

(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2004-180422  
(P2004-180422A)

(43) 公開日 平成16年6月24日(2004.6.24)

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>

H02M 7/12

F I

H02M 7/12

Q

テーマコード(参考)

5H006

H02M 7/12

V

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号

特願2002-343663(P2002-343663)

(22) 出願日

平成14年11月27日(2002.11.27)

(71) 出願人

503361927

富士電機機器制御株式会社

東京都品川区大崎一丁目11番2号

(74) 代理人

100088339

弁理士 篠部 正治

(72) 発明者

五十嵐 征輝

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

富士電機株式

会社

内

(72) 発明者

豊崎 次郎

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

富士電機株式

会社

内

Fターム(参考) 5H006 AA02 BB06 CA01 CB01 CB05  
CB08 CC01 CC08 DA04

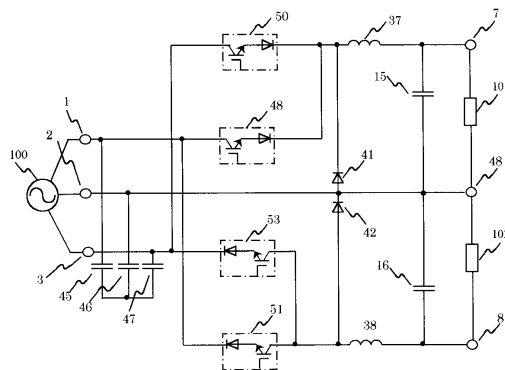
(54) 【発明の名称】 PWM整流装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 交流入力フィルタ小型化でき、装置が小型化・低価格できる。

【解決手段】 三相交流電源から全波整流電圧より低い直流電圧を作り出す降圧形PWM整流装置において、逆阻止機能を有する半導体スイッチを直列接続した半導体スイッチ直列回路2個と、ダイオードを直列接続した相アームダイオード直列回路1個とを並列接続してブリッジ回路を構成し、該相アームダイオード直列回路の各々のダイオードと並列にリアクトルとコンデンサとの直列回路を各々のコンデンサ同士が直接接続構成となる向きに接続し、2個の半導体スイッチ直列回路の直列接続点に各々三相交流電源の各一相の端子を、ダイオード直列回路の直列接続点に三相交流電源の残りの一相の端子を、各々接続し、直流出力となる前記各々のコンデンサ電圧を個別に制御する。

【選択図】 図1



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

三相交流電源から全波整流電圧より低い直流電圧を作り出す降圧形 P W M 整流装置において、逆阻止機能を有する半導体スイッチを直列接続した半導体スイッチ直列回路 2 個と、ダイオードを直列接続した相アームダイオード直列回路 1 個とを並列接続してブリッジ回路を構成し、該相アームダイオード直列回路の各々のダイオードと並列にリアクトルとコンデンサとの直列回路を各々のコンデンサ同士が直接接続構成となる向きに接続し、2 個の半導体スイッチ直列回路の直列接続点に各々三相交流電源の各一相の端子を、ダイオード直列回路の直列接続点に三相交流電源の残りの一相の端子を、各々接続し、直流出力となる前記各々のコンデンサ電圧を個別に制御することを特徴とする降圧形 P W M 整流装置

10

**【請求項 2】**

請求項 1 に示す逆阻止機能を有する半導体スイッチとして、ダイオードと I G B T の直列回路を用いたことを特徴とする請求項 1 に記載の降圧形 P W M 整流装置。

**【請求項 3】**

請求項 1 に示す逆阻止機能を有する半導体スイッチとして、逆阻止形 I G B T を用いたことを特徴とする請求項 1 に記載の降圧形 P W M 整流装置。

**【請求項 4】**

三相交流電源から全波整流電圧より低い直流電圧を作り出す降圧形 P W M 整流装置において、ダイオード 2 個を直列接続したダイオード直列回路を半導体スイッチと逆並列に接続し、該半導体スイッチの正極と第 1 のダイオードのカソードを、該半導体スイッチの負極と第 2 のダイオードのアノードを、各々接続して構成した相アーム交流スイッチ回路 2 個と、ダイオード 2 個を直列接続した相アームダイオード直列回路 1 個とを並列接続してブリッジ回路を構成し、該相アームダイオード直列回路の各々のダイオードと並列にリアクトルとコンデンサの直列回路を各々のコンデンサ同士が直接接続構成となる向きに接続し、前記 2 個の相アーム交流スイッチ回路の各々のダイオード直列回路のダイオード直列接続点に各々三相交流電源の各一相の端子を、前記相アームダイオード直列回路の直列接続点に三相交流電源の残りの一相の端子を、各々接続し、直流出力となる前記各々のコンデンサ電圧を個別に制御することを特徴とする降圧形 P W M 整流装置。

20

**【請求項 5】**

三相交流電源から全波整流電圧より低い直流電圧を作り出す降圧形 P W M 整流装置において、ダイオード 2 個を直列接続したダイオード直列回路を半導体スイッチと逆並列に接続し、該半導体スイッチの正極と第 1 のダイオードのカソードを、該半導体スイッチの負極と第 2 のダイオードのアノードを、各々接続して構成した相アーム交流スイッチ回路 3 個と、ダイオード 2 個を直列接続した相アームダイオード直列回路 1 個とを並列接続してブリッジ回路を構成し、該相アームダイオード直列回路の各々のダイオードと並列にリアクトルとコンデンサの直列回路を各々のコンデンサ同士が直接接続構成となる向きに接続し、前記 3 個の相アーム交流スイッチ回路の各々のダイオード直列回路のダイオード直列接続点に各々三相交流電源の各一相の端子を、前記相アームダイオード直列回路の直列接続点と三相交流電源の中性点との間に交流スイッチを、各々接続し、直流出力となる前記各々のコンデンサ電圧を個別に制御することを特徴とする降圧形 P W M 整流装置。

30

40

**【請求項 6】**

請求項 5 に記載の相アームダイオード直列回路の直列接続点と三相交流電源の中性点との間に接続される交流スイッチとして、逆阻止形 I G B T の逆並列接続回路を用いたことを特徴とする請求項 5 に記載の降圧形 P W M 整流装置。

**【発明の詳細な説明】****【0001】****【発明の属する技術分野】**

この発明は、三相交流電源から全波整流電圧より低い降圧された直流電圧を得る P W M 整流装置の回路構成技術に関し、特に 2 分割された直流出力電圧を個別に制御でき、さらに

50

入力電流を高力率に制御できるPWM整流回路に関する。

【0002】

【従来の技術】

整流回路の直流電圧を2分割してインバータに供給する回路構成として、図4に示す3レベルインバータ回路が知られている。

本回路は、文献「ベクトル制御に適した中性点クランプ電圧型インバータの電流制御法」（著者：阿部 慶一，小笠原 悟司，赤木 康文，難波江 章）（平成元年電気学会産業応用部門全国大会，113，pp.469～472）に記されている。

三相交流電源100の交流電源端子1～3にはダイオード9～14で構成された整流器が、整流器の直流出力間にはコンデンサ15と16とからなるコンデンサ直列回路が、コンデンサ直列回路の直流出力7，48，8間にはIGBTとダイオードの逆並列回路で構成された半導体スイッチ17～28とダイオード29～34で構成された3レベルインバータが、3レベルインバータの交流出力端子4～6にはモータ35が、各々接続されている。整流器と3レベルインバータの回路は一般的に知られている回路であるので詳細な説明は省略する。

10

【0003】

この回路は、三相の交流を整流器で整流し、コンデンサ15と16に2分割された直流電圧を得る直流電源に変換し、その直流電源から3レベルインバータで任意の周波数と電圧値の交流を得る回路である。

3レベルインバータの場合、コンデンサ15とコンデンサ16の出力電力が不平衡になるといった問題がある。例えば、コンデンサ15 半導体スイッチ17 半導体スイッチ18 交流出力端子4 モータ35 交流出力端子5 半導体スイッチ23 ダイオード32 直流端子48 コンデンサ15の経路などではコンデンサ15の電荷のみを放電するが、この電荷量とコンデンサ16を放電する例えば、コンデンサ16 ダイオード29 半導体スイッチ18 交流出力端子4 モータ35 交流出力端子5 半導体スイッチ23 半導体スイッチ24 直流端子8 コンデンサ16の経路などではコンデンサ16の電荷のみを放電するため、放電電荷量を平衡させないと、コンデンサ15とコンデンサ16の電圧が不平衡となる。コンデンサ電圧が不平衡となると出力電圧が不平衡となり、所定の出力電圧値が得られないことや、IGBTなどの半導体素子に過電圧が印加され素子が破壊するなどの問題が発生する。

20

30

【0004】

このため、3レベルインバータの制御にコンデンサ電圧を平衡させる制御を追加してコンデンサ15とコンデンサ16の電圧値を平衡させる制御方式が用いられている。しかし、この制御は出力周波数に対して平均値的に行われるのが一般的で、急加減速などで負荷が急変する汎用インバータなどの装置では直流電圧が変動して、出力電圧変動が発生してしまう。

この対策のため、コンデンサ電圧を個別に制御する半導体スイッチ素子を追加した従来の回路例を図5に示す。また、図5の回路は、直流出力電圧を低い電圧から制御できるように降圧チョッパを付加している。この回路は、交流を直流電源に変換するPWM整流器の部分を示している。交流電源端子1～3にはダイオード9～14で構成された整流器が、整流器の出力にはIGBT36，リアクトル37，ダイオード41，ダイオード42およびリアクトル38で構成された降圧チョッパが、コンデンサ15と並列に、負荷101と、ダイオード43とIGBT39で構成された昇圧チョッパが、コンデンサ16と並列に、負荷102と、ダイオード44とIGBT40で構成された昇圧チョッパが、交流電源端子1～3には星型結線されたコンデンサ45～47が、各々接続されている。

40

【0005】

この回路は、整流器で変換された直流電圧をIGBT36がオンしているときには、IGBT36 リアクトル37 ダイオード43 コンデンサ15 コンデンサ16 ダイオード44 リアクトル38 整流器の経路でコンデンサ15，16，リアクトル37，38に電力を供給する。次にIGBT36をオフすると、リアクトル37，38に蓄積され

50

ているエネルギーは、リアクトル37 ダイオード43 コンデンサ15 コンデンサ16 ダイオード44 リアクトル38 ダイオード42 ダイオード41の経路でコンデンサ15, 16に放出される。

コンデンサ15の電圧がコンデンサ16の電圧より大きくなったときは、IGBT39をオンすることにより、リアクトル37の電流はIGBT39の経路に転流し、コンデンサ15への充電経路はなくなり、コンデンサ16のみが充電される。また、コンデンサ16の電圧がコンデンサ15の電圧より大きくなったときは、IGBT40をオンすることにより、リアクトル38の電流はIGBT40の経路に転流し、コンデンサ16への充電経路はなくなり、コンデンサ15のみが充電される。このような制御を追加することにより、コンデンサ15と16の電圧はは等しい値に保たれる。

10

#### 【0006】

しかし、このような回路の場合、3相交流電源から流れる入力電流はダイオード整流器の入力電流で120°期間通流した電流となり、高調波電流を大きく含んだ電流となる。一般的にこれらの電源装置の交流入力電流は、IEC61000-3-2の規格を満足しなければならず、大きな入力フィルタが必要になり、装置が大型化し高価になるという問題がある。

図6に入力電流の高調波電流を低減するための従来の回路例を示す。

この回路は、文献「正弦波入力電流形コンバータ」(著者：上田 茂田, 本部 光幸, 植田 明照, 松田 靖夫)(電気学会電力変換研究会資料, SPC-84-81, pp. 61-70, 昭和59年)に記されている回路である。

20

図6の回路には図5の回路と同一部分は同一番号を記して説明は省略する。図6の回路は、図5の回路におけるIGBT36を省略し、整流器のダイオード9~14をダイオードとIGBTを直列接続した構成の逆阻止形IGBTスイッチ48~53に置換えた構成である。

#### 【0007】

この回路において、図7に示すように、リアクトル37, 38の電流は、逆阻止形IGBTスイッチ48(または51)と逆阻止形IGBTスイッチ52(または49)がオンしているとき交流電源端子1-2間(U-V間)から、逆阻止形IGBTスイッチ48(または51)と逆阻止形IGBTスイッチ53(または50)がオンしているとき交流電源端子3-1間(W-U間)から、同様に逆阻止形IGBTスイッチ49(または52)と逆阻止形IGBTスイッチ53(または50)をオンしているとき交流電源端子2-3間(V-W間)から、それぞれ交流電流を流す。逆阻止IGBT48~53がオフしているときは、リアクトル37, 38の電流はダイオード41, 42を通る経路で環流する。

30

#### 【0008】

このような回路構成とすることにより、入力電流の高調波電流が低減され、入力フィルタを小形化できる。

しかし、この回路の場合、逆阻止形IGBTスイッチやIGBTが8個必要となり、ゲート駆動回路やゲート駆動電源などが個別に必要となり装置が高価となる課題がある。

#### 【0009】

##### 【発明が解決しようとする課題】

三相交流電源からコンデンサを直列に接続した中性点付の直流電源を得る降圧形整流器の場合、図5に示す従来の実施例では、交流入力電流の高調波が大きく、大きな入力フィルタが必要になり、装置が大型化し高価になるといった課題がある。また、図6に示す従来の実施例は、逆阻止形IGBTスイッチやIGBTが8個必要となり、ゲート駆動回路やゲート駆動電源などが個別に必要となり装置が高価となる課題がある。本発明は、これらの課題を解決するための新しい回路方式を提供することを目的とする。

40

#### 【0010】

##### 【課題を解決するための手段】

前記課題を解決するための第1の手段は、三相交流電源から全波整流電圧より低い直流電圧を作り出す降圧形PWM整流装置において、逆阻止機能を有する半導体スイッチを直列

50

接続した半導体スイッチ直列回路2個と、ダイオードを直列接続した相アームダイオード直列回路1個とを並列接続してブリッジ回路を構成し、該相アームダイオード直列回路の各々のダイオードと並列にリアクトルとコンデンサとの直列回路を各々のコンデンサ同士が直接接続構成となる向きに接続し、2個の半導体スイッチ直列回路の直列接続点に各々三相交流電源の各一相の端子を、ダイオード直列回路の直列接続点に三相交流電源の残りの一相の端子を、各々接続し、直流出力となる前記各々のコンデンサ電圧を個別に制御する。

#### 【0011】

第2の手段は、三相交流電源から全波整流電圧より低い直流電圧を作り出す降圧形PWM整流装置において、ダイオード2個を直列接続したダイオード直列回路を半導体スイッチと逆並列に接続し、該半導体スイッチの正極と第1のダイオードのカソードを、該半導体スイッチの負極と第2のダイオードのアノードを、各々接続して構成した相アーム交流スイッチ回路2個と、ダイオード2個を直列接続した相アームダイオード直列回路1個とを並列接続してブリッジ回路を構成し、該相アームダイオード直列回路の各々のダイオードと並列にリアクトルとコンデンサの直列回路を各々のコンデンサ同士が直接接続構成となる向きに接続し、前記2個の相アーム交流スイッチ回路の各々のダイオード直列回路のダイオード直列接続点に各々三相交流電源の各一相の端子を、前記相アームダイオード直列回路の直列接続点に三相交流電源の残りの一相の端子を、各々接続し、直流出力となる前記各々のコンデンサ電圧を個別に制御する。

#### 【0012】

第3の手段は、三相交流電源から全波整流電圧より低い直流電圧を作り出す降圧形PWM整流装置において、ダイオード2個を直列接続したダイオード直列回路を半導体スイッチと逆並列に接続し、該半導体スイッチの正極と第1のダイオードのカソードを、該半導体スイッチの負極と第2のダイオードのアノードを、各々接続して構成した相アーム交流スイッチ回路3個と、ダイオード2個を直列接続した相アームダイオード直列回路1個とを並列接続してブリッジ回路を構成し、該相アームダイオード直列回路の各々のダイオードと並列にリアクトルとコンデンサの直列回路を各々のコンデンサ同士が直接接続構成となる向きに接続し、前記3個の相アーム交流スイッチ回路の各々のダイオード直列回路のダイオード直列接続点に各々三相交流電源の各一相の端子を、前記相アームダイオード直列回路の直列接続点と三相交流電源の中性点との間に交流スイッチを、各々接続し、直流出力となる前記各々のコンデンサ電圧を個別に制御する。

#### 【0013】

##### 【発明の実施の形態】

図1に本発明の請求項1から3に基づいた実施例を示す。この回路構成は、図6の回路から、逆阻止形IGBTスイッチ49と52、IGBT39と40、ダイオード43と44を省略し、交流電源端子2とコンデンサ15と16の直列接続点とを接続した構成である。この回路構成において、リアクトル37の電流は、逆阻止形IGBTスイッチ48がオンのときは、交流電源端子1 逆阻止形IGBTスイッチ48 リアクトル37 コンデンサ15 交流電源端子2の経路でコンデンサ15を充電する。逆阻止形IGBTスイッチ50がオンのときは、交流電源端子3 逆阻止形IGBTスイッチ50 リアクトル37 コンデンサ15 交流電源端子2の経路でコンデンサ15に電荷を充電する。

リアクトル38の電流は、逆阻止形IGBTスイッチ51がオンのときは、交流電源端子2 コンデンサ16 リアクトル38 逆阻止形IGBTスイッチ51 交流電源端子1の経路でコンデンサ16を充電する。逆阻止形IGBTスイッチ53がオンのときは、交流電源端子2 コンデンサ16 リアクトル38 逆阻止形IGBTスイッチ53 交流電源端子3の経路でコンデンサ16を充電する。逆阻止形IGBTスイッチ48、50がオフのときはリアクトル37の電流はダイオード41を通る経路に環流する。逆阻止形IGBTスイッチ51、53がオフのときはリアクトル38の電流はダイオード42を通る経路に環流する。

従って、交流電源相電圧 $V_U$ 。(交流電源端子1とコンデンサ45~47の接続点(中性

10

20

30

40

50

点)間電圧)が正の時は逆阻止形 IGBT スイッチ 48 をオンし、交流電源相電圧  $V_{U0}$  (端子 1 とコンデンサ 45 ~ 47 の接続点(中性点)間電圧)が負の時は逆阻止形 IGBT スイッチ 51 をオンすることにより、交流電源端子 1 (U 相)からの電流は図 7 と同様に高力率の電流とすることが出来る。交流電源相電圧  $V_{W0}$  (交流電源端子 3 とコンデンサ 45 ~ 47 の接続点(中性点)間電圧)が正の時は逆阻止形 IGBT スイッチ 50 をオンし、交流電源相電圧  $V_{W0}$  (交流電源端子 3 とコンデンサ 45 ~ 47 の接続点(中性点)間電圧)が負の時は逆阻止形 IGBT スイッチ 53 をオンすることにより、交流電源端子 3 (W 相)からの電流は図 7 と同様に高力率の電流とすることができる。

また、交流電源端子 2 (V 相)の電流は交流電源端子 1 (U 相)と交流電源端子 3 (W 相)の差電流となり、図 7 と同様に高力率の電流とすることができる。

10

従って、コンデンサ 15 の電圧は、逆阻止形 IGBT スイッチ 50 と 48 のオンオフ比を変えることにより、またコンデンサ 16 の電圧は逆阻止形 IGBT スイッチ 51 と 53 のオンオフ比を変えることにより、それぞれ個別に調整できる。このような制御により、入力電流の高調波電流は小さくなり、交流入力部のフィルタ(コンデンサ 45 ~ 47)を小形化できる。

以上の説明からわかるように、この回路構成の場合、逆阻止形 IGBT スイッチ 4 個で直流出力である 2 個のコンデンサ電圧を個別に制御できる高力率の PWM 整流器を構成できる。

また、図 1 では逆阻止形 IGBT スイッチとして、請求項 2 のダイオードと IGBT の直列回路で示したが、請求項 3 に示した逆阻止機能を兼ね備えた逆素子 IGBT を適用でき、この適用により直列のダイオードが不要となり、損失の低減と部品点数の削減が達成され、装置を一層小形化できる。

20

#### 【0014】

図 2 に本発明の請求項 4 に基づいた実施例を示す。ダイオード 54 と 56 を直列接続したダイオード直列回路を IGBT 57 と逆並列に接続し、IGBT 57 のコレクタとダイオード 58 のカソードを、IGBT 57 のエミッタとダイオード 59 のアノードを、各々接続して構成した第 1 の相アーム交流スイッチ回路と、ダイオード 70 と 71 を直列接続したダイオード直列回路を IGBT 72 と逆並列に接続し、IGBT 72 のコレクタとダイオード 73 のカソードを、IGBT 72 のエミッタとダイオード 74 のアノードを、各々接続して構成した第 2 の相アーム交流スイッチ回路と、ダイオード 41 と 42 を直列接続した相アームダイオード直列回路とを並列接続してブリッジ回路を構成し、該相アームダイオード直列回路のダイオード 41 と並列にリアクトル 37 とコンデンサ 15 との直列回路を、ダイオード 42 と並列にリアクトル 38 とコンデンサ 16 との直列回路を、コンデンサ 15 と 16 がダイオード 41 と 42 との直列接続点に接続される方向に、前記第 1 の相アーム交流スイッチ回路のダイオード 54 と 56 のダイオード直列接続点に三相交流電源端子 1 を、前記第 2 の相アーム交流スイッチ回路のダイオード 70 と 71 とのダイオード直列接続点に三相交流電源端子 3 を、前記相アームダイオード直列回路のダイオード 41 と 42 との直列接続点に三相交流電源端子 2 を、各々接続し、交流電源端子 1 にフィルタコンデンサ 45 を、交流電源端子 2 にフィルタコンデンサ 46 を、交流電源端子 3 にフィルタコンデンサ 47 を、各々接続した構成である。

30

40

#### 【0015】

この回路構成における動作は以下のようなになる。交流電源端子 1 と 2 間の電圧が正のときは、IGBT 57 をオンすることにより交流電源端子 1 ダイオード 54 IGBT 57 ダイオード 59 リアクトル 37 コンデンサ 15 交流電源端子 2 の経路で電流が流れ、コンデンサ 15 の電圧を制御することができる。交流電源端子 1 と 2 間が負のときは、IGBT 57 をオンすることにより交流電源端子 2 コンデンサ 16 リアクトル 38 ダイオード 58 IGBT 57 ダイオード 56 の経路で電流が流れ、コンデンサ 16 の電圧を制御することができる。

交流電源端子 2 と 3 間の電圧が負のときは、IGBT 72 をオンすることにより交流電源端子 3 ダイオード 70 IGBT 72 ダイオード 74 リアクトル 37 コンデンサ

50

15 交流電源端子2の経路で電流が流れ、コンデンサ15の電圧を制御することができる。交流電源端子2と3間の電圧が正のときは、IGBT72をオンすることにより交流電源端子2 コンデンサ16 リアクトル38 ダイオード73 IGBT72 ダイオード71の経路で電流が流れ、コンデンサ16の電圧を制御することができる。

【0016】

IGBT57, ダイオード54, 56, 58, 59で構成された回路をACスイッチ75とし、IGBT72, ダイオード70, 71, 73, 74で構成された回路をACスイッチ78とすると、この回路は、交流電源端子1と交流電源端子3の線間電圧でコンデンサ15と16の直列回路を充電することができる。交流電源端子1と3間の電圧が正のときは、交流電源端子1 ACスイッチ75 リアクトル37 コンデンサ15 コンデンサ16 リアクトル38 ACスイッチ78 交流電源端子3の経路で充電でき、交流電源端子1と3間の電圧が負のときは、交流電源端子3 ACスイッチ78 リアクトル37 コンデンサ15 コンデンサ16 リアクトル38 ACスイッチ75 交流端子1の経路で充電できる。

10

【0017】

図3に本発明の請求項5に基づいた実施例を示す。図2の回路との相違点は、ACスイッチを4個使い、3個のACスイッチ75~77の入力を各々交流電源端子1~3に接続し、ダイオード59, 64, 69のカソードをリアクトル37に、ダイオード58, 63, 68のアノードをリアクトル38に、ACスイッチ78の一方の入力をコンデンサ45~47の接続点(中性点)に、ダイオード73と74を短絡しコンデンサ15と16の直列接続点に各々接続した点である。

20

このような回路構成における動作を以下に説明する。交流電源端子1と3間の電圧が正のときは、交流電源端子1 ACスイッチ75 リアクトル37 コンデンサ15 コンデンサ16 リアクトル38 ACスイッチ77 交流電源端子3の経路で、交流電源端子1と3間の電圧が負のときは、交流電源端子3 ACスイッチ77 リアクトル37 コンデンサ15 コンデンサ16 リアクトル38 ACスイッチ75 交流電源端子1の経路で、各々コンデンサ15と16を充電する。

交流電源端子1と2間の電圧が正のときは、交流電源端子1 ACスイッチ75 リアクトル37 コンデンサ15 コンデンサ16 リアクトル38 ACスイッチ76 交流電源端子2の経路で、交流電源端子1と2間の電圧が負のときは、交流電源端子2 AC

30

スイッチ76 リアクトル37 コンデンサ15 コンデンサ16 リアクトル38 ACスイッチ75 交流電源端子1の経路で、各々コンデンサ15と16を充電する。交流電源端子2と3間の電圧が正のときは、交流端子2 ACスイッチ76 リアクトル37 コンデンサ15 コンデンサ16 リアクトル38 ACスイッチ77 交流電源端子3の経路で、交流電源端子2と3間の電圧が負のときは、交流電源端子3 ACスイッチ77 リアクトル37 コンデンサ15 コンデンサ16 リアクトル38 ACスイッチ76 交流電源端子2の経路で、各々コンデンサ15と16を充電する。このように、三相交流電源の線間電圧でコンデンサ15と16の直列回路を充電することができる。

また、ACスイッチ78をオンすることにより、コンデンサ15, 16の電圧を個別に制御することができる。例えばコンデンサ15のみに充電する場合、U相電圧 $V_{u0}$ (端子1とコンデンサ45~47の接続点(中性点)間の電圧)を利用する場合には、ACスイッチ75と78をオンすることにより、交流電源端子1 ACスイッチ75 リアクトル37 コンデンサ15 ACスイッチ78の経路でコンデンサ15のみ充電することができる。

40

コンデンサ16のみを充電するとき場合は、例えば相電圧 $V_{u0}$ (端子1とコンデンサ45~47の接続点(中性点)間の電圧)を利用する場合には、ACスイッチ75と78をオンすることにより、交流電源中性点(コンデンサ45~47の接続点) ACスイッチ78 コンデンサ16 リアクトル38 ACスイッチ75の経路でコンデンサ16のみ充電することができる。V相, W相の相電圧を用いても同様にコンデンサ15, 16を充

50

電することができる。

ここで、ACスイッチ78はダイオード70, 71, 73, 74とIGBT72を用いた回路構成を示しているが、請求項6に示すように逆阻止機能を兼ね備えた逆阻止IGBTを逆並列接続して構成することができ、その結果、部品点数の削減と通電損失の低減が図られ、装置が一層小形化される。

【0018】

【発明の効果】

従来回路では、直流出力となる直列コンデンサの電圧を個別に制御して、高力率の入力電流を得るためには、入力フィルタが大型化したり、IGBTなどの能動素子が8個必要で、装置が大形化し、高価になるなどの課題があった。しかし、本発明を適用した回路を用いることにより、使用する能動素子の数は、請求項1～3の実施例では4個、請求項4の実施例では2個、請求項5の実施例では4個、請求項6の実施例では5個に削減でき、また高力率の入力電流とすることができるため、入力フィルタを小形化でき、装置が小形・低価格になるという効果が得られる。

10

【図面の簡単な説明】

【図1】請求項1～3に基づいた本発明の実施例を示す回路図である。

【図2】請求項4に基づいた本発明の実施例を示す回路図である。

【図3】請求項5に基づいた本発明の実施例を示す回路図である。

【図4】3レベルインバータを用いた従来例を示す回路図である。

【図5】整流器とチョッパ回路を用いた従来例を示す回路図である。

20

【図6】逆阻止形IGBTスイッチを用いた従来例を示す回路図である。

【図7】図6の回路動作を説明するための動作波形図である。

【符号の説明】

1, 2, 3・・・交流電源端子                      4, 5, 6・・・交流出力端子

7, 8, 48・・・直流端子

9～14, 29～34, 41～44・・・ダイオード

54, 56, 58～61, 63～66, 68～71, 73, 74・・・ダイオード

15, 16, 45～47・・・コンデンサ              17～28・・・半導体スイッチ

35・・・モータ

36, 39, 40, 57, 62, 67, 72・・・IGBT

30

37, 38・・・リアクトル                      48～53・・・逆阻止形IGBTスイッチ

75～78・・・ACスイッチ

100・・・交流電源                      101, 102・・・負荷



【 図 7 】

