

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5533945号  
(P5533945)

(45) 発行日 平成26年6月25日(2014.6.25)

(24) 登録日 平成26年5月9日(2014.5.9)

(51) Int. Cl.	F I
<b>HO2M 5/293 (2006.01)</b>	HO2M 5/293 Z
<b>HO2P 27/16 (2006.01)</b>	HO2P 7/632 C
	HO2P 5/412 Z

請求項の数 8 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2012-136218 (P2012-136218)	(73) 特許権者	000006622
(22) 出願日	平成24年6月15日(2012.6.15)		株式会社安川電機
(65) 公開番号	特開2014-3766 (P2014-3766A)		福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
(43) 公開日	平成26年1月9日(2014.1.9)	(74) 代理人	100089118
審査請求日	平成25年3月15日(2013.3.15)		弁理士 酒井 宏明
		(72) 発明者	山中 克利
			福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
			株式会社安川電機内
		審査官	松本 泰典

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

入力相と各出力相とを接続する複数の片方向スイッチを有し、それぞれ前記入力相毎に設けられる複数のスイッチ群と、

前記入力相毎に前記入力相と前記スイッチ群との間にそれぞれ接続され、接続される前記片方向スイッチの電流を流し続けることができるよう互いに結合された複数のインダクタと、

前記複数のインダクタに生じる最大電圧に基づく電圧を所定値にクランプするスナバ回路と、

前記複数の片方向スイッチを制御する制御部と、  
を備えることを特徴とする電力変換装置。

10

【請求項2】

前記スナバ回路は、

前記インダクタのそれぞれに一端が接続された複数のダイオードと、前記ダイオードの他端に接続され、前記ダイオードの他端間の最大電圧を所定値にクランプする過渡電圧抑制回路とを備える

ことを特徴とする請求項1に記載の電力変換装置。

【請求項3】

前記スナバ回路は、

前記インダクタ毎に、当該インダクタの端子間の最大電圧を所定値にクランプする過渡

20

電圧抑制回路を備える

ことを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

入力相と各出力相と接続する前記複数の片方向スイッチは、前記入力相側から前記出力相側へ電流を流す第 1 片方向スイッチと、前記出力相側から前記入力相側へ電流を流す第 2 片方向スイッチとを含み、

各前記入力相と前記第 1 片方向スイッチとの間に第 1 インダクタ、および/または、各前記入力相と前記第 2 片方向スイッチとの間に第 2 インダクタが設けられ、

前記第 1 インダクタ同士は同じ結合方向で磁気結合され、前記第 2 インダクタ同士は同じ結合方向で磁気結合される請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

10

【請求項 5】

前記制御部は、

前記出力相のうち最大電圧を出力する出力相の相電圧が前記入力相のうち最大電圧が入力される入力相の相電圧よりも高い期間では、前記最大電圧の出力相と各入力相との間を接続する前記第 1 片方向スイッチをオン状態にし、前記出力相のうち最小電圧を出力する出力相の相電圧が前記入力相のうち最小電圧が入力される入力相の相電圧よりも低い期間では、前記最小電圧の出力相と各入力相との間を接続する前記第 2 片方向スイッチをオン状態にする

ことを特徴とする請求項 4 に記載の電力変換装置。

【請求項 6】

20

前記制御部は、

前記出力相のうち最大電圧を出力する出力相の相電圧が前記入力相のうち最大電圧が入力される入力相の相電圧よりも所定値以上高い期間では、前記最大電圧の出力相と各入力相との間を接続する前記第 1 片方向スイッチをオン状態にし、前記出力相のうち最小電圧を出力する出力相の相電圧が前記入力相のうち最小電圧が入力される入力相の相電圧よりも所定値以上低い期間では、前記最小電圧の出力相と各入力相との間を接続する前記第 2 片方向スイッチをオン状態にする

ことを特徴とする請求項 4 に記載の電力変換装置。

【請求項 7】

前記制御部は、

30

出力線間電圧のうちの最大電圧値が入力線間電圧のうちの最大電圧値よりも高い場合、前記出力線間電圧のうちの最大電圧値を出力する二つの出力相のうち相電圧が正である出力相と各入力相との間を接続する前記第 1 片方向スイッチをオン状態にし、相電圧が負である出力相と各入力相との間を接続する前記第 2 片方向スイッチをオン状態にする

ことを特徴とする請求項 4 ~ 6 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 8】

前記複数の片方向スイッチを制御して、前記入力相側と前記出力相側との間で双方の電力変換を行うことを特徴とする請求項 1 ~ 7 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

40

【0001】

開示の実施形態は、電力変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

電力変換装置として、各入力相と各出力相とを接続する複数の双方向スイッチを備えるマトリクスコンバータが知られている。そして、かかるマトリクスコンバータに関し、昇圧の機能を実現する技術が提案されている（例えば、特許文献 1 参照）。

【0003】

昇圧の機能を有するマトリクスコンバータは、各入力相と双方向スイッチとの間にリアクトルが設けられ、かかるリアクトルの入力相側を、双方向スイッチを用いて短絡し、そ

50

の後短絡を解除することで、電源電圧よりも高い電圧を出力する。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】国際公開第2006/112275号

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかしながら、昇圧の機能を有する従来のマトリクスコンバータは、リアクトル、コンデンサおよび接断手段を入力と出力の双方に備えているため、装置が大形化するという問題がある。

10

【0006】

実施形態の一態様は、上記に鑑みてなされたものであって、装置の大形化を抑制することができる電力変換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】

実施形態の一態様に係る電力変換装置は、複数のスイッチ群と、複数のインダクタと、スナバ回路とを備える。前記スイッチ群は、入力相と各出力相とを接続する複数の片方向スイッチを有し、前記入力相毎に設けられる。前記複数のインダクタは、前記入力相毎に前記入力相と前記スイッチ群との間にそれぞれ接続され、接続される前記片方向スイッチの電流を流し続けることができるよう互いに結合される。前記スナバ回路は、前記複数のインダクタに生じる最大電圧を所定値にクランプする。

20

【発明の効果】

【0008】

実施形態の一態様によれば、装置の大形化を抑制することができる電力変換装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0009】

【図1】図1は、第1の実施形態に係る電力変換装置の構成例を示す図である。

【図2】図2は、3相入力3相出力電流形インバータの構成を示す図である。

30

【図3】図3は、第1の実施形態に係る制御部の構成例を示す図である。

【図4】図4は、第1の実施形態に係る電力変換装置の出力側の空間ベクトル図である。

【図5】図5は、第1の実施形態に係る電力変換装置の入力側の空間ベクトル図である。

【図6A】図6Aは、過渡電圧抑制回路の一例を示す図である。

【図6B】図6Bは、過渡電圧抑制回路の一例を示す図である。

【図7】図7は、第2の実施形態に係る電力変換装置における電力変換部の構成例を示す図である。

【図8】図8は、過渡電圧抑制回路の一例を示す図である。

【図9】図9は、第3の実施形態に係る電力変換装置の構成例を示す図である。

【図10】図10は、第3の実施形態に係る電力変換装置のスイッチ制御例を示す図(その1)である。

40

【図11】図11は、第3の実施形態に係る電力変換装置のスイッチ制御例を示す図(その2)である。

【図12】図12は、第3の実施形態に係る電力変換装置に形成される回路の一つの構成例の説明図である。

【図13】図13は、第3の実施形態に係る電力変換装置に形成されるスナバ回路の一つの構成例の説明図である。

【発明を実施するための形態】

【0010】

以下、添付図面を参照して、本願の開示する電力変換装置の実施形態を詳細に説明する

50

。なお、以下に示す実施形態によりこの発明が限定されるものではない。

【0011】

(第1の実施形態)

まず、第1の実施形態に係る電力変換装置について説明する。図1は、第1の実施形態に係る電力変換装置の構成例を示す図である。

【0012】

図1に示すように、第1の実施形態に係る電力変換装置1は、電流形電力変換装置であり、電力変換部2と、第1のフィルタ部3と、第2のフィルタ部4と、制御部5とを備える。かかる電力変換装置1は、R相、S相およびT相の3つの入力相とU相、V相およびW相の3つの出力相との間で、双方向の電力変換を行い、さらに昇圧および降圧を行うことができる。

10

【0013】

電力変換部2は、入力相のR相、S相およびT相に接続されるR相入力端子 $T_R$ 、S相入力端子 $T_S$ およびT相入力端子 $T_T$ と、出力相のR相、S相およびT相に接続されるU相出力端子 $T_U$ 、V相出力端子 $T_V$ およびW相出力端子 $T_W$ とを備える。R相入力端子 $T_R$ 、S相入力端子 $T_S$ およびT相入力端子 $T_T$ は、例えば、3相交流電源の各相に接続され、U相出力端子 $T_U$ 、V相出力端子 $T_V$ およびW相出力端子 $T_W$ は、例えば、電動機などの負荷の各相に接続される。

【0014】

また、電力変換部2は、入力端子 $T_R$ 、 $T_S$ 、 $T_T$ と、出力端子 $T_U$ 、 $T_V$ 、 $T_W$ との間に設けられる、第1のスイッチング部10、第2のスイッチング部20および第3のスイッチング部30を備える。各スイッチング部10、20、30は、それぞれ電流形インバータ回路を構成する。

20

【0015】

各スイッチング部10、20、30は、6つの片方向スイッチを有するスイッチ群と2つの直流インダクタとを備える。片方向スイッチは、ダイオードと、スイッチング素子とにより構成される。スイッチング素子として、例えば、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) やMOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) などが用いられる。なお、ダイオードおよびIGBTからなるスイッチング素子に代えて、逆阻止形IGBTを用いることもできる。

30

【0016】

直流インダクタは、3つのスイッチング部10、20、30の間で、磁気結合されている。具体的には、直流インダクタ17、27、37は互いに磁気結合されており、実際には1つのインダクタ素子DCL1である。また、直流インダクタ18、28、38は、互いに磁気結合されており、実際には1つのインダクタ素子DCL2である。

【0017】

図1に示す例では、直流インダクタ17、18、27、28、37、38の結合方向を黒丸で示しており、結合された直流インダクタ17、27、37内の各巻線の巻数は、等しく、また、結合された直流インダクタ18、28、38内の各巻線の巻数は、等しい。したがって、結合された直流インダクタの巻線間で、1つの巻線に流れる電流を、大きさを保持したまま他の巻線に移動させることができる。

40

【0018】

具体的には、直流インダクタの1つの巻線とこれに接続される片方向スイッチを含む電流経路に流れる電流を、その片方向スイッチがオフしたとき、結合された他の直流インダクタの巻線とこれに接続されたオンしている片方向スイッチを含む電流経路に移動させることができる。このように直流インダクタ17、18、27、28、37、38は、これらに接続された片方向スイッチを流れる電流が流れ続けるように結合されている。

【0019】

第1のスイッチング部10は、入力端子 $T_R$ と出力端子 $T_U$ 、 $T_V$ 、 $T_W$ との間に設けられる。かかる第1のスイッチング部10は、6つの片方向スイッチ11~16からなる

50

スイッチ群 19 と、2つの直流インダクタ 17、18 とを備える。片方向スイッチ 11 ~ 16 は、それぞれスイッチ駆動信号 S1R、S4R、S3R、S6R、S5R、S2R によって駆動される。なお、駆動信号 S1R、S4R、S3R、S6R、S5R、S2R は、High レベルのときに片方向スイッチ 11 ~ 16 のスイッチング素子をオン状態にするオン指令となる。

【0020】

入力端子  $T_R$  から出力端子  $T_U$ 、 $T_V$ 、 $T_W$  への電流経路は、3つの片方向スイッチ 11、13、15 と、直流インダクタ 17 とによって形成される。一方、出力端子  $T_U$ 、 $T_V$ 、 $T_W$  から入力端子  $T_R$  への電流経路は、3つの片方向スイッチ 12、14、16 と、直流インダクタ 18 とによって形成される。

10

【0021】

第2のスイッチング部 20 および第3のスイッチング部 30 は、第1のスイッチング部 10 と同様の構成であるが、接続される入力端子が異なる。具体的には、第2のスイッチング部 20 は、入力端子  $T_S$  と出力端子  $T_U$ 、 $T_V$ 、 $T_W$  との間に設けられ、6つの片方向スイッチ 21 ~ 26 からなるスイッチ群 29 と、2つの直流インダクタ 27、28 とを備える。片方向スイッチ 21 ~ 26 は、それぞれスイッチ駆動信号 S1S、S4S、S3S、S6S、S5S、S2S によって駆動される。なお、駆動信号 S1S、S4S、S3S、S6S、S5S、S2S は、High レベルのときに片方向スイッチ 21 ~ 26 のスイッチング素子をオン状態にするオン指令となる。

【0022】

入力端子  $T_S$  から出力端子  $T_U$ 、 $T_V$ 、 $T_W$  への電流経路は、3つの片方向スイッチ 21、23、25 と、直流インダクタ 27 とによって形成される。一方、出力端子  $T_U$ 、 $T_V$ 、 $T_W$  から入力端子  $T_S$  への電流経路は、3つの片方向スイッチ 22、24、26 と、直流インダクタ 28 とによって形成される。

20

【0023】

また、第3のスイッチング部 30 は、入力端子  $T_T$  と出力端子  $T_U$ 、 $T_V$ 、 $T_W$  との間に設けられ、6つの片方向スイッチ 31 ~ 36 からなるスイッチ群 39 と、2つの直流インダクタ 37、38 とを備える。片方向スイッチ 31 ~ 36 は、それぞれスイッチ駆動信号 S1T、S4T、S3T、S6T、S5T、S2T によって駆動される。なお、駆動信号 S1T、S4T、S3T、S6T、S5T、S2T は、High レベルのときに片方向スイッチ 31 ~ 36 のスイッチング素子をオン状態にするオン指令となる。

30

【0024】

入力端子  $T_T$  から出力端子  $T_U$ 、 $T_V$ 、 $T_W$  への電流経路は、3つの片方向スイッチ 31、33、35 と、直流インダクタ 37 とによって形成される。一方、出力端子  $T_U$ 、 $T_V$ 、 $T_W$  から入力端子  $T_T$  への電流経路は、3つの片方向スイッチ 32、34、36 と、直流インダクタ 38 とによって形成される。

【0025】

このように、電力変換部 2 は、各入力端子と各出力端子との間に複数の片方向スイッチ 11 ~ 16、21 ~ 26、31 ~ 36 を備えており、スイッチ駆動信号 S1R ~ S6R、S1S ~ S6S、S1T ~ S6T によって制御される。なお、片方向スイッチ 11、13、15、21、23、25、31、33、35 が第1片方向スイッチの一例に相当し、片方向スイッチ 12、14、16、22、24、26、32、34、36 が第2片方向スイッチの一例に相当する。

40

【0026】

また、電力変換部 2 は、サージ電圧を抑制する機能を有するスナバ回路 40 を備えており、スイッチング部 10、20、30 などとサージ電圧から保護している。かかるスナバ回路 40 については後で詳述する。

【0027】

第1のフィルタ部 3 は、3つのコンデンサ 3a ~ 3c を備えており、入力側のフィルタとして機能する。コンデンサ 3a ~ 3c は、それぞれ一端が入力端子  $T_R$ 、入力端子  $T_S$

50

、入力端子 $T_T$ に接続され、他端が共通に接続される。

【0028】

第2のフィルタ部4は、3つのコンデンサ4a~4cを備えており、出力側のフィルタとして機能する。コンデンサ4a~4cは、それぞれ一端が出力端子 $T_U$ 、出力端子 $T_V$ 、出力端子 $T_W$ に接続され、他端が共通に接続される。

【0029】

制御部5は、上述したスイッチ駆動信号 $S1R \sim S6R$ 、 $S1S \sim S6S$ 、 $S1T \sim S6T$ を生成し、電力変換部2へ出力する。電力変換部2は、制御部5から入力されるこれらのスイッチ駆動信号 $S1R \sim S6R$ 、 $S1S \sim S6S$ 、 $S1T \sim S6T$ に基づいて、各入力端子 $T_R$ 、 $T_S$ 、 $T_T$ と各出力端子 $T_U$ 、 $T_V$ 、 $T_W$ との間で双方向の電力変換を行う。

10

【0030】

制御部5は、直流インダクタ17、27、37のいずれか1つ、および、直流インダクタ18、28、38のいずれか1つに電流を常に流れるように、パルス信号であるスイッチ駆動信号 $S1R \sim S6R$ 、 $S1S \sim S6S$ 、 $S1T \sim S6T$ を生成する。

【0031】

これにより、電力変換装置1は、従来の電流形電力変換装置の内部に流れる直流電流をパルス化して制御し、従来の電流形電力変換装置と等価な電流を流すことで等価な動作を行うことができる。しかも、電力変換装置1は、電力変換の際に昇圧および降圧をリアクトルとスイッチとを外部に設けることなく行うことができる。

20

【0032】

図2は、3相入力3相出力の電流形インバータの構成を示す図である。かかる電流形インバータは、交流直流変換を行うコンバータ部により交流から直流電流 $i_{dc}$ を生成した後、直流電流 $i_{dc}$ を直流交流変換するインバータ部により交流に変換する。

【0033】

図1に示すように、電力変換部2は、各入力端子 $T_R$ 、 $T_S$ 、 $T_T$ と各出力端子 $T_U$ 、 $T_V$ 、 $T_W$ との間に複数の片方向スイッチ11~16、21~26、31~36を備える。そして、かかる電力変換部2の制御は、上述したコンバータ部に対する制御と上述したインバータ部に対する制御とに分けて考えることができる。すなわち、電力変換部2の制御は、図2に示すコンバータ部とインバータ部の制御に分けることができる。

30

【0034】

制御部5は、交流直流変換用のスイッチ駆動信号 $S1c \sim S6c$ と、直流交流変換用のスイッチ駆動信号 $S1i \sim S6i$ を生成する。交流直流変換用のスイッチ駆動信号 $S1c \sim S6c$ は、コンバータ部のスイッチ駆動信号であり、直流交流変換用のスイッチ駆動信号 $S1i \sim S6i$ は、インバータ部のスイッチ駆動信号である。

【0035】

制御部5は、交流直流変換用のスイッチ駆動信号 $S1c \sim S6c$ と、直流交流変換用のスイッチ駆動信号 $S1i \sim S6i$ とを合成することで、電力変換部2を制御するスイッチ駆動信号 $S1R \sim S6R$ 、 $S1S \sim S6S$ 、 $S1T \sim S6T$ を生成する。

【0036】

以下、制御部5の構成について具体的に説明する。図3は、制御部5の構成例を示す図である。なお、ここでは、一例として、入力端子 $T_R$ 、 $T_S$ 、 $T_T$ から入力される交流電力を交流-交流変換して、出力端子 $T_U$ 、 $T_V$ 、 $T_W$ へ出力する場合を説明するが、その逆も同様に制御可能である。

40

【0037】

図3に示すように、制御部5は、電流形インバータ制御回路51と、駆動信号分配器55とを備える。電流形インバータ制御回路51は、電流指令発生器52と、第1のパルス発生器53と、第2のパルス発生器54とを備える。

【0038】

電流指令発生器52は、交流直流変換用の制御信号(以下、コンバータ制御信号と記載

50

する)を生成して第1のパルス発生器53へ出力する。また、電流指令発生器52は、直流交流変換用の制御信号(以下、インバータ制御信号と記載する)を生成して第2のパルス発生器54へ出力する。

【0039】

まず、インバータ制御信号について説明する。電流指令発生器52は、インバータ制御信号として、出力電流指令ベクトルを構成する電流ベクトル $I_{a_{out}}$ 、 $I_{b_{out}}$ と、電流位相指令 $I_{out}$ 、ゼロベクトル指令 $S_{z_{out}}$ とを生成して第2のパルス発生器54へ出力する。

【0040】

第2のパルス発生器54は、インバータ制御信号に基づき、図4に示す9つの電流ベクトル $I_{uv}$ 、 $I_{uw}$ 、 $I_{vw}$ 、 $I_{vu}$ 、 $I_{wu}$ 、 $I_{wv}$ 、 $I_{uu}$ 、 $I_{vv}$ 、 $I_{ww}$ に応じたスイッチ駆動信号 $S_{1i} \sim S_{6i}$ を生成して出力する。

10

【0041】

9つの電流ベクトルのうち、電流ベクトル $I_{uv}$ 、 $I_{uw}$ 、 $I_{vw}$ 、 $I_{vu}$ 、 $I_{wu}$ 、 $I_{wv}$ は、異なる出力相間の電流に対応する電流ベクトル(以下、有効ベクトルと記載する)である。例えば、有効ベクトル $I_{uv}$ は、U相とV相との間の電流に対応する電流ベクトルである。また、図4のように有効ベクトルは $I_a$ ベクトルと $I_b$ ベクトルの2種類に分類される。

【0042】

また、9つの電流ベクトルのうち、電流ベクトル $I_{uu}$ 、 $I_{vv}$ 、 $I_{ww}$ は、それぞれ同一出力相に対応する電流ベクトルであり、大きさがゼロの電流ベクトル(以下、ゼロベクトルと記載する)である。例えば、ゼロベクトル $I_{uu}$ は、U相に対応する大きさがゼロの電流ベクトルである。

20

【0043】

第2のパルス発生器54は、出力電流指令ベクトルに隣接する1つのゼロベクトルと、ゼロでない2つの有効ベクトル $I_{a_{out}}$ 、 $I_{b_{out}}$ とを用いてスイッチ駆動信号 $S_{1i} \sim S_{6i}$ を生成する。

【0044】

出力電流指令ベクトルは、例えば、出力相の電流が正弦波である場合、図4に示すベクトル空間を、出力相の電流周波数で定まる角速度で回転するベクトルである。また、後述するインバータ変調率 $I_{out\_r}$ は、出力電流指令ベクトルの大きさが図4に示す六角形の内接円の半径と一致する際に出力電流指令ベクトルの値を1とした場合の出力電流指令ベクトルの値である。

30

【0045】

第2のパルス発生器54において、スイッチ駆動信号 $S_{1i} \sim S_{6i}$ を生成する際に用いられる電流ベクトルの出力時間は、出力電流指令ベクトルの大きさおよび位相から定まるインバータ変調率 $I_{out\_r}$ および電流位相指令 $I_{out}$ とから、下記式(1)~(3)に示すように規定される。ここで電流位相指令 $I_{out}$ は、図4に示す電流ベクトル空間で、実軸(U相を流れる電流ベクトルが向く方向)と出力電流指令ベクトルとなす角として定義されるもので、 $0 \sim 2\pi$ (ラジアン)の値をもつものである。

40

【0046】

「 $\theta_0$ 」は、出力電流指令ベクトルと隣接する電流ベクトル $I_a$ とのなす角、「 $T_{si}$ 」は、PWM制御の周期である。また、「 $T_{ia}$ 」および「 $T_{ib}$ 」は、それぞれ有効ベクトル $I_{a_{out}}$ 、 $I_{b_{out}}$ の出力時間である。また、「 $T_{z_{out}}$ 」は、ゼロベクトルの出力時間である。なお、「 $\theta_0$ 」は、「 $I_{out}$ 」と図4に示す領域A~Fにおいて下記関係をもつものである。

領域A(電流ベクトルの虚軸(図4において実軸から90度すすんだIm軸)成分が正の領域):  $\theta_0 = \pi/6 - I_{out}$

領域A(電流ベクトルの虚軸(図4において実軸から90度すすんだIm軸)成分が負の領域):  $\theta_0 = 13\pi/6 - I_{out}$

50

領域 B :  $0 = I_{out\_r} / 6$   
 領域 C :  $0 = 5 / 6 - I_{out\_r}$   
 領域 D :  $0 = I_{out\_r} - 5 / 6$   
 領域 E :  $0 = 3 / 2 - I_{out\_r}$   
 領域 F :  $0 = I_{out\_r} - 3 / 2$

【 0 0 4 7 】

【 数 1 】

$$T_{ia} = T_{si} \cdot I_{out\_r} \cdot \sin(\pi/3 - \theta_0) \quad \dots(1)$$

$$T_{ib} = T_{si} \cdot I_{out\_r} \cdot \sin(\theta_0) \quad \dots(2)$$

$$T_{z_{out}} = T_{si} - T_{ia} - T_{ib} \quad \dots(3)$$

10

【 0 0 4 8 】

図 4 は、電力変換装置 1 の出力側の空間ベクトル図であり、例えば、インバータ変調率  $I_{out\_r}$  と電流位相指令  $I_{out}$  とが、図 4 に示される状態である場合、「 $T_{ia}$ 」は、有効ベクトル  $I_{uw}$  の出力時間、「 $T_{ib}$ 」は、有効ベクトル  $I_{uv}$  の出力時間である。また、「 $T_{z_{out}}$ 」は、ゼロベクトル  $I_{uu}$ 、 $I_{vv}$  および  $I_{ww}$  のうちゼロベクトル指令  $S_{z_{out}}$  で指定された 1 つのゼロベクトルの出力時間である。

【 0 0 4 9 】

第 2 のパルス発生器 5 4 は、出力電流指令ベクトルに応じたスイッチ駆動信号  $S_{1i} \sim S_{6i}$  を、たとえばパルス幅変調 (Pulse Width Modulation: PWM) によって生成し、駆動信号分配器 5 5 へ出力する。

20

【 0 0 5 0 】

第 1 のパルス発生器 5 3 は、コンバータ制御信号に基づき、交流直流変換用のスイッチ駆動信号  $S_{1c} \sim S_{6c}$  を生成して出力する。

【 0 0 5 1 】

ここで、コンバータ制御信号について説明する。電流指令発生器 5 2 は、コンバータ制御信号として、入力電流指令ベクトルを構成する電流ベクトル  $I_{ain}$ 、 $I_{bin}$  と、電流位相指令  $I_{in}$ 、ゼロベクトル指令  $S_{zin}$  とを生成して第 1 のパルス発生器 5 3 へ出力する。

30

【 0 0 5 2 】

第 1 のパルス発生器 5 3 は、コンバータ制御信号に基づき、9 つの電流ベクトル  $I_{rt}$ 、 $I_{rs}$ 、 $I_{ts}$ 、 $I_{tr}$ 、 $I_{sr}$ 、 $I_{st}$ 、 $I_{rr}$ 、 $I_{ss}$ 、 $I_{tt}$  に応じたスイッチ駆動信号  $S_{1c} \sim S_{6c}$  を生成して出力する。

【 0 0 5 3 】

9 つの電流ベクトルのうち、電流ベクトル  $I_{rt}$ 、 $I_{rs}$ 、 $I_{ts}$ 、 $I_{tr}$ 、 $I_{sr}$ 、 $I_{st}$  は、異なる入力相間の電流に対応する有効ベクトルであり、電流ベクトル  $I_{rr}$ 、 $I_{ss}$ 、 $I_{tt}$  は、それぞれ同一入力相に対応するゼロベクトルである。例えば、有効ベクトル  $I_{rt}$  は、R 相と T 相との間の電流に対応する電流ベクトルであり、ゼロベクトル  $I_{rr}$  は、R 相に対応する大きさがゼロの電流ベクトルである。また、図 5 のように有効ベクトルは  $I_{ain}$  ベクトルと  $I_{bin}$  ベクトルの 2 種類に分類される。

40

【 0 0 5 4 】

第 1 のパルス発生器 5 3 は、入力電流指令ベクトルに隣接する 1 つのゼロベクトルと、ゼロでない 2 つの有効ベクトル  $I_{ain}$ 、 $I_{bin}$  とを用いてスイッチ駆動信号  $S_{1c} \sim S_{6c}$  を生成する。

【 0 0 5 5 】

入力電流指令ベクトルは、例えば、入力相の電流が正弦波である場合、図 5 に示すベクトル空間を、入力相の電流周波数で定まる角速度で回転するベクトルである。また、後述するコンバータ変調率  $I_{in\_r}$  は、入力電流指令ベクトルの大きさが図 5 に示す 6 角形

50



の内接円の半径と一致する際に入力電流指令ベクトルの値を 1 とした場合の入力電流指令ベクトルの値である。

【 0 0 5 6 】

第 1 のパルス発生器 5 3 において、スイッチ駆動信号  $S 1 c \sim S 6 c$  を生成する際に用いられる電流ベクトルの出力時間は、入力電流指令ベクトルの大きさおよび位相からそれぞれ定まるコンバータ変調率  $I_{in\_r}$  および電流位相指令  $I_{in}$  から、下記式 (4) ~ (6) に示すように規定される。ここで電流位相指令  $I_{in}$  は、図 5 に示す電流ベクトル空間で、実軸 (R 相を流れる電流ベクトルが向く方向) と入力電流指令ベクトルとがなす角として定義されるもので、 $0 \sim 2$  (ラジアン) の値をもつものである。

【 0 0 5 7 】

「 $\theta_i$ 」は、入力電流指令ベクトルと隣接する電流ベクトル  $I_a$  とのなす角、「 $T_{sc}$ 」は、制御周期である。また、「 $T_{ca}$ 」および「 $T_{cb}$ 」は、それぞれ有効ベクトル  $I_{a_{in}}$ 、 $I_{b_{in}}$  の出力時間、「 $T_{zin}$ 」は、ゼロベクトルの出力時間である。なお、「 $\theta_i$ 」は、 $I_{in}$  と図 5 に示す領域 A ~ F において下記関係をもつものである。

領域 A (電流ベクトルの虚軸 (図 5 において実軸から  $90$  度すすんだ  $I_m$  軸) 成分が正の領域) :

$$\theta_i = \pi/6 - I_{in}$$

領域 A (電流ベクトルの虚軸 (図 5 において実軸から  $90$  度すすんだ  $I_m$  軸) 成分が負の領域) :

$$\theta_i = \pi/3 - I_{in}$$

領域 B :  $\theta_i = I_{in} - \pi/6$

領域 C :  $\theta_i = \pi/6 - I_{in}$

領域 D :  $\theta_i = I_{in} - \pi/6$

領域 E :  $\theta_i = \pi/2 - I_{in}$

領域 F :  $\theta_i = I_{in} - \pi/2$

【 0 0 5 8 】

【数 2】

$$T_{ca} = T_{sc} \cdot I_{in\_r} \cdot \sin(\pi/3 - \theta_i) \quad \dots(4)$$

$$T_{cb} = T_{sc} \cdot I_{in\_r} \cdot \sin(\theta_i) \quad \dots(5)$$

$$T_{zin} = T_{sc} - T_{ca} - T_{cb} \quad \dots(6)$$

【 0 0 5 9 】

図 5 は、電力変換装置 1 の入力相側の空間ベクトル図であり、例えば、コンバータ変調率  $I_{in\_r}$  と電流位相指令  $I_{in}$  とが、図 5 に示される状態である場合、「 $T_{ca}$ 」は、有効ベクトル  $I_{rt}$  の出力時間、「 $T_{cb}$ 」は、有効ベクトル  $I_{rs}$  の出力時間である。また、「 $T_{zin}$ 」は、ゼロベクトル  $I_{rr}$ 、 $I_{ss}$  および  $I_{tt}$  のうちゼロベクトル指令  $S_{zin}$  で指定された 1 つのゼロベクトルの出力時間である。

【 0 0 6 0 】

第 1 のパルス発生器 5 3 は、入力電流指令ベクトルに応じたスイッチ駆動信号  $S 1 c \sim S 6 c$  を、たとえばパルス幅変調 (Pulse Width Modulation : PWM) によって生成し、駆動信号分配器 5 5 へ出力する。

【 0 0 6 1 】

駆動信号分配器 5 5 は、交流直流変換用のスイッチ駆動信号  $S 1 c \sim S 6 c$  と、直流交流変換用のスイッチ駆動信号  $S 1 i \sim S 6 i$  との論理積から、スイッチ駆動信号  $S 1 R \sim S 6 R$ 、 $S 1 S \sim S 6 S$ 、 $S 1 T \sim S 6 T$  を生成する。

【 0 0 6 2 】

具体的には、駆動信号分配器 5 5 は、式 (7) に示す論理積演算によって、スイッチ駆動信号  $S 1 R \sim S 6 R$ 、 $S 1 S \sim S 6 S$ 、 $S 1 T \sim S 6 T$  を生成する。駆動信号分配器 5 5 は、このように生成したスイッチ駆動信号  $S 1 R \sim S 6 R$ 、 $S 1 S \sim S 6 S$ 、 $S 1 T \sim S 6 T$  を電力変換部 2 へ出力することで、電力変換部 2 に電力変換を実行させる。

10

20

30

40

## 【数 3】

$$\begin{aligned}
 S1R &= S4c \cdot S1i & S3R &= S4c \cdot S3i & S5R &= S4c \cdot S5i \\
 S4R &= S1c \cdot S4i & S6R &= S1c \cdot S6i & S2R &= S1c \cdot S2i \\
 S1S &= S6c \cdot S1i & S3S &= S6c \cdot S3i & S5S &= S6c \cdot S5i \\
 S4S &= S3c \cdot S4i & S6S &= S3c \cdot S6i & S2S &= S3c \cdot S2i \\
 S1T &= S2c \cdot S1i & S3T &= S2c \cdot S3i & S5T &= S2c \cdot S5i \\
 S4T &= S5c \cdot S4i & S6T &= S5c \cdot S6i & S2T &= S5c \cdot S2i
 \end{aligned}
 \quad \dots (7)$$

## 【0063】

このように、電力変換装置 1 は、図 2 に示すインバータ部とコンバータ部の各々に対してゼロベクトルと有効ベクトルを適用して、電力変換部 2 の制御を行うようにしている。これにより、電力変換装置 1 は、入力相側と出力相側にそれぞれ指令電流ベクトルで定まる電流を流すことができる。このとき直流インダクタ 17、27、37 のどれか一つに大きさ一定の電流が、入力相側から出力相側に流れ、直流インダクタ 18、28、38 のどれか一つに同じ大きさの電流が、出力相側から入力相側に流れる。

10

## 【0064】

さらにこのとき、直流インダクタ 17 には R 相に流れる交流電流のうち、電力変換装置 1 に流れ込む方向の半波に相当する電流がパルス状に流れ、直流インダクタ 18 には R 相に流れる交流電流のうち、電力変換装置 1 から流れ出す方向の半波に相当する電流がパルス状に流れる。また、直流インダクタ 27 には S 相に流れる交流電流のうち、電力変換装置 1 に流れ込む方向の半波に相当する電流がパルス状に流れ、直流インダクタ 28 には S 相に流れる交流電流のうち、電力変換装置 1 から流れ出す方向の半波に相当する電流がパルス状に流れる。また、直流インダクタ 37 には T 相に流れる交流電流のうち、電力変換装置 1 に流れ込む方向の半波に相当する電流がパルス状に流れ、直流インダクタ 38 には T 相に流れる交流電流のうち、電力変換装置 1 から流れ出す方向の半波に相当する電流がパルス状に流れる。これらのパルス電流は、上記の大きさ一定の電流が、結合された直流インダクタ 17、18、27、28、37、38 の作用により、片方向スイッチ 11~16、21~26、31~36 のオンオフにしたがい、これら直流インダクタ間を移動して流れることで実現されている。

20

## 【0065】

次に、スナバ回路 40 について説明する。電力変換装置 1 は、上述のように、サージ電圧を抑制する機能を有するスナバ回路 40 を備えており、スイッチング部 10、20、30 などをサージ電圧から保護している。以下、スナバ回路 40 について具体的に説明する。

30

## 【0066】

図 1 に示すように、スナバ回路 40 は、ダイオード 41~46 と、過渡電圧抑制回路 (TVS: Transient Voltage Suppressor) 47 とを備える。かかるスナバ回路 40 は、直流インダクタ 17、18、27、28、37、38 とスイッチ群 19、29、39 との間に設けられる。

40

## 【0067】

ダイオード 41~46 の一端側が直流インダクタ 17、18、27、28、37、38 に接続され、ダイオード 41~46 の他端側が過渡電圧抑制回路 47 に接続される。具体的には、直流インダクタ 17、27、37 の一端にそれぞれダイオード 41、43、45 のアノードが接続され、直流インダクタ 18、28、38 の一端にそれぞれダイオード 42、44、46 のカソードが接続される。また、ダイオード 41、43、45 のカソードは、過渡電圧抑制回路 47 の一端に接続され、ダイオード 42、44、46 のアノードは、過渡電圧抑制回路 47 の他端に接続される。

## 【0068】

過渡電圧抑制回路 47 は、サージ電圧が発生した場合に、両端の電圧を所定値  $V_{BR}$  にクランプする。これにより、ダイオード 41、43、45 のカソードとダイオード 42、

50

44、46のアノードとの間の電圧の最大値が所定値 $V_{BR}$ に抑制される。

【0069】

かかる過渡電圧抑制回路47は、例えば、図6Aに示すようなアバランシェダイオード60または図6Bに示す回路である。図6Bに示す回路は、抵抗61と、トランジスタ62と、電圧検出コンパレータ63とを備えており、電圧検出コンパレータ63は、両端電圧が所定値 $V_{BR}$ 以上となった場合に、トランジスタ62をオン状態にして抵抗61にエネルギーを消費させる。

【0070】

直流インダクタ17、27、37間の結合度は、1よりも小さい。そのため、直流インダクタ17、27、37のうち一つの直流インダクタの電流経路をオンからオフに切り替え、その経路の電流を他の直流インダクタを含む電流経路に移動させた際にそのオフにした電流経路上の直流インダクタの巻線にサージ電圧が発生する。このことは、直流インダクタ18、28、38についても同様である。スナバ回路40は、かかるサージ電圧をクランプ電圧値である所定値 $V_{CR}$  ( $= V_{BR} + V_f \times 2$ )以下に抑制することで、スイッチング部10、20、30などをサージ電圧から保護する。 $V_f$ は、ダイオード41~46の順方向電圧である。

10

【0071】

所定値 $V_{CR}$ は、スイッチング部10、20、30を構成する片方向スイッチの耐圧よりも低い値である。これにより、スイッチング部10、20、30に所定値 $V_{CR}$ よりも大きな電圧が印加されることを抑制でき、スイッチング部10、20、30の保護が可能となる。

20

【0072】

スナバ回路40のクランプ電圧値である所定値 $V_{CR}$ は、入力相整流電圧値を $V_{INP}$ とし、出力相整流電圧値を $V_{OUTP}$ とすると、以下の式(8)を満たすように設定されることが望ましい。

$$V_{CR} > \max(V_{OUTP}, V_{INP}) \cdots (8)$$

【0073】

なお、入力相整流電圧値 $V_{INP}$ は、入力線間電圧(例えば、R相とS相との間の瞬時電圧)の最大値であり、出力相整流電圧値 $V_{OUTP}$ は出力線間電圧(例えば、U相とV相との間の瞬時電圧)の最大値である。また、 $\max(V_{OUTP}, V_{INP})$ は、 $V_{OUTP}$ の最大値および $V_{INP}$ のうち大きいほうの値である。

30

【0074】

所定値 $V_{CR}$ を入力相整流電圧値 $V_{INP}$ よりも大きな値に設定することで、入力相の電圧でスナバ回路40が動作しないため、電力変換部2が待機状態である場合の電力消費を抑えることができる。

【0075】

また、所定値 $V_{CR}$ を出力相整流電圧値 $V_{OUTP}$ よりも大きな値に設定することで、出力相電圧よりも高い電圧でサージ電圧をクランプすることができ、これにより、電力変換部2の電力変換動作への影響を抑制することができる。

【0076】

40

以上のように、第1の実施形態に係る電力変換装置1は、図2に示す3相入力3相出力の電流形インバータと同様に、電力変換の方向が双方向(入力相 出力相、出力相 入力相)でかつ電圧の昇圧・降圧が可能である。

【0077】

また、第1の実施形態に係る電力変換装置1は、図2に示す3相入力3相出力の電流形インバータに比べ、電流が通過する片方向スイッチの数が減り、導通損失の低減や装置の大形化抑制を実現できる。また、電力変換装置1は、昇圧および降圧をリアクトルとスイッチとを外部に設けることなく電力変換の際に行えることから、昇圧の機能を有する従来のマトリクスコンバータに比べ、装置の大形化抑制を実現できる。

【0078】

50

さらに、第 1 の実施形態に係る電力変換装置 1 は、昇圧動作時に発生するサージ電圧を所定値以下に抑制するスナバ回路 40 を備えており、導通損失による電力消費を抑えつつスイッチング部 10、20、30 などの保護を実現できる。

【0079】

(第 2 の実施形態)

次に、第 2 の実施形態に係る電力変換装置について説明する。第 2 の実施形態に係る電力変換装置では、スナバ回路の構成が第 1 の実施形態に係る電力変換装置 1 と異なる。なお、以下においては、上述した第 1 の実施形態の構成要素に対応する構成要素には同一の符号を付し、第 1 の実施形態と重複する説明については適宜、省略する。

【0080】

図 7 は、第 2 の実施形態に係る電力変換装置における電力変換部の構成例を示す図である。図 7 に示すように、第 2 の実施形態に係る電力変換装置 1 A の電力変換部 2 A は、各直流インダクタ 17、18、27、28、37、38 に並列に、過渡電圧抑制回路 71 ~ 76 が接続される。

【0081】

過渡電圧抑制回路 71 ~ 76 は、それぞれ直流インダクタ 17、18、27、28、37、38 の端子間の最大電圧を双方向に所定値  $V_{CR1}$  (以下、クランプ電圧  $V_{CR1}$  と記載する) 以下となるようにクランプする回路である。各過渡電圧抑制回路 71 ~ 76 は、例えば、図 8 に示すように、アバランシェダイオード 77、88 を互いに逆方向に直列に接続して構成することができる。図 8 は、過渡電圧抑制回路 71 ~ 76 の一例を示す図

【0082】

クランプ電圧  $V_{CR1}$  は、スイッチング部 10、20、30 を構成する片方向スイッチの耐圧よりも低い値であり、下記関係式 (9) を満たすように設定することが望ましい。すなわち、クランプ電圧  $V_{CR1}$  は、上述した所定値  $V_{CR}$  の  $1/2$  とすることが望ましい。これにより、待機状態での電力消費を抑えることができ、また、電力変換部 2 による電力変換への影響を抑制することができる。

$$2V_{CR1} > \max(V_{OUTP}, V_{INP}) \cdots (9)$$

【0083】

なお、各過渡電圧抑制回路 71 ~ 76 の構成は図 8 に示す構成に限定されるものではない。すなわち、過渡電圧抑制回路 71 ~ 76 は、直流インダクタ 17、18、27、28、37、38 の両端電圧が  $\pm V_{CR}$  の範囲に制限するものであればよい。

【0084】

例えば、図 6 B に示す回路を逆方向に直列接続し、各回路に逆方向にダイオードを接続することによって、各過渡電圧抑制回路 71 ~ 76 を構成することができる。この場合、図 6 B に示す回路のクランプ電圧  $V_{CR2}$  は、上述したクランプ電圧  $V_{CR1}$  と同様に、所定値  $V_{CR}$  の  $1/2$  とすることが望ましい。

【0085】

以上のように、第 2 の実施形態に係る電力変換装置 1 A は、昇圧動作時に発生するサージ電圧を所定値以下に抑制するスナバ回路 40 A を備えており、第 1 の実施形態と同様に、導通損失による電力消費を抑えつつスイッチング部 10、20、30 の保護を実現できる。

【0086】

また、第 2 の実施形態に係るスナバ回路 40 A は、1 つの過渡電圧抑制回路 47 を用いる第 1 の実施形態のスナバ回路 40 に比べ、6 つの過渡電圧抑制回路 71 ~ 76 を用いることから、発熱回路を分散させることが可能となる。

【0087】

(第 3 の実施形態)

次に、第 3 の実施形態に係る電力変換装置について説明する。第 3 の実施形態に係る電力変換装置は、電力変換部のスイッチ制御によって電力変換部内に更なるスナバ回路を形

10

20

30

40

50

成する点で第1の実施形態に係る電力変換装置1と異なる。なお、以下においては、上述した第1の実施形態の構成要素に対応する構成要素には同一の符号を付し、第1の実施形態と重複する説明については適宜、省略する。

【0088】

図9は、第3の実施形態に係る電力変換装置の構成例を示す図である。図9に示すように、第3の実施形態に係る電力変換装置1Bは、電力変換部2、第1のフィルタ部3、第2のフィルタ部4および制御部5Aに加え、さらに、入力相電圧検出部6および出力相電圧検出部7を備える。

【0089】

入力相電圧検出部6は、R相、S相およびT相の各入力相の瞬時電圧値を検出し、検出結果であるR相電圧値 $V_r$ 、S相電圧値 $V_s$ およびT相電圧値 $V_t$ （以下、入力電圧値 $V_r$ 、 $V_s$ 、 $V_t$ と記載する場合がある）を制御部5Aへ出力する。

10

【0090】

また、出力相電圧検出部7は、U相、V相およびW相の各出力相の瞬時電圧値を検出し、検出結果であるU相電圧値 $V_u$ 、V相電圧値 $V_v$ およびW相電圧値 $V_w$ （以下、出力電圧値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ と記載する場合がある）を制御部5Aへ出力する。

【0091】

制御部5Aは、電力変換部2のスイッチング部10、20、30を制御して、例えば、R相、S相およびT相に入力される3相入力電圧を昇降圧してU相、V相およびW相へ出力する3相出力電圧を生成する。

20

【0092】

さらに、制御部5Aは、3相出力電圧を生成する際、上述した入力電圧値 $V_r$ 、 $V_s$ 、 $V_t$ および出力電圧値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ に基づいて片方向スイッチを選択し、選択した片方向スイッチをオン状態にして、オン状態の片方向スイッチの数を増やすことで、後述するスナバ回路を形成する。

【0093】

具体的には、制御部5Aは、出力相の最大電圧が入力相の最大電圧よりも高い期間（以下、第1期間と記載する）では、各入力相側から最大電圧の出力相側へ電流を流す片方向スイッチをオン状態にする。ここで、「出力相の最大電圧」とは、U相、V相およびW相の3つの出力相のうち最も電圧が高い出力相の電圧であり、「入力相の最大電圧」とは、R相、S相およびT相の3つの入力相のうち最も電圧が高い入力相の電圧である。

30

【0094】

図10は、電力変換装置1Bのスイッチ制御例を示す図であり、入力電圧値 $V_r$ 、 $V_s$ 、 $V_t$ 、出力電圧値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ および制御される片方向スイッチの関係を示す。図10に示す区間A～C、Mでは、最大電圧の出力相はU相である。したがって、区間A～C、Mでは、制御部5Aは、スイッチ駆動信号 $S_{1R}$ 、 $S_{1S}$ 、 $S_{1T}$ をHighレベルにし、R相、S相およびT相の各入力相からU相へ電流を流す片方向スイッチ11、21、31をオン状態にする。

【0095】

同様に、図10に示す区間E～Gでは、最大電圧の出力相はV相であるため、制御部5Aは、スイッチ駆動信号 $S_{3R}$ 、 $S_{3S}$ 、 $S_{3T}$ をHighレベルにし、各入力相からV相へ電流を流す片方向スイッチ13、23、33をオン状態にする。また、図10に示す区間I～Kでは、最大電圧の出力相はW相であるため、制御部5Aは、スイッチ駆動信号 $S_{5R}$ 、 $S_{5S}$ 、 $S_{5T}$ をHighレベルにし、各入力相からW相へ電流を流す片方向スイッチ15、25、35をオン状態にする。

40

【0096】

さらに、制御部5Aは、出力相の最小電圧が入力相の最小電圧よりも低い期間（以下、第2期間と記載する）では、最小電圧の出力相側から各入力相側へ電流を流す片方向スイッチをオン状態にする。また、「出力相の最小電圧」とは、U相、V相およびW相の3つの出力相のうち最も電圧が低い出力相の電圧であり、「入力相の最小電圧」とは、R相、

50

S相およびT相の3つの入力相のうち最も電圧が低い入力相の電圧である。

【0097】

例えば、図10に示す区間C～Eでは、最小電圧の出力相はW相である。したがって、区間C～Eでは、制御部5Aは、スイッチ駆動信号S6R、S6S、S6TをHighレベルにし、W相から各入力相へ電流を流す片方向スイッチ16、26、36をオン状態にする。

【0098】

同様に、図10に示す区間G～Iでは、最小電圧の出力相はU相であるため、制御部5Aは、スイッチ駆動信号S2R、S2S、S2TをHighレベルにし、U相から各入力相へ電流を流す片方向スイッチ12、22、32をオン状態にする。また、図10に示す区間K～M、Aでは、最小電圧の出力相はV相であるため、制御部5Aは、スイッチ駆動信号S4R、S4S、S4TをHighレベルにし、V相から各入力相へ電流を流す片方向スイッチ14、24、34をオン状態にする。

【0099】

図10では、出力相の最大電圧が入力相の最大電圧よりも高い第1期間および出力相の最小電圧が入力相の最小電圧よりも低い第2期間が、それぞれある一つの出力相電圧が出力相電圧の中で最大である期間およびある一つの出力相電圧が出力相電圧の中で最小である期間の一部の期間である例を示した。一方、図11に示すように、全期間になる場合でも制御部5Aによって同様に制御される。図11は、電力変換装置1Bのスイッチ制御例を示す図であり、図10とは入力相電圧と出力相電圧との関係が異なり、入力相電圧の最大値は、出力相電圧の最大値の  $3/2$  倍よりも小さくなっている。

【0100】

このように、第1期間および第2期間において片方向スイッチがオン状態に制御されることで、第1期間と第2期間との重複期間において、電力変換部2のスイッチング部10、20、30によってスナバ回路を形成することができる。

【0101】

例えば、図10に示す区間Cでは、上述のように片方向スイッチ11、21、31がオン状態にされ、片方向スイッチ16、26、36がオン状態にされる。オン状態にされた片方向スイッチのスイッチング素子は、ダイオードと等価の動作をする。

【0102】

図12は、このとき電力変換装置1Bに形成される回路の構成例の説明図である。上述のように、図10に示す区間Cでは、オン状態にされた片方向スイッチ11、21、31、16、26、36はダイオードに置き換えることができ、図1の回路は、図12に示す回路と見なすことができる。なお、図12では、片方向スイッチ11～16、21～26、31～36に逆阻止形IGBTを用いた例を示している。

【0103】

図12に示す回路では、オン状態にされた片方向スイッチ11、21、31、16、26、36によって図13に示すスナバ回路が形成される。図13は、電力変換装置1Bに形成されるスナバ回路の構成例の説明図である。

【0104】

図13に示すスナバ回路は、出力相側のコンデンサC4a、C4cと、オン状態にされた片方向スイッチ11、21、31、16、26、36とによって構成される。直流インダクタ17、18、27、28、37、38は、オン状態にされてダイオードと等価となった片方向スイッチ11、21、31、16、26、36を介して出力相側のコンデンサC4a、C4cに接続される。そして、 $V_{CR} > V_{OUTP} > V_{INP}$ の関係が成り立つ場合、直流インダクタ17、18、27、28、37、38の残留エネルギーは出力相側のコンデンサC4a、C4cへ放出される。

【0105】

これにより、直流インダクタ17、18、27、28、37、38の残留エネルギーは負荷の電力となり、過渡電圧抑制回路47での消費が抑えられる。そのため、上述のよう

10

20

30

40

50

なスイッチ制御を行わない場合に比べ、電力変換効率を向上させることができる。

【0106】

このように、図10に示す区間Cでは、図1に示すスナバ回路40と、図13に示すスナバ回路とが並列に配置されることになり、サージ電力の一部が出力相側へ放出され、電力変換効率が向上する。なお、第1期間と第2期間との重複期間であれば他の区間でも同様にスナバ回路が形成される。

【0107】

また、図10に示す区間B、D、F、H、J、Lにおいても、 $V_{CR} > V_{OUTP} > V_{INP}$ の関係が成り立つ場合、制御部5Aは、上述したスナバ回路を構成する片方向スイッチのオン状態を継続することもできる。これにより、全区間で、スナバ回路が形成されることになり、電力変換効率を向上させることができる。

10

【0108】

なお、上述の例では、入力相電圧検出部6によって検出された入力電圧値 $V_r$ 、 $V_s$ 、 $V_t$ を用いたが、入力相電圧指令が生成される場合には、かかる入力相電圧指令により入力相の最小電圧や最大電圧を判定してもよい。同様に、出力相電圧検出部7によって検出された出力電圧値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ を用いたが、出力相電圧指令が生成される場合には、かかる出力相電圧指令により出力相の最小電圧や最大電圧を判定してもよい。このようにすることで、入力相電圧検出部6または出力相電圧検出部7を削除することができる。

【0109】

また、図10に示す例では、出力相電圧と入力相電圧が一致する条件で第1期間および第2期間を設定しているが、第1期間および第2期間の設定方法はこれに限定されるものではない。例えば、出力相の最大電圧が入力相の最大電圧よりも所定値以上高い期間を第1期間とし、出力相の最小電圧が入力相の最小電圧よりも所定値以上低い期間を第2期間としてもよい。このようにすることで、電圧検出誤差による短絡防止を図ることができ、また、残留エネルギーの回収速度を早くすることができる。

20

【0110】

なお、第3の実施形態では、第1の実施形態に係る電力変換装置1に対して、上述のスイッチ制御を行うようにしたが、第2の実施形態に係る電力変換装置1Aに対して、上述のスイッチ制御を行うようにすることもできる。

【0111】

また、第1の実施形態から第3の実施形態において、2つのインダクタ素子 $DC L 1$ 、 $DC L 2$ を設ける実施形態を示したが、本発明はこれらの実施形態に限定されない。例えばインダクタ素子は一つでもよい。この場合、インダクタ素子 $DC L 1$ かインダクタ素子 $DC L 2$ のいずれか一方を備えればよい。

30

【0112】

さらなる効果や変形例は、当業者によって容易に導き出すことができる。このため、本発明のより広範な態様は、以上のように表しかつ記述した特定の詳細および代表的な実施形態に限定されるものではない。したがって、添付の特許請求の範囲およびその均等物によって定義される総括的な発明の概念の精神または範囲から逸脱することなく、様々な変更が可能である。

40

【符号の説明】

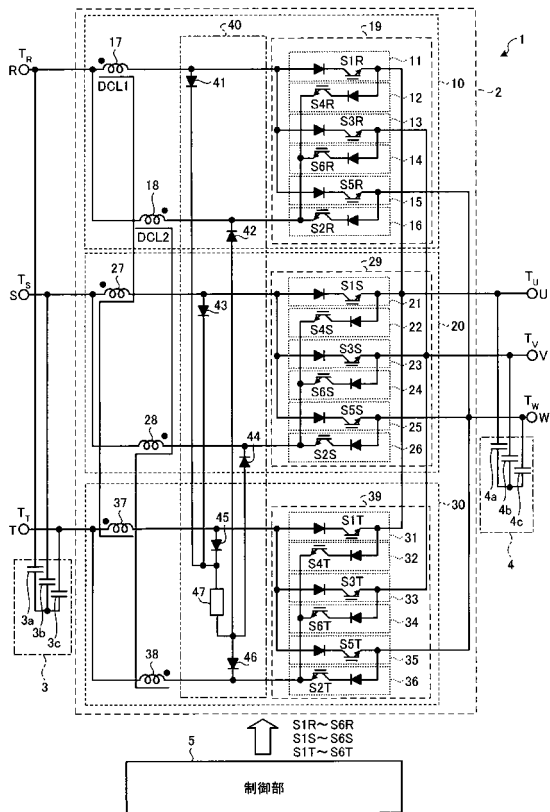
【0113】

- 1、1A、1B 電力変換装置
- 2、2A 電力変換部
- 3 第1のフィルタ部
- 4 第2のフィルタ部
- 5、5A 制御部
- 6 入力相電圧検出部
- 7 出力相電圧検出部
- 11～16、21～26、31～36 片方向スイッチ

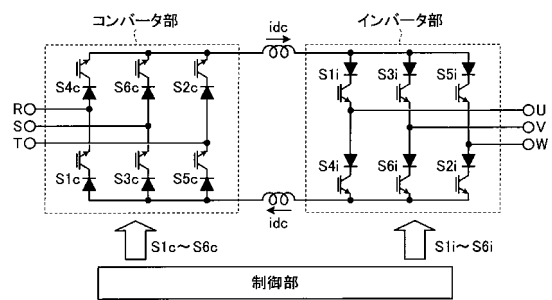
50

- 17、18、27、28、37、38 直流インダクタ
- 19、29、39 スイッチ群
- 52 電流指令発生器
- 53 第1のパルス発生器
- 54 第2のパルス発生器
- 55 駆動信号分配器

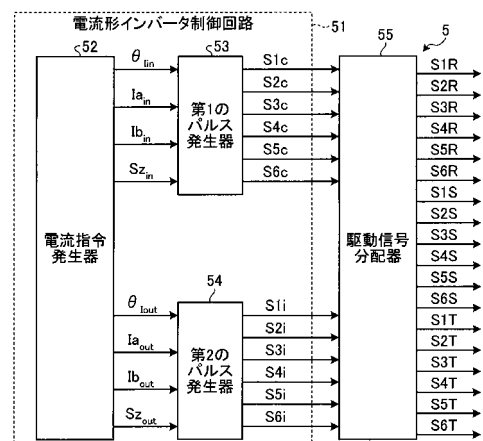
【図1】



【図2】

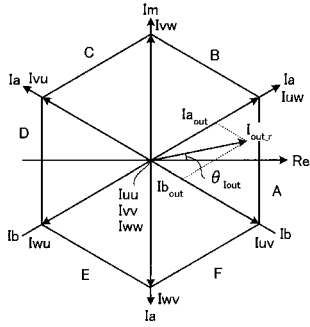


【図3】

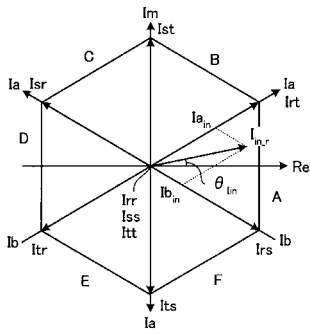




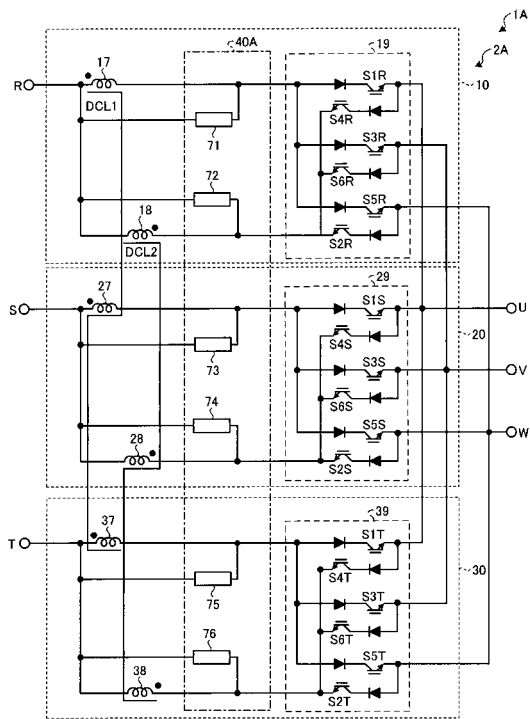
【図4】



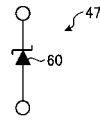
【図5】



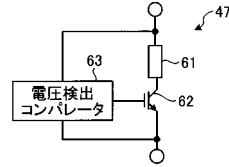
【図7】



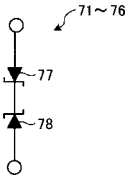
【図6A】



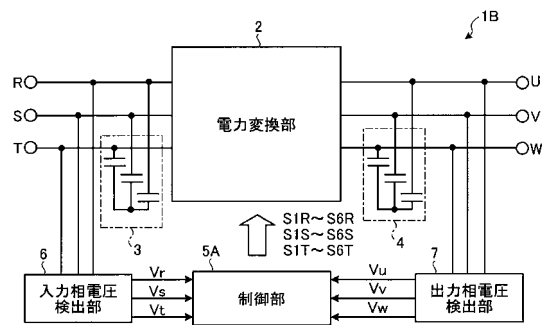
【図6B】



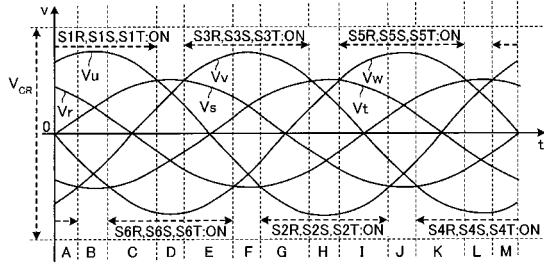
【図8】



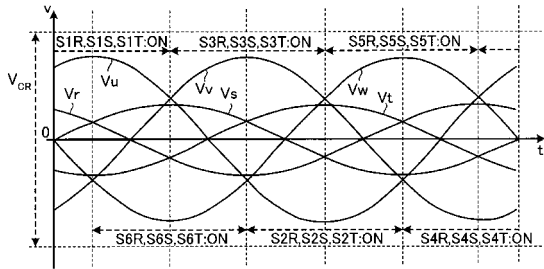
【図9】



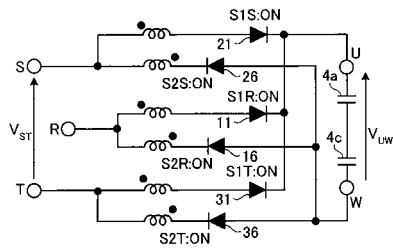
【図10】



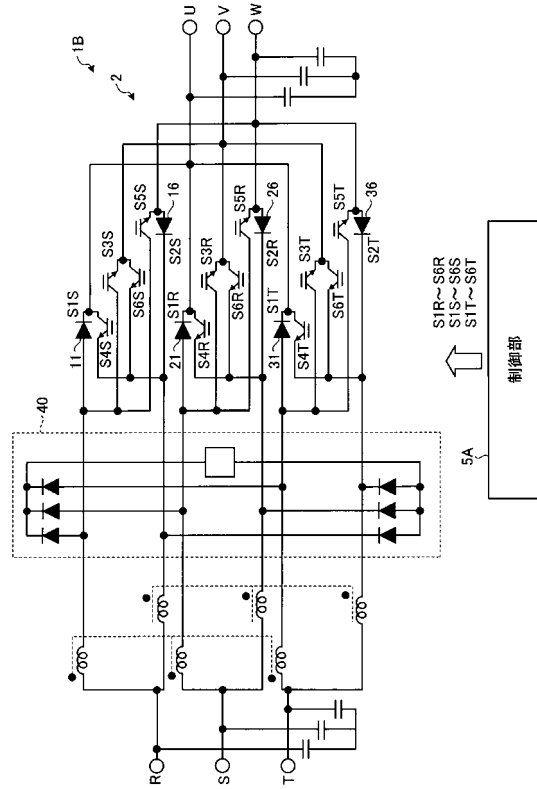
【図11】



【図13】



【図12】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 国際公開第2006 / 035752 ( W O , A 1 )  
国際公開第2006 / 112275 ( W O , A 1 )  
特開2007 - 330023 ( J P , A )  
特開2005 - 65356 ( J P , A )  
特開2010 - 148333 ( J P , A )  
特開2000 - 69754 ( J P , A )  
特開平9 - 69768 ( J P , A )  
特開2012 - 186924 ( J P , A )  
特開2013 - 183587 ( J P , A )

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H 0 2 P     2 7 / 1 6  
H 0 2 M     5 / 2 9 3