

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4803177号
(P4803177)

(45) 発行日 平成23年10月26日(2011.10.26)

(24) 登録日 平成23年8月19日(2011.8.19)

(51) Int.Cl.

F I

H02M 5/297 (2006.01)

H02M 5/297

請求項の数 11 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2007-521181 (P2007-521181)	(73) 特許権者	000006622
(86) (22) 出願日	平成18年4月7日(2006.4.7)		株式会社安川電機
(86) 国際出願番号	PCT/JP2006/307436		福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
(87) 国際公開番号	W02006/112275	(72) 発明者	原 英則
(87) 国際公開日	平成18年10月26日(2006.10.26)		福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
審査請求日	平成21年1月15日(2009.1.15)		株式会社安川電機内
(31) 優先権主張番号	特願2005-117995 (P2005-117995)	(72) 発明者	山本 栄治
(32) 優先日	平成17年4月15日(2005.4.15)		福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		株式会社安川電機内

審査官 櫻田 正紀

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 マトリクスコンバータ装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流電源の各相と出力側の各々の相とを自己消弧能力を持つ双方向スイッチで直接接続し、出力電圧指令に基づいて交流電源電圧をPWM制御出力し、任意の直流電圧を出力するマトリクスコンバータ装置において、

前記交流電源の各相と前記双方向スイッチとの間に挿入接続された各リアクトルと、前記双方向スイッチをオンオフ制御して前記2以上のリアクトルの双方向スイッチ側端子間を短絡し、その後に開放してマトリクスコンバータ装置の出力電圧を昇圧する回路と、前記短絡から開放に切り替わった際に短絡していた各リアクトルを流れる電流の各導通経路を確保する回路を備えたことを特徴とするマトリクスコンバータ装置。

10

【請求項2】

前記導通経路を確保する回路はマトリクスコンバータ装置の出力側各相間を接続する第1のコンデンサ群と、前記双方向スイッチに基づいて構成されることを特徴とする請求項1記載のマトリクスコンバータ装置。

【請求項3】

交流電源の各相と出力側の各々の相とを自己消弧能力を持つ双方向スイッチで直接接続し、出力電圧指令に基づいて交流電源電圧をPWM制御出力し、任意の直流電圧を出力するマトリクスコンバータ装置において、

前記交流電源の各相と前記双方向スイッチとの間に挿入接続された各リアクトルと、マトリクスコンバータ装置の出力側各相間を接続する第1のコンデンサ群と、

20

前記第 1 のコンデンサ群を構成するコンデンサ相互間の接続を接断可能な第 1 の接断回路と、

マトリクスコンバータ装置の昇圧電圧出力時には第 1 の接断回路を接状態にし、降圧電圧出力時には第 1 の接断回路を断状態にする第 1 の切替装置を備えたことを特徴とするマトリクスコンバータ装置。

【請求項 4】

前記第 1 の接断回路は全波整流回路構成に接続された第 1 の整流ダイオード群と、前記第 1 の整流ダイオード群の正負出力端子間に接続された第 1 の半導体スイッチング素子を備え、

前記第 1 のコンデンサ群を構成する各コンデンサは一方の端子を前記各リアクトルの双方向スイッチ側各端子に接続され、他方の端子は前記第 1 の整流ダイオード群の各直列接続部に接続されたことを特徴とする請求項 3 記載のマトリクスコンバータ装置。

10

【請求項 5】

交流電源の各相と出力側の各々の相とを自己消弧能力を持つ双方向スイッチで直接接続し、出力電圧指令に基づいて交流電源電圧を PWM 制御出力し、任意の直交流電圧を出力するマトリクスコンバータ装置において、

前記各リアクトルの双方向スイッチ側各端子間を接続する第 2 のコンデンサ群と、

前記第 2 のコンデンサ群を構成するコンデンサ相互間の接続を接断可能な第 2 の接断回路と、

マトリクスコンバータ装置の昇圧電圧出力時には第 2 の接断回路を断状態にし、降圧電圧出力時には第 2 の接断回路を接状態にする第 2 の切替装置を備えたことを特徴とするマトリクスコンバータ装置。

20

【請求項 6】

前記第 2 の接断回路は全波整流回路構成に接続された第 2 の整流ダイオード群と、前記第 2 の整流ダイオード群の正負出力端子間に接続された第 2 の半導体スイッチング素子を備え、

前記第 2 のコンデンサ群を構成する各コンデンサは一方の端子をマトリクスコンバータ装置の出力側各相端子に接続され、他方の端子は前記第 2 の整流ダイオード群の各直列接続部に接続されたことを特徴とする請求項 5 記載のマトリクスコンバータ装置。

【請求項 7】

前記交流電源を直流電源に置き換えたことを特徴とする請求項 1 ないし請求項 6 のいずれか 1 項に記載のマトリクスコンバータ装置。

30

【請求項 8】

前記交流電源を直流電源に置き換え、

前記各リアクトルを前記直流電源の正極側と負極側のうちいずれか一方と前記双方向スイッチとの間に挿入接続されるリアクトルに置き換えたことを特徴とする請求項 1 ないし請求項 4 のいずれか 1 項に記載のマトリクスコンバータ装置。

【請求項 9】

昇圧電圧出力時にはマトリクスコンバータ装置の出力電圧を検出対象とし、降圧電圧出力時には交流電源電圧を検出対象とする検出電圧切替装置を備えたことを特徴とする請求項 1 ないし請求項 6 のいずれか 1 項に記載のマトリクスコンバータ装置。

40

【請求項 10】

昇圧電圧出力時にはマトリクスコンバータ装置への入力電流を検出対象とし、降圧電圧出力時にはマトリクスコンバータ装置からの出力電流を検出対象とする検出電流切替装置を備えたことを特徴とする請求項 1 ないし請求項 6 のいずれか 1 項に記載のマトリクスコンバータ装置。

【請求項 11】

出力電圧指令に基づいてゲート信号を出力するゲート信号出力部と、

双方向スイッチおよびゲート信号間の各々の対応関係を降圧電圧出力時と昇圧電圧出力時とで変更切替えるゲート信号切替装置を備えたことを特徴とする請求項 1 ないし請求項

50

6のいずれか1項に記載のマトリクスコンバータ装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、多相交流電源を入力として任意の多相交流または直流の電圧出力を行うマトリクスコンバータ装置において、出力電圧の昇降圧機能を備えたマトリクスコンバータ装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

電力変換装置とは、一般的に固定電圧・固定周波数である交流電源電圧を任意の大きさの電圧・周波数に変換する装置を意味する。現在最も一般的に使われているのが、電圧源形のPWMインバータである。PWMインバータは、交流電源電圧を変換して得た直流電圧を、IGBT等の高速半導体スイッチング素子を用いてPWMスイッチングを行い、任意の電圧・周波数への交流電圧変換出力を行うものである。

しかしながら、PWMインバータの基本的な特性として、交流電源側への電源回生ができず、入力電流高調波が多いといったデメリットが挙げられる。これらの対策としては、PWMインバータのスイッチング部と同様の回路を入力側コンバータ部にも設けた(PWMコンバータ+PWMインバータ)による方式がある。しかしながら、この場合にはIGBT等の素子数が倍増し、かつ、PWMコンバータ部の制御装置も必要になるという問題がある。

そこで、これらの課題を解決する電力変換装置として近年注目されているのが、マトリクスコンバータ装置である。マトリクスコンバータ装置とは、三相交流電源を直接的に任意の電圧・周波数に変換できるAC-AC直接電力変換装置である。その主な特徴として、電動・回生の両運転が可能であり、電源高調波を抑制でき、直流電圧への変換部がないので、装置全体の小形化・低価格化を実現できる利点が挙げられる。これらの特徴から、特に、省エネ・低ノイズなどの使用環境が厳しい分野において、近年注目されている新しいドライブ装置である。

ところで、マトリクスコンバータ装置は交流電源電圧を直接高速スイッチングすることから、入力電流を平滑化するためのLCフィルタを、入力部に備える構成をとるのが一般的である。このようなマトリクスコンバータ装置においては、交流電源相を任意選択して当該相をPWM制御し、その導通比率を制御することで当該相の入力電圧値(正確に言うならば、フィルタ部コンデンサCの端子電圧)よりも小さな任意電圧出力を実現する。従って、原理的に降圧動作が前提となるため、出力電圧を昇圧することはできない。しかし、用途に応じては、入力電源電圧よりも高い出力電圧を負荷側に供給することも必要となるが、一般的なマトリクスコンバータ装置では、このような昇圧用途への対応はできない。

しかしながら、このような課題を解決しマトリクスコンバータ装置の構成をとりながら昇圧動作を実現しているものもある(例えば、特許文献1参照。)。これを従来例として具体的に示したものが図9である。

図9において、例えばスイッチS101およびS104をともにオンしてトランス構成のリアクトル102に磁気エネルギーを蓄え、スイッチS104をオフして前記磁気エネルギーを放電し、この放電された磁気エネルギーをコンデンサ106に充電する等を行うことで出力電圧の昇圧を実現し、同時にモータ109への3相交流電圧出力を実現している。このように1つの装置で、昇圧形DC/DCコンバータ装置とインバータ装置とを兼ね備えている。

【0003】

【特許文献1】特開2000-69754号公報(第1図)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

10

20

30

40

50

昇圧のためリアクトルに蓄えられた磁気エネルギーを放電する際は、放電中も当該リアクトルを流れる電流の導通経路を確保しておく必要がある。もし導通経路が確保されずにリアクトルを流れる電流が遮断された場合には、遮断時に大きなサージ電圧（大きな発生ノイズにもなるが）が発生し、双方向スイッチを構成する半導体スイッチング素子を破損してしまう恐れがある。

図 9 に示す従来例は、対策としてトランス構造のリアクトル 102 を用い、例えば、巻線 N1 を流れる電流の導通経路はスイッチ S101 とコンデンサ 106 で確保し、巻線 N2 を流れる電流は遮断されてゼロにはなるが、トランス構造を利用して相当分の磁束量を瞬時に巻線 N1 に移し、これによって前記弊害の発生を防止している。

【0005】

10

しかし、リアクトルには特殊なトランス構造品を採用する必要があり、瞬時移転してきた磁束量を受け入れる巻線側の双方向スイッチでは、瞬時に電流が増加するため、半導体スイッチング素子の電流容量を大きくしておく必要がある、交流電源側から供給される電流についていえば、その電流変動が激しすぎるという問題もある。また、各リアクトルの巻線を流れる電流が相互に干渉し合う構成のため、各リアクトルの巻線を流れる電流を別個独立に制御することはできないという問題がある。

更に、交流電源相を PWM 制御し、その導通比率を制御することで当該相の入力電圧値よりも小さな任意電圧出力を実現するという、いわゆる降圧動作がこの構成ではできないという問題もある。

【0006】

20

本発明はこのような問題点に鑑みてなされたものであり、標準的なリアクトルを用いて出力電圧の昇圧を実現し、しかも双方向スイッチを流れる各リアクトルの電流の急変を抑制し、各リアクトルを流れる電流を個別に制御することができ、降圧動作も同時に実現できるマトリクスコンバータ装置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】

上記課題を解決するため請求項 1 記載の発明は、交流電源の各相と出力側の各々の相とを自己消弧能力を持つ双方向スイッチで直接接続し、出力電圧指令に基づいて交流電源電圧を PWM 制御出力し、任意の直交流電圧を出力するマトリクスコンバータ装置において、前記交流電源の各相と前記双方向スイッチとの間に挿入接続された各リアクトルと、前記双方向スイッチをオンオフ制御して前記 2 以上の各リアクトルの双方向スイッチ側端子間を短絡し、その後開放してマトリクスコンバータ装置の出力電圧を昇圧する回路と、前記短絡から開放に切り替わった際に短絡していた各リアクトルを流れる電流の各導通経路を確保する回路を備えたことを特徴としている。

30

まず該双方向スイッチをオンすることでリアクトルを介して交流電源を短絡し、これによって該リアクトル内に磁気エネルギーを増加蓄積し、その後の該双方向スイッチのオフに伴って前記磁気エネルギーを放電し、このエネルギー放電によりマトリクスコンバータ装置の昇圧電圧出力を実現している。また導通経路を確保する回路が、放電中においても短絡していた各リアクトルを流れる電流の導通経路を確保するので、各リアクトルを流れる電流の連続性を確保でき、サージ電圧等を生じることのない昇圧動作を実現できる。

40

請求項 2 記載の発明は、前記導通経路を確保する回路は、マトリクスコンバータ装置の出力側各相間を接続する第 1 のコンデンサ群と前記双方向スイッチに基づいて、構成されることを特徴としている。

第 1 のコンデンサ群を構成する各コンデンサへの電流充放電と前記双方向スイッチのスイッチシーケンスとの協調動作によって、短絡していた各リアクトルを流れていた電流の導通経路を確保している。

【0008】

請求項 3 記載の発明は、交流電源の各相と出力側の各々の相とを自己消弧能力を持つ双方向スイッチで直接接続し、出力電圧指令に基づいて交流電源電圧を PWM 制御出力し、任意の直交流電圧を出力するマトリクスコンバータ装置において、前記交流電源の各相と

50

前記双方向スイッチとの間に挿入接続された各リアクトルと、マトリクスコンバータ装置の出力側各相間を接続する第1のコンデンサ群と、前記第1のコンデンサ群を構成するコンデンサ相互間の接続を接断可能な第1の接断手段と、マトリクスコンバータ装置の出力電圧昇圧時には第1の接断手段を接状態にし、出力電圧降圧時には第1の接断手段を断状態にする第1の切替装置を備えたことを特徴としている。

昇圧時には第1の接断手段を接状態にし、第1のコンデンサ群への充放電を可能として昇圧出力を実現し、降圧時には第1の接断手段を断状態にして第1のコンデンサ群を構成するコンデンサ相互間の接続を切断し、通常の一般的なマトリクスコンバータ装置の接続状態を実現する。

なお、出力電圧降圧時とは、交流電源相をPWM制御し、その導通比率を制御することで当該相の入力電圧値よりも小さな任意電圧出力を実現するときの動作を意味している。

請求項4記載の発明は、前記第1の接断回路は全波整流回路構成に接続された第1の整流ダイオード群と、前記第1の整流ダイオード群の正負出力端子間に接続された第1の半導体スイッチング素子を備え、前記第1のコンデンサ群を構成する各コンデンサは一方の端子を前記各リアクトルの双方向スイッチ側各端子に接続され、他方の端子は前記第1の整流ダイオード群の各直列接続部に接続されたことを特徴としている。

第1の接断回路を電子式の接断回路にしたことで、実動作中での昇圧から降圧動作への瞬時切り替え、あるいは降圧から昇圧動作への瞬時切り替えも可能となる。

【0009】

請求項5記載の発明は、交流電源側の各相と出力側の各々の相とを自己消弧能力を持つ双方向スイッチで直接接続し、出力電圧指令に基づいて交流電源電圧をPWM制御出力し、任意の直交流電圧を出力するマトリクスコンバータ装置において、前記各リアクトルの双方向スイッチ側各端子間を接続する第2のコンデンサ群と、前記第2のコンデンサ群を構成するコンデンサ相互間の接続を接断可能な第2の接断回路と、マトリクスコンバータ装置の出力電圧昇圧時には第2の接断回路を断状態にし、出力電圧降圧時には第2の接断回路を接状態にする第2の切替装置を備えたことを特徴としている。

降圧時には第2の接断回路を接状態にして第2のコンデンサ群への充放電を可能として、交流電源電流の連続性を確保しつつ降圧出力を実現し、昇圧時には第2の接断回路を断状態にして、第2のコンデンサ群を構成するコンデンサ相互間の接続を切断する。このコンデンサ相互間の接続の切断により、双方向スイッチの短絡動作が防止される。

請求項6記載の発明は、前記第2の接断回路は全波整流回路構成に接続された第2の整流ダイオード群と、前記第2の整流ダイオード群の正負出力端子間に接続された第2の半導体スイッチング素子を備え、前記第2のコンデンサ群を構成する各コンデンサは一方の端子をマトリクスコンバータ装置の出力側各相端子に接続され、他方の端子は前記第2の整流ダイオード群の各直列接続部に接続されたことを特徴としている。

第2の接断回路を電子式の接断回路にしたことで、実動作中での昇圧から降圧動作への瞬時切り替え、あるいは降圧から昇圧動作への瞬時切り替えも可能となる。

【0010】

請求項7記載の発明は、前記交流電源を直流電源に置き換えたことを特徴としている。本発明の有する作用効果は交流電源だけの場合に限られるものでなく、直流電源の場合であっても交流電源の場合と同様の作用効果を奏するからである。

請求項8記載の発明は、前記交流電源を直流電源に置き換え、前記各リアクトルを前記直流電源の正極側と負極側のうちいずれか一方と前記双方向スイッチとの間に挿入接続されるリアクトルに置き換えたことを特徴としている。

直流電源を入力電源とするため入力電流を平滑化する必要性はなく、昇圧のための電源短絡も直流電源の正負極間短絡のみに限られることを考慮し、交流電源の各相ごとに配置していた各リアクトルを直流電源の正極側と負極側のうち、いずれか一方のラインのみに配置したものである。

【0011】

請求項9記載の発明は、昇圧電圧出力時にはマトリクスコンバータ装置の出力側電圧を

10

20

30

40

50

検出対象とし、降圧電圧出力時には交流電源側電圧を検出対象とする検出電圧切替装置を備えたことを特徴としている。

昇圧動作時は、マトリクスコンバータ装置の出力電圧が直接の制御対象となることから、出力電圧の検出が必要である。マトリクスコンバータ装置の出力電圧はパルス幅変調電圧のため、降圧動作時は出力側電圧を直接検出するよりも、入力側電圧を検出してパルス幅制御情報と合わせて間接的に検出する方が容易となる。

請求項 10 記載の発明は、昇圧電圧出力時にはマトリクスコンバータ装置への入力電流を検出対象とし、降圧電圧出力時にはマトリクスコンバータ装置からの出力電流を検出対象とする検出電流切替装置を備えたことを特徴としている。

降圧動作時はマトリクスコンバータ装置の出力電流を直接制御するベクトル制御にも適し、昇圧動作時は昇圧出力電圧を制御するために入力電流を制御することが必要となる。

10

【 0 0 1 2 】

請求項 11 記載の発明は、出力電圧指令に基づいてゲート信号を出力するゲート信号出力部と、双方向スイッチおよびゲート信号間の各々の対応関係を降圧電圧出力時と昇圧電圧出力時とで変更切替えるゲート信号切替装置を備えたことを特徴としている。

昇降圧モード切り替えに際しては、双方向スイッチへの信号切り替えを要するが、ゲート信号切替装置を設けることで特別な制御切り替えが不要になる。

【発明の効果】

【 0 0 1 3 】

本発明によれば、標準的なリアクトルを用いて出力電圧の昇圧を実現した任意電圧・任意周波数の交流電圧出力が可能なマトリクスコンバータ装置を実現でき、しかも昇圧出力機能と降圧出力機能をもとに兼ね備え、1台のマトリクスコンバータ装置で降圧電圧出力、昇圧電圧出力、電源側への回生動作の全てに対応でき、実動作中においても瞬時に昇降圧動作切り替えのできるマトリクスコンバータ装置を実現できるという効果がある。

20

更には昇圧動作に際し、双方向スイッチを流れるリアクトル電流の急変を抑制でき、サージ電圧の発生を抑制できるので、双方向スイッチを構成する IGBT トランジスタ等の半導体スイッチング素子の電流容量を小さくでき、半導体スイッチング素子の破損を防止できる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 4 】

30

【図 1】本発明の第 1 の実施例を示したマトリクスコンバータ装置の構成図

【図 2】第 1、第 2 の接断手段に適用される機械式スイッチの構成図

【図 3】本発明の第 2 の実施例として第 1、第 2 の接断手段に適用される電子式スイッチの構成図

【図 4】本発明の第 3 の実施例を示したマトリクスコンバータ装置の構成図

【図 5】本発明の第 4 の実施例を示したマトリクスコンバータ装置の構成図

【図 6】本発明の第 5 の実施例を示したマトリクスコンバータ装置の構成図

【図 7】降圧制御モードと昇圧制御モードにおける回路構成の対比図

【図 8】制御モードを切り替える際の具体的なゲート信号の配分方法図

【図 9】昇圧機能を有する従来のマトリクスコンバータ装置の構成図

40

【符号の説明】

【 0 0 1 5 】

- 1 3 相交流電源
- 2 入力側のリアクトル
- 3 第 2 のコンデンサ群
- 4 第 2 の接断手段
- 5 双方向スイッチ群
- 6 出力側のリアクトル
- 7 第 1 のコンデンサ群
- 8 第 1 の接断手段

50

- 9 モータ
- 10 直流電源
- 11 マトリクスコンバータ装置の主要部
- 12 機械式スイッチ
- 13 電子式スイッチ
- 14 - 1 電流検出信号 1
- 14 - 2 電流検出信号 2
- 14 - 3 電流検出信号 3
- 15 - 1 電圧検出信号 1
- 15 - 2 電圧検出信号 2
- 15 - 3 電圧検出信号 3
- 16 切り替えスイッチ
- 17 ゲート信号群
- 18 切り替えスイッチ
- 31, 32, 33 コンデンサ
- 61、62、63 入力側の各相リアクトル
- 71, 72, 73 コンデンサ
- 101 単相交流電源
- 102 トランス構造のリアクトル
- 105 双方向スイッチ群
- 106, 107, 108 コンデンサ
- 109 モータ

10

【発明を実施するための最良の形態】

【0016】

以下、本発明の各実施形態について図を用いて説明する。

【実施例 1】

【0017】

図1は本発明の第1の実施例として、3相交流電源1とIGBTトランジスタ等で構成される双方向スイッチ群5との間に挿入接続された入力側の各リアクトル2、出力側の各相間を接続する第1のコンデンサ群7、第1のコンデンサ群7を構成する各コンデンサ相互間の接続を接断可能な第1の接断手段8、第2のコンデンサ群3を構成する各コンデンサ相互間の接続を接断可能な第2の接断手段4、出力側の各相とモータ9との間に挿入接続された出力側の各リアクトル6を備えたマトリクスコンバータ装置の構成を示したものである。

30

なお、図1の実施例においてはリアクトル6を挿入接続したが、リアクトル6を削除してモータの有する巻線インダクタンスでこれに代用することも可能である。

【0018】

まず、図1において第1の接断手段を開とし、かつ、第2の接断手段を閉とすると、これは従来の一般的なマトリクスコンバータ装置の構成となる。各リアクトル2と第2のコンデンサ群3とで入力側にLCフィルタを構成し、交流電源側から供給される連続的で滑らかな入力電流波形を実現している。また、第2のコンデンサ群3の端子間電圧を双方向スイッチ群5で直接的にPWM制御する構成のため、マトリクスコンバータ装置の出力電圧は、必然的に第2のコンデンサ群3の端子間電圧以下となる。この意味で、従来の一般的マトリクスコンバータ装置での構成による動作を、以下においては、降圧動作または降圧制御モードということにする。

40

【0019】

次にマトリクスコンバータ装置の出力電圧の昇圧について説明する。

図1において、まず第1の接断手段を閉とし、かつ、第2の接断手段を開にしておく。次にリアクトル2の双方向スイッチ側端子を、双方向スイッチにより短絡する。例えば、双方向スイッチS11とS21とをともにオンさせる。S11とS21とのオンにより、リ

50

リアクトル 6 1、6 2 にはこの短絡による電流が流れ、磁気エネルギーが各リアクトルには増加蓄積される。次に双方向スイッチ S 2 1 をオフにし、この蓄積されたエネルギーを放電し、この放電された磁気エネルギーを第 1 のコンデンサ群に充電し、これによってマトリクスコンバータ装置の出力電圧の昇圧を実現する。なお、ここで使用される各リアクトルは、LC フィルタを構成する一般的なリアクトルで差し支えない。

ここで第 2 の接断手段を開にしたのは、双方向スイッチ群 5 のオンオフ動作に伴い、例えば、第 2 の接断手段、コンデンサ 3 1、双方向スイッチ S 1 1、双方向スイッチ S 2 1、コンデンサ 3 2、第 2 の接断手段の順に流れる短絡電流（この短絡電流が流れる経路中には電流限流要素がない）の発生を防止し、あるいは、例えば、第 2 の接断手段、コンデンサ 3 1、双方向スイッチ S 1 1、コンデンサ 7 1、第 1 の接断手段、コンデンサ 7 2、双方向スイッチ S 2 2、コンデンサ 3 2、第 2 の接断手段の順に流れる短絡電流（この経路中にも電流限流要素はない）の発生を防止するためである。

双方向スイッチ S 2 1 がオフ（S 1 1 はオンのまま）した時、リアクトル 6 1 を流れる電流はコンデンサ 7 1 への充放電電流となって導通経路が確保され、リアクトル 6 2 を流れる電流は、双方向スイッチ S 2 2 または S 2 3 を予めオンしておくことで、コンデンサ 7 2 への充放電電流またはコンデンサ 7 3 への充放電電流となって導通経路が確保され、急激な電流変動は抑制される。すなわち、短絡状態による磁気エネルギーの蓄積状態から、双方向スイッチをオフにして磁気エネルギーの放電状態へと移行する際に、前記オフになる双方向スイッチ（上記の場合には S 2 1 が該当）に接続されているリアクトル（上記の場合にはリアクトル 6 2 が該当）に接続された他の双方向スイッチ（上記の場合には S 2 2 または S 2 3 が該当）を、予めオンにしておけばよいことになる。

以上のような動作を、以下においては昇圧動作または昇圧制御モードということにする。昇圧制御モードにおいては、双方向スイッチへのオンオフ制御信号を出力するオンオフ制御手段（図示は省略）が、以上のようなスイッチ動作シーケンスに従って、双方向スイッチの短絡と開放による昇圧動作を行い、導通経路を確保しつつ、マトリクスコンバータ装置を駆動することになる。

【 0 0 2 0 】

第 1、第 2 の接断手段によって昇圧動作および降圧動作相互間の制御モード切り替えも可能となるので、1 台のマトリクスコンバータ装置が、降圧電圧出力、昇圧電圧出力、および電源側への回生動作の全てに対応することも可能となる。

ところで、降圧制御モードから昇圧制御モードへの切り替え、あるいは昇圧制御モードから降圧制御モードへの切り替えにおいて、第 1、第 2 の接断手段が図 2 に示すリレー、コンタクタ等の機械式スイッチ 1 2 である場合には、安価かつ低損失で動作可能という利点はあるが、機械寿命への影響を考慮してスイッチのオンオフ時の導通電流を低減しておく必要があり、また、オンオフ動作が鈍く、動作時にチャタリングなどを発生する恐れもある。そこで機械式スイッチの場合には、第 1、第 2 の接断手段を流れる電流がなくなるのを待って切り替えを行うのが一般的である。例えば、モータ 9 を停止してから切り替える、接断手段としてのスイッチを流れる交流電流がゼロクロスする時に切り替える、あるいは、モータ 9 の回転の有無に関わらず全ての双方向スイッチをオフにし、電流を零にしてから切り替える等の切り替え処理を行うことになる。

【 実施例 2 】

【 0 0 2 1 】

第 1、第 2 の接断手段を電子式スイッチ 1 3 で構成し、上記のような制約を無くしたものが図 3 に示す本発明の第 2 の実施例である。

図 3 は、6 つのダイオードを全波整流回路構成に接続し、前記全波整流回路の正・負両端子間に IGBT トランジスタを並列接続したものである。第 1、第 2 のコンデンサ群にどのような電流が流れていようと、必ず IGBT トランジスタのコレクタ側からエミッタ側に電流が流れることになるので、この IGBT トランジスタをオンオフすることで、第 1、第 2 の接断手段を接、または断状態にすることが可能となる。

電子式のため瞬時に制御モードの切り替えができ、例えば、全ての双方向スイッチをオフ

10

20

30

40

50

した直後の即切り替えができ、あるいは、I G B Tトランジスタのコレクタ・エミッタ間にスナバ回路を接続すれば、電流の存否とは無関係に運転中にいつでも瞬時に制御モード切り替えが可能となる。

【実施例 3】

【0022】

図4は本発明の第3の実施例を示したものである。3相交流電源の代わりに直流電源10を用いたものである。

第1の実施例と同様に、双方向スイッチによって入力側の各リアクトル間を短絡することで磁気エネルギーをリアクトルに増加蓄積し、そのあとで、短絡に関わった双方向スイッチをオフにして磁気エネルギーを放電し、放電される前記磁気エネルギーを第1のコンデンサ群に充電して昇圧電圧出力を実現している。降圧制御モードにおいては、モータ9側から電力が流入してくる回生動作状態にあるときは、マトリクスコンバータ装置から直流電源10側への電源回生が可能となる。モータ9の実動作中に電動モード、回生モードの両動作モードが存する場合には、単独装置による全対応が可能となり、簡易、小形、高効率、省エネ等による貢献が存分に期待できる。

なお、本実施例では直流電源の正極側と負極側の双方にリアクトルを配置しているが、これを正極側と負極側のうちいずれか一方のみに配置したとしても同様の効果を奏するのはもとよりである。この場合にはリアクトルを1つに削減できることに加え、リアクトルを流れる電流の連続性確保について、一方のリアクトルのみを考慮すれば済むので、制御が簡便になるという効果も奏することとなる。

【実施例 4】

【0023】

図5は本発明の第4の実施例を示したものである。

降圧制御モードと昇圧制御モード相互間の切り替えに伴って、検出対象となる電流、電圧の位置（検出位置）も切り替えるというものである。

検出電圧については、昇圧電圧出力時はマトリクスコンバータ装置の出力側電圧を検出対象とし、降圧電圧出力時は交流電源側電圧を検出対象とする。

昇圧動作時はマトリクスコンバータ装置の出力側電圧が直接の制御対象となるので出力側電圧の検出が必要となり、降圧動作時はマトリクスコンバータ装置の出力側電圧がパルス幅変調電圧となり、出力側電圧を直接検出するよりも入力側電圧を検出し、パルス幅制御情報と合わせて間接的に検出する方が容易となる。

【0024】

また検出電流については、昇圧電圧出力時はマトリクスコンバータ装置への入力電流を検出対象とし、降圧電圧出力時はマトリクスコンバータ装置からの出力電流を検出対象としている。

降圧動作時に出力電流を検出対象とすることは、ベクトル制御など出力電流を直接の制御対象とする場合に有用であり、それ以外にも出力電流の転流制御のための情報としても必要となる。昇圧動作時に入力電流を検出対象とすることは、昇圧出力電圧を制御するために入力電流の制御が必要とされるからである。

【0025】

図5において、14-1、14-2、14-3はマトリクスコンバータ装置の制御に用いる電流検出信号を示しており、15-1、15-2、15-3も同様に電圧検出信号を示している。

昇圧制御モードの場合には、電流は入力側を検出し電圧は出力側を検出するように設定をするが、これは図5において、切り替えスイッチ16を全て下段側に設定変更すれば実現できる。降圧制御モードの場合には、電流は出力側を検出し電圧は入力側を検出するように設定するが、これは図4において、切り替えスイッチ16を全て上段側に設定変更すれば実現される。

このように、制御モード相互間の切り替えに応じて電流または電圧の検出対象位置を変更することで、制御モード切り替えに伴った複雑な制御変更を行う必要はなくなる。

【実施例 5】

【0026】

図6は本発明の第5の実施例を示したものである。

双方向スイッチへのオンオフ制御信号として、オンオフ制御手段(図示せず)から出力されるゲート信号群17と、双方向スイッチ群5との間に信号対応の切り替えスイッチ18を挿入している。

ゲート信号群17は、オンオフ制御手段としてのCPUなどの演算器から得られた9個のゲート信号を意味(3相入力3相出力のマトリクスコンバータ装置を例にした場合)しており、このゲート信号群17に基づいて双方向スイッチ群5はPWM制御されている。

【0027】

ところで昇降圧の制御モードが切り替わる際には、各々の制御モードに応じた演算制御への切り替えを行う必要がある。しかし、回路構成が全く逆になる降圧制御モードと昇圧制御モードにおいては、切り替えスイッチ18を用いてゲート信号の割り付け配置を変えることで、特別な制御等の必要なく昇降圧の制御モード切り替えを実現できる。

降圧制御モード(図7(a)の場合)と昇圧制御モード(図7(b)の場合)とは、図7に示すように、コンデンサとリアクトルの位置が、全く逆に入れ替わった回路構成になっており、従ってゲート信号の切り替えは、電源側から見た各双方向スイッチに供給するゲート信号群と、モータ側から見た各双方向スイッチに供給するゲート信号群とを入れ替えればよいことになる。

【0028】

図7は各双方向スイッチが、3相交流電源側のR、S、T相と出力側のU、V、W相との交点に相当するとの観点から、R-U、R-V、R-W、S-U、S-V、...のように表示したものである。

このような考え方に沿って、制御モードを切り替える際の具体的な各ゲート信号の割り付け配分方法を図8((a)欄は降圧制御モードでの割り付けを示し、(b)欄は昇圧制御モードでの割り付けを示している)に示している。

例えば、降圧制御モード時にR相とV相との交点に相当する双方向スイッチR-V(図1のS12が該当)に供給していたゲート信号を、昇圧制御モードに切り替えた時は、R-Vと双対関係にある双方向スイッチU-S(等価的にS-Uとなり、図1のS21が該当)に出力すればよいことになる。このことは、双方向スイッチR-Vの符号R側をこれに対応する出力側のUに入れ替え、符号V側をこれに対応する入力側のSに入れ替えることで得られることになる。また図8からもわかるとおり、双方向スイッチR-U、S-V、T-Wへのゲート信号については、切り替えは不要である。

このような関係に基づいての信号切り替えを具体的に実現したものが、図6に示す切り替えスイッチ18となる。全てのスイッチを上段側に設定すれば降圧制御モードに対応し、下段側に設定すれば昇圧制御モードに対応することとなる。

【産業上の利用可能性】

【0029】

本発明は多相交流電源を入力として任意の多相交流または直流の電圧出力を行うマトリクスコンバータ装置に関し、特に出力電圧の昇圧および降圧機能を有するマトリクスコンバータ装置に関するものである。

また、標準的なリアクトルを用いて出力電圧の昇圧を実現した任意電圧・任意周波数の交流電圧出力を実現でき、しかも昇圧電圧出力機能と降圧電圧出力機能をとともに兼ね備えることができ、電源側への回生機能を実現でき、実動作中においても昇圧動作および降圧動作間の相互切替も実現できるマトリクスコンバータ装置に関するものである。

更には、昇圧動作に際しての双方向スイッチを流れるリアクトル電流の急変を抑制でき、サージ電圧の発生を抑制できるので、双方向スイッチを構成する半導体スイッチング素子の電流容量を小さくでき、半導体スイッチング素子の破損を防止できる効果を有することも可能となる。

このような特徴に基づいて、入力電源電圧よりも高い電圧出力を要する用途にもマトリク

10

20

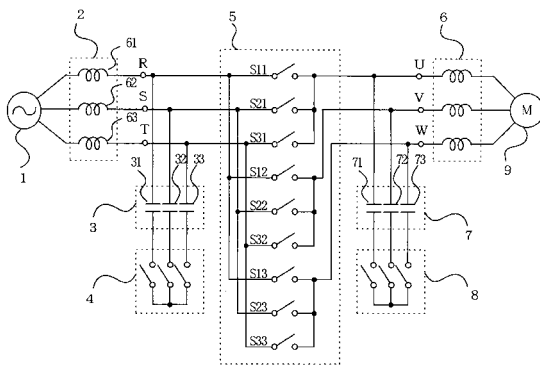
30

40

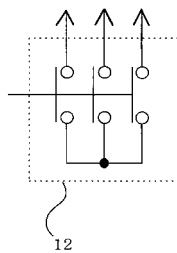
50

スコンバータ装置を適用でき、更には実動作中に電動モード、回生モードの両動作モードが存する場合にも装置単独での適用が可能となり、簡易、小形、高効率、省エネ等を必要とする用途にも適用可能である。

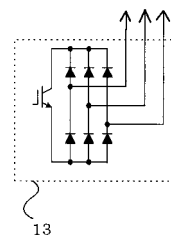
【図 1】



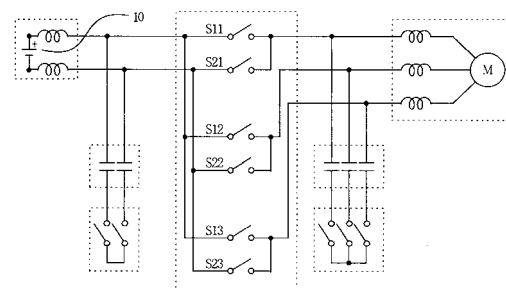
【図 2】



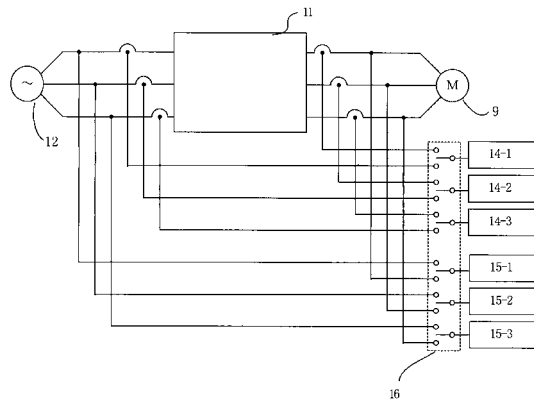
【図 3】



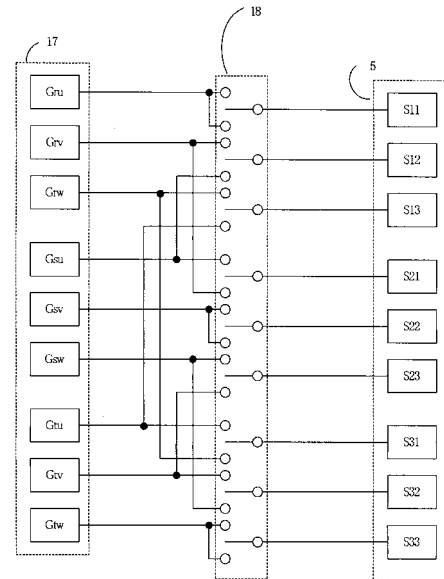
【図 4】



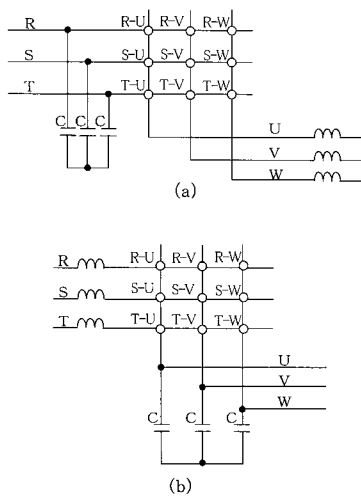
【図 5】



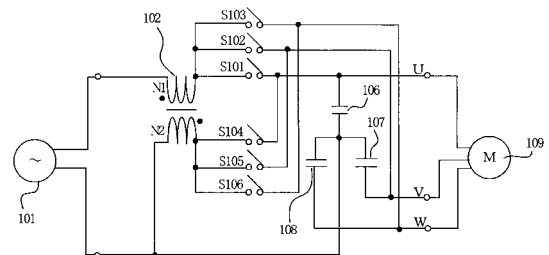
【図 6】



【図 7】



【図 9】



【図 8】

	(a)	(b)
Gru	R-U	U-R=R-U
Grv	R-V	U-S=S-U
Grw	R-W	U-T=T-U
Gsu	S-U	V-R=R-V
Gsv	S-V	V-S=S-V
Gsw	S-W	V-T=T-V
Gtu	T-U	W-R=R-W
Gtv	T-V	W-S=S-W
Gtw	T-W	W-T=T-W

フロントページの続き

(56)参考文献 特開平 0 2 - 2 0 6 3 6 4 (J P , A)
特開平 1 1 - 0 1 8 4 8 9 (J P , A)
特開 2 0 0 5 - 0 6 5 3 5 7 (J P , A)
特開 2 0 0 0 - 0 6 9 7 5 4 (J P , A)
特開 2 0 0 4 - 2 7 4 9 0 6 (J P , A)
米国特許第 6 6 5 4 2 6 0 (U S , B 2)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
H02M 5/00-5/48