方向に導通、非導通の制御が可能となる。また、逆並列ダイオードが対向しているので、IGBT素子T7、T8を介する経路を非導通とすることができるという特徴は確保されながら、IGBT素子T5、T6と共にフルブリッジ回路と同じ回路構成となる。IGBT素子T5、T6、T7、T8のスイッチング制御に汎用のフルブリッジドライバを使用することができ好都合である。更にこの場合、共通接続されたIGBT素子T7、T8のエミッタ端子を接地電位とすれば好都合である。

【0089】

また、図19の第3の別例では、図2の直流交流変換装置に加えて、IGBT素子T6

、T 8 のエミッタ端子間の接続点を接地電位として、この接続点とコイル L 2 との間に、電流センス抵抗 R S を備える構成である。これにより、コイル電流を常時検出することができる。

【0090】

また、電流センス抵抗 R S が備えられている位置がスイッチング制御の際の基準電位であり電位的に固定されるので、動作状態による大きな電位変動はない。したがって、電流センス抵抗 R S に流れる電流により検出される微小電圧の検出を容易に行なうことができる。

【0091】

また、図 20 の第 4 の別例では、図 2 の直流交流変換装置における第 1 スイッチ 2 および第 2 スイッチ 3 に代えて、第 1 スイッチ 2 A および第 2 スイッチ 3 A を備えている。I G B T 素子 T 5、T 6 に関して、エミッタ端子間が接続されて直列接続され、トランス T R の 2 次側巻線の一方とコイル L 2 との間に備えられ、トランス T R の 2 次側巻線の他方とコイル L 1 との間は直接接続される構成である。これにより、I G B T 素子 T 5、T 6 をスイッチング制御する基準電位を互いに接続されたエミッタ端子とすることができ、スイッチング制御の際のドライブ電源を共通にすることができる。スイッチング制御およびドライブ電源を簡略化することができる。

10

【0092】

また、I G B T 素子 T 7、T 8 に関しても、エミッタ端子間が接続される構成とすれば、同様にスイッチング制御の際のドライブ電源を共通にすることができる。スイッチング制御およびドライブ電源を簡略化することができる。

20

【0093】

また、互いに接続されるエミッタ端子を接地電位に接続すれば、接地電位を基準電位としてドライブ電源を構成することができる。

【図面の簡単な説明】

【0094】

【図 1】本発明の駆動方法を実現する直流交流変換装置の回路ブロック図である。

【図 2】実施形態の駆動方法を実現する回路ブロック図である。

【図 3】直流交流変換動作において電圧上昇期の動作状態 ( 1 ) を示す図である。

【図 4】直流交流変換動作において電圧上昇期の動作状態 ( 2 ) を示す図である。

30

【図 5】直流交流変換動作において電圧上昇期の動作状態 ( 3 ) を示す図である。

【図 6】直流交流変換動作において電圧上昇期の動作状態 ( 4 ) を示す図である。

【図 7】直流交流変換動作において電圧上昇期の動作状態 ( 5 ) を示す図である。

【図 8】直流交流変換動作において電圧上昇期の動作状態 ( 6 ) を示す図である。

【図 9】直流交流変換動作において電圧下降期の動作状態 ( 7 ) を示す図である。

【図 10】直流交流変換動作において電圧下降期の動作状態 ( 8 ) を示す図である。

【図 11】直流交流変換動作において電圧下降期の動作状態 ( 9 ) を示す図である。

【図 12】直流交流変換動作において電圧下降期の動作状態 ( 10 ) を示す図である。

【図 13】直流交流変換動作において電圧下降期の動作状態 ( 11 ) を示す図である。

【図 14】直流交流変換動作において電圧下降期の動作状態 ( 12 ) を示す図である。

40

【図 15】直流交流変換動作において電圧下降期の動作状態 ( 13 ) を示す図である。

【図 16】直流交流変換動作において電圧下降期の動作状態 ( 14 ) を示す図である。

【図 17】直流交流変換装置の第 1 の別例を示す回路ブロック図である。

【図 18】直流交流変換装置の第 2 の別例を示す回路ブロック図である。

【図 19】直流交流変換装置の第 3 の別例を示す回路ブロック図である。

【図 20】直流交流変換装置の第 4 の別例を示す回路ブロック図である。

【図 21】背景技術の回路ブロック図である。

【符号の説明】

【0095】

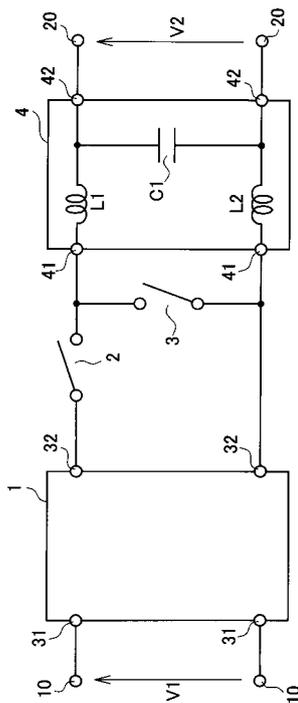
1 電圧変換回路

50

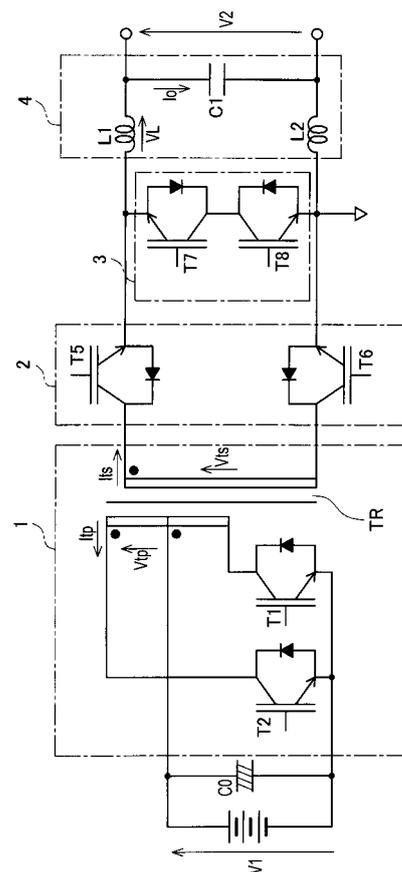
- 2 第 1 スイッチ
- 3 第 2 スイッチ
- 4 フィルタ回路
- 10 直流入力端
- 20 交流出力端
- 31 変換回路入力端
- 32 変換回路出力端
- 41 フィルタ入力端
- 42 フィルタ出力端
- C1 出力コンデンサ
- L1、L2 コイル
- T1、T2、T5~T8 IGBT素子
- TR トランス
- V1 直流電圧
- V2 交流電圧

I G B T 素子

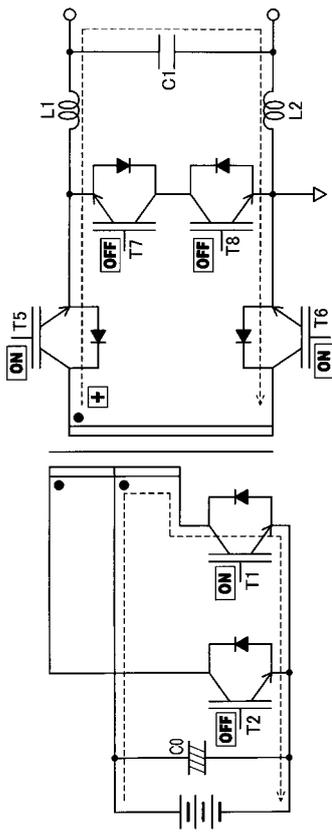
【 図 1 】



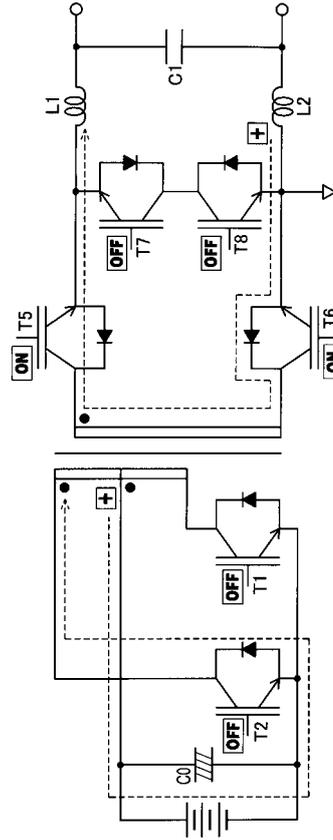
【 図 2 】



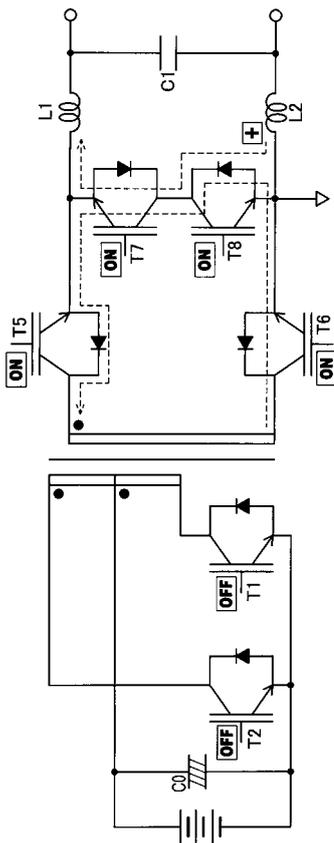
【 図 3 】



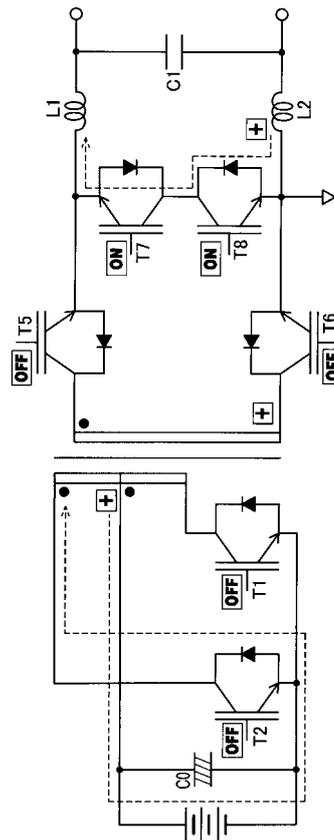
【 図 4 】



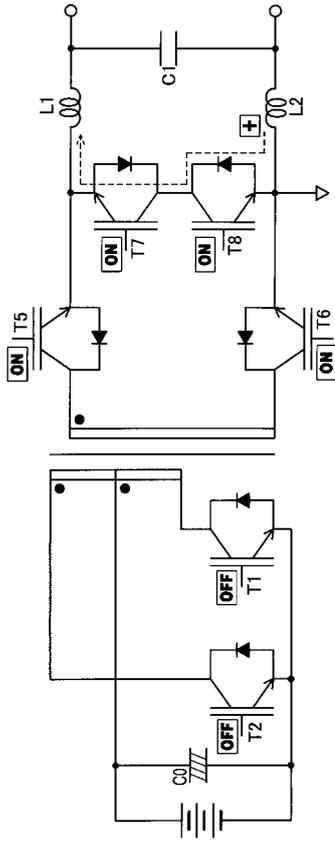
【 図 5 】



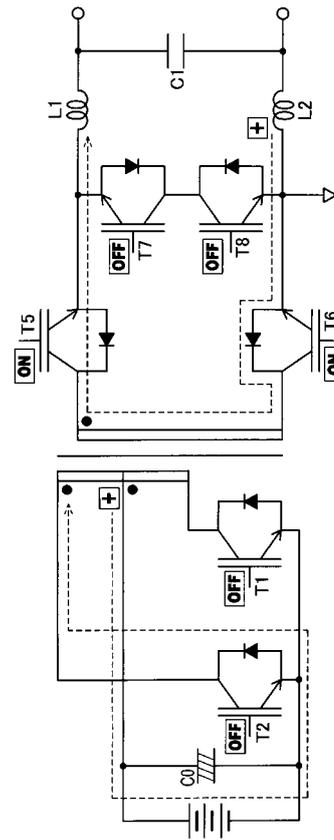
【 図 6 】



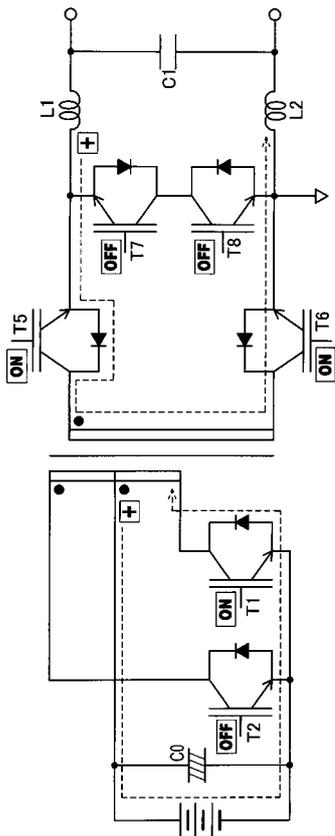
【 図 7 】



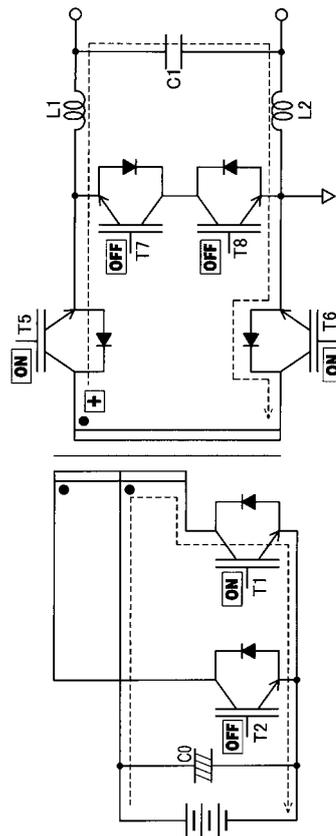
【 図 8 】



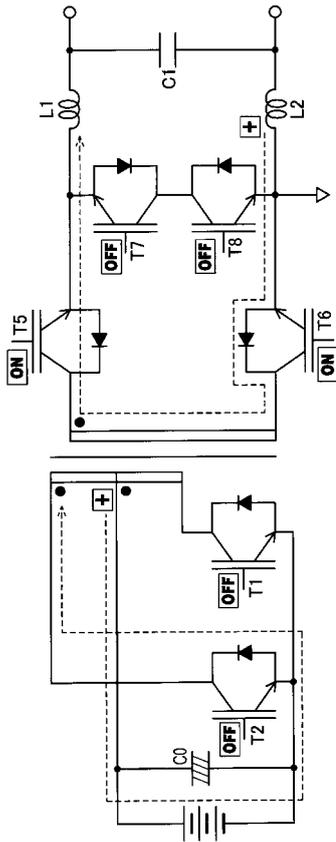
【 図 9 】



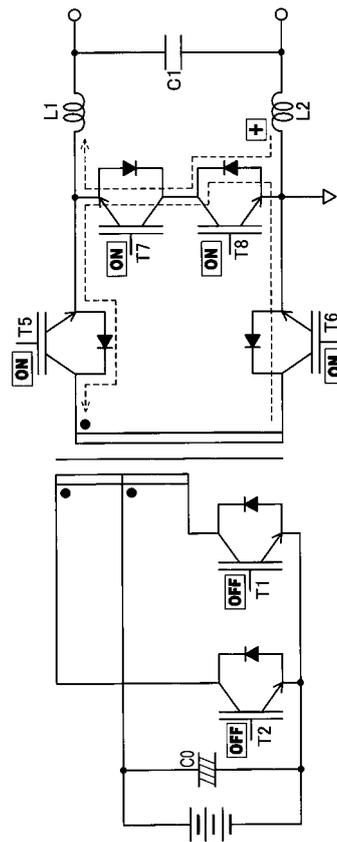
【 図 10 】



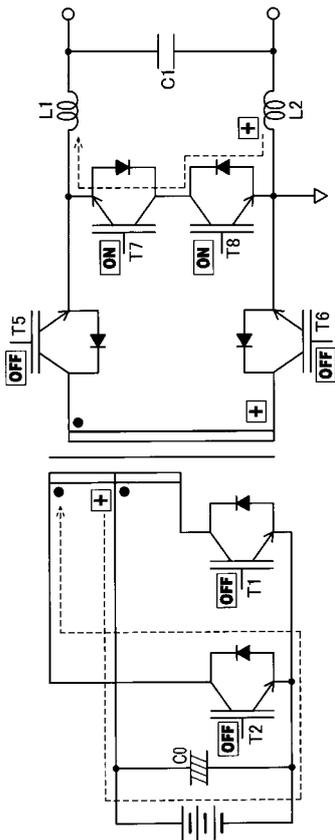
【 図 1 1 】



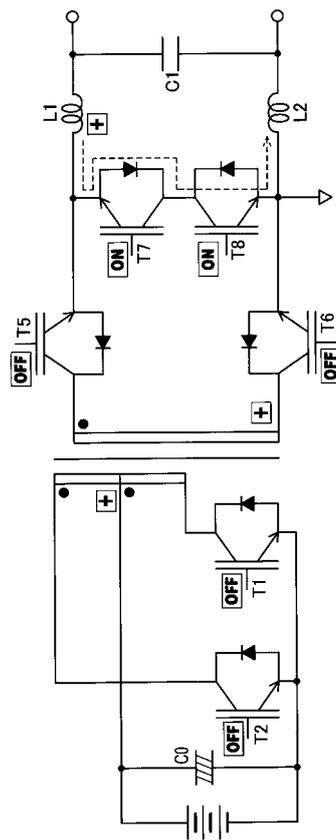
【 図 1 2 】



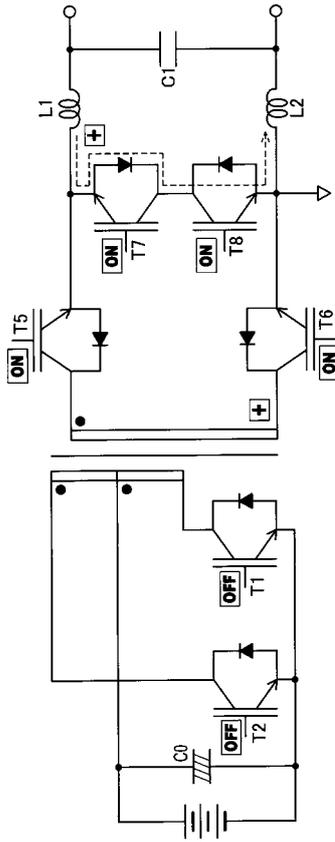
【 図 1 3 】



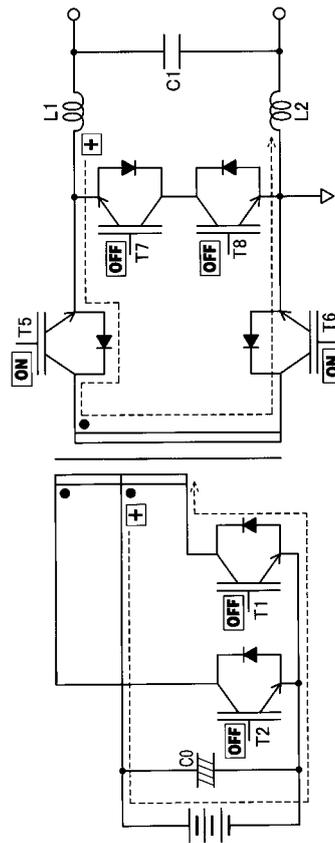
【 図 1 4 】



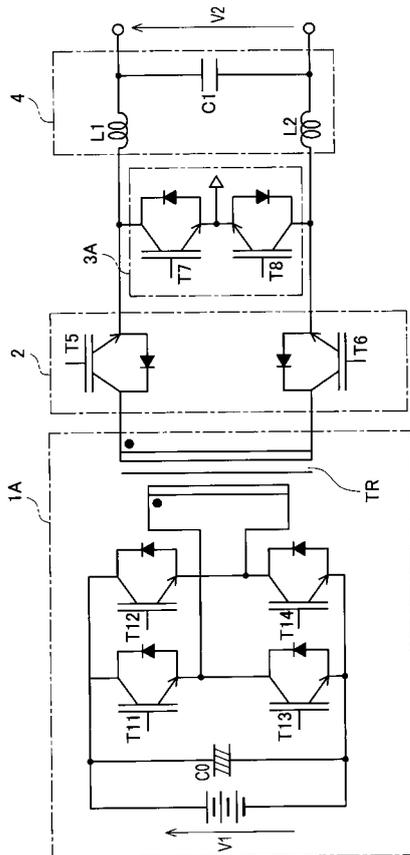
【 図 1 5 】



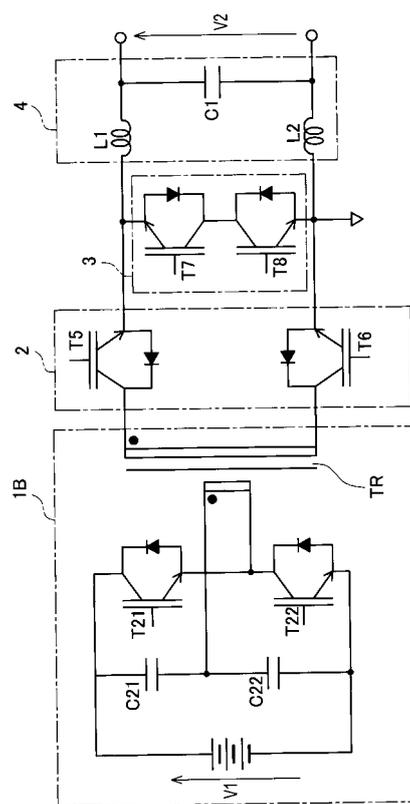
【 図 1 6 】



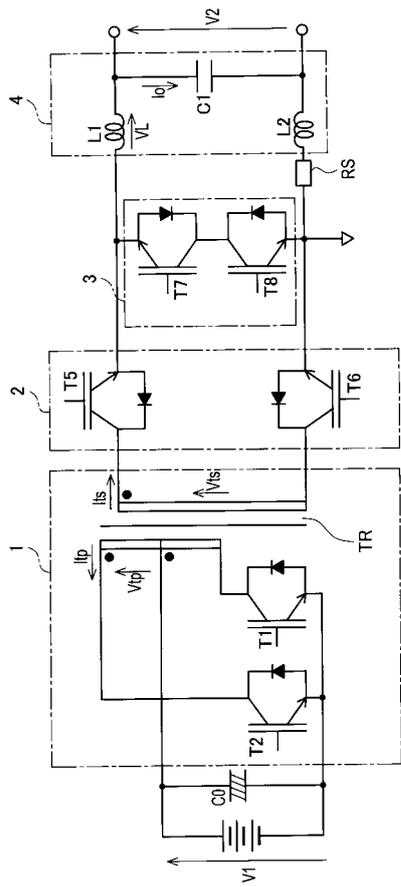
【 図 1 7 】



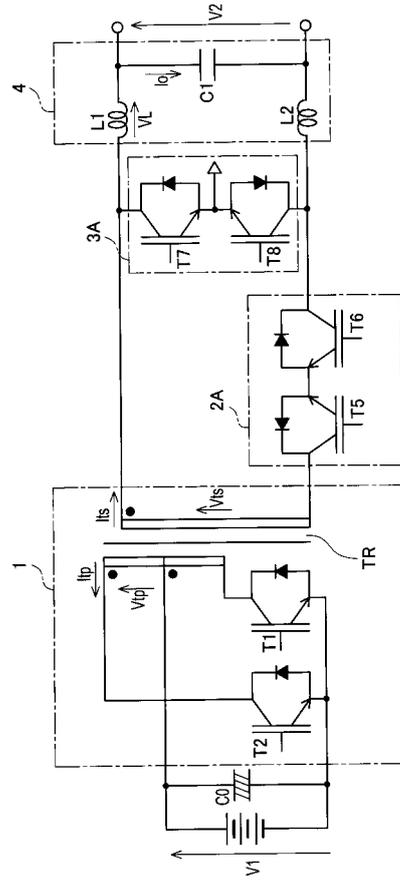
【 図 1 8 】



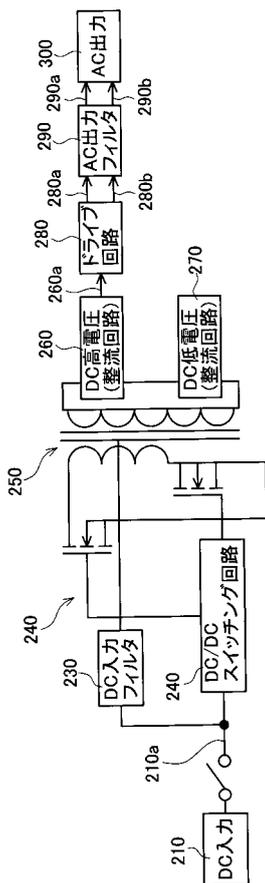
【図19】



【図20】



【図21】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H007 AA03 CA01 CB06 CB22 CC09 DB01