

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4019130号
(P4019130)

(45) 発行日 平成19年12月12日(2007.12.12)

(24) 登録日 平成19年10月5日(2007.10.5)

(51) Int.Cl.

F I

H02M 7/5387 (2007.01)

H02M 7/5387

A

請求項の数 3 (全 9 頁)

(21) 出願番号	特願平9-360761	(73) 特許権者	391030332
(22) 出願日	平成9年12月26日(1997.12.26)		アルカテルルーセント
(65) 公開番号	特開平10-257784		フランス共和国、75411 パリ、セデ
(43) 公開日	平成10年9月25日(1998.9.25)		ックス 8 リュ・ラ ボエティ 54
審査請求日	平成16年12月16日(2004.12.16)	(74) 代理人	100062007
(31) 優先権主張番号	96 16191		弁理士 川口 義雄
(32) 優先日	平成8年12月30日(1996.12.30)	(74) 代理人	100105393
(33) 優先権主張国	フランス(FR)		弁理士 伏見 直哉
		(72) 発明者	ステファン・カザバ
			フランス国、91300・マシー、リュ・
			ドオーストラリ・9
		(72) 発明者	クリスチヤン・ドレー
			フランス国、91420・モランジ、リュ
			・ド・ウイスー・10

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 メインスイッチ制御の改良された電力変換器及び三レベルまたはそれ以上の電圧レベルを有する電力変換器への適用

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

正のレール(VR+)と負のレール(VR-)との間に、

負荷(L)に通じる出力(S)をそれぞれ正のレール(VR+)または負のレール(VR-)に接続することを可能にする二つのメインスイッチ(S1及びS2)と、

出力(S)をそれぞれ正のレール(VR+)または負のレール(VR-)に接続することによって負荷(L)中の電流を維持することを可能にする二つのフリーホイールダイオード(D1及びD2)と、

出力(S)と正のレール(VR+)との間、及び出力(S)と負のレール(VR-)との間にそれぞれ設けられている二つの緩衝コンデンサ(C1及びC2)と、

補助回路(CA)とを有する少なくとも1つのアームを備える電力変換器であって、

該補助回路は容量性電圧分割器(DC)の中点(M)と出力(S)との間に接続された二つの向き合った一方向伝導型の補助スイッチ(T₁及びT₂)に直列の補助インダクタ(LA)を有し、該容量性電圧分割器は、正のレール(VR+)と負のレール(VR-)との間に直列に接続された二つの電圧分割コンデンサ(CV1及びCV2)を備え、前記中点(M)において、正のレール(VR+)及び負のレール(VR-)の電圧に対する公称中間電圧を供給し、

該電力変換器は更に、対応のメインスイッチ(S1; S2)をオンにするための切換えプロセス中の前記補助インダクタ(LA)と前記緩衝コンデンサ(C1、C2)との間の振動電流を検出し、前記補助回路(CA)をオンにし、その後、前記振動電流が遮断され

10

20

、該遮断に応答して、前記対応のメインスイッチ（S 1；S 2）を導通させる手段（C A P 1、C A P 2；C C 1、C C 2；D C M）を備えていることを特徴とする電力変換器。

【請求項 2】

前記検出が、前記補助回路（C A）と負荷回路（L）における電流を測定することを含み、これら二つの電流間の差が前記振動電流を表すことを特徴とする請求項 1 に記載の変換器。

【請求項 3】

三レベルまたはそれ以上の電圧レベルを有する電力変換器であって、電力変換器のさまざまな段が、請求項 1 または 2 に記載の変換器を有することを特徴とする電力変換器。

【発明の詳細な説明】

10

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、いわゆるソフトスイッチングタイプの電力変換器、特に、英国Sheffieldにおける16th Universities Power Engineering Conferenceで発表されたG.A.Fisherの論文「High Power Transistor Inverters—Potential for Single Device Operation at 1000 A and 800 V」と、IEEE Transactions on Industry Applications, vol.29, No.2, 1993年3／4月で発表されたW.McMurrayの論文「Resonant Snubbers with Auxiliary Switches」、及び特許文献WO 92／05625に記載されている電力変換器に関する。

【0002】

【従来の技術】

20

図1は、上述の刊行物に記載されているタイプの変換器のアームを示している。この変換器アームは、正のレールV R＋と負のレールV R－との間に供給される直流電圧源からたとえば、電動機のような、主に誘導性の負荷Lに給電するためのものである。このアームは、主に以下のものを備えている。

【0003】

負荷Lに通じる出力SをそれぞれレールV R＋またはレールV R－に接続し得るたとえばI G B Tタイプの二つのメインスイッチS 1及びS 2。

【0004】

出力Sをそれぞれ正のレールV R＋または負のレールV R－に接続させることによって、負荷L中の電流を維持することを可能にする二つのフリーホイールダイオードD 1及びD 2。

30

【0005】

それぞれ、出力Sと正のレールV R＋の間、出力Sと負のレールV R－の間にある二つの緩衝コンデンサ。

【0006】

特に、互いに向かい合う二つの一方向伝導型の補助スイッチT 1及びT 2、たとえばサイリスタあるいは機能的に等価の回路に直列の補助インダクタL Aを備えた補助回路C A。この補助回路は、容量性電圧分割器D Cの midpoint Mと出力Sとの間に接続されている。この分割器は、この midpoint Mにおいて、公称上、正のレールV R＋と負のレールV R－の電圧に対する中間電圧を供給し、正のレールV R＋と負のレールV R－との間で直列に接続された二つの分割コンデンサC V 1とC V 2を備えている。

40

【0007】

この回路において、構成要素S 1、D 1、C 1、T 1、C V 1は、それぞれ構成要素S 2、D 2、C 2、T 2、C V 2と対になる、すなわち、それらは同じ電気特性を示す。制御回路（不図示）は、このアームを備えた変換器のさまざまな点における電圧及び電流を測定し、適切なプログラムにしたがって、以下に述べる要領でたとえばe c 1として図面では概略だけが示されている制御電極に対する作用によって、メインスイッチS 1及びS 2と補助スイッチT 1及びT 2のトリガを制御する。

【0008】

直流—直流変換器の場合における回路の動作を図示するために、図1のアームはチョッパ

50

として機能し、どのスイッチも非導通であり、電流 I_L が導通しているフリーホイールダイオード D_2 によって負荷 L に維持されている状態から始まるものとする。この場合、ダイオード D_2 のしきい値電圧を無視すれば、出力 S は、レール V_{R-} の電位に等しく、たとえば 0 ボルトである。同一容量のコンデンサ C_{V1} と C_{V2} は、中点 M が中間電圧 $+V/2$ となるように、以下 $+V$ と呼ぶレール V_{R+} とレール V_{R-} の間に存在する電圧で充電される。

【0009】

回路の切換は、補助スイッチ T_1 が制御回路によってトリガされる第一段階から始まる。補助スイッチは導通し、補助インダクタ L_A は $+V/2$ (T_1 のしきい値を無視している) と 0 V (D_2 のしきい値を無視している) との間で給電される。これを通る電流 I_A は直線的に増大する。この電流は、ダイオード D_2 中で電流 I_L から差し引かれる。

10

【0010】

$I_A = I_L$ になると、ダイオード D_2 が非導通となる。出力 S は、もはやレール V_{R-} に接続されていない。この結果補助インダクタ L_A は、コンデンサ C_1 と C_2 と直列になり、これらのコンデンサ自体は互いに並列に置かれる。電流の振動は、インダクタとコンデンサとの間で始まる。この振動の最初の半周期において、緩衝コンデンサ C_1 と C_2 の中点、すなわち出力 S は、0 から $+V$ ボルトに移る。

【0011】

この結果スイッチ S_1 は端子間に電圧がない状態でトリガされ、電流 I_L を流す。インダクタ L_A は、電位 $+V/2$ における中点 M と、スイッチ T_1 を介して電位 $+V$ に保たれている出力 S との間に接続された状態になり、これを通る電流 I_A が直線的に減少することがわかる。この電流 I_A がゼロになると、補助スイッチ T_1 は非導通となる。このために、そこを通る電流がゼロになるとオフとなる特性を有するサイリスタタイプのスイッチ、または等価の構成要素の組み合わせ、たとえばダイオードと直列のトランジスタまたは IGBT が使用される。

20

【0012】

最初の状態に戻るための他方向への切換は、上述の補助スイッチ T_1 のように、補助スイッチ T_2 がトリガされる補助回路 C_A によって、同様に行われる。さらに、スイッチ S_1 は同様に非導通となる。出力 S の電圧は、振動中には $+V$ から 0 ボルトに移り、この振動によって補助スイッチ T_2 が非導通となり、この結果ダイオード D_2 は電流 I_L により導通する。

30

【0013】

変換器のアームは他の形態、特に負荷が、図 1 のアームと同じ二つの変換器アームの間に接続されている図 2 の形態で使用可能である。第二のアームの各要素には、第一のアームと同じ参照符号を使用し、記号 " ' " を追加している。追加及び変形形態として、インダクタ L_A 及び $L_{A'}$ は、補助スイッチと点 S の間に接続される代わりに、補助スイッチと中点 M との間に接続される。これは、ここで述べる動作の観点からは何ら変化をもたらすものではない。図 2 の変換器のような二つのアームの変換器において他の動作モードを適用することも可能であり、特にインバータとして動作可能である。二つのアームの各々の動作は、上記の動作に基づく。チョップによる動作においては、左側のアームの動作は、ダイオード D_2 とスイッチ T_1 によるが、これに対して、右側のアームの動作は、同期的にダイオード $D_{1'}$ とスイッチ $T_{2'}$ による。インバータによる動作においては、正の半周期の後に、または正の半周期のいくつかの部分の後に、上述の如く、負の半周期が一方ではダイオード D_1 更にスイッチ T_2 に係わり、他方では、ダイオード $D_{2'}$ 更にスイッチ T_1 に係わる。

40

【0014】

これらのさまざまな場合において、変換器アームの出力 S の電圧は、該出力 S における電圧が実際に 0 から $+V$ ボルトに変わった場合に、すなわち補助回路 C_A の端子における電圧が逆転した場合に、いいかえれば、中点 M における電圧がちょうど $+V/2$ に等しくなった場合に損失なく切り換わる。このために、電圧分割器 DC のコンデンサ C_{V1} と C_V

50

2の容量は十分に大きくなければならず、補助回路における抵抗損失を含め、補助回路の導通段階に係わる構成要素の対称性はほぼ完全なものでなければならない。経験から、これらの条件は満たしにくく、これが問題となっている。

【0015】

この不完全さにより、振動の半周期の終わりに、点Sにおける電圧は $+V/2$ ではなく、それより低い電圧になる。その結果、メインスイッチS1の端子間の電位差はゼロではなくなり、端子間に残留電圧が存在するにもかかわらずスイッチが導通し、これにより、メインスイッチにおいてエネルギーが消散される。これは、結果的に生じる熱を放出しなければならず、変換器の効率が低下するという欠点となる。

【0016】

それにもかかわらずこのような不完全さは不可避であるので、従来の解決策は、これを受入れ、それに応じて電力変換器の寸法を決定することであった。しかしここで、メインスイッチがいつ導通すべきであるかを決定するという新たな問題が生じる。電圧が端子間においてゼロにならないので、損失のない切り換えという利点を自動的に提供する技術、すなわち、メインスイッチの導通をトリガするためにその端子間の電圧を、ゼロを通過する際に検出する方策は得られない。この新たな問題への従来の解決策は、端子間の電圧があらかじめ設定された電圧しきい値以下に低下すると、メインスイッチを導通させることである。その利点は、損失が規定の最大値を超えることがなく、したがって変換器に過負荷をかけることがない点である。

【0017】

本発明は、この従来の解決策は、安全性の観点から、一般的には過剰となる最大損失を受け入れざるを得ないということに鑑みなされたものである。

【0018】

変換器の組立に際し、使用される構成部品は、規定された許容範囲内のばらつきを有している。したがって上記のしきい値の計算は、このような許容範囲に対応する最も不利な場合を想定することによって行われる。ケースバイケースでしきい値を定めるためには、製造及びテストの段階で特別の測定と、さらにしきい値を調整するための手段を必要とする。これは経済的にみて許容できない。変換器は、常に最大負荷で動作するわけではない。これは、交流における動作のみならず、ほとんどの直流の場合にも当てはまる。希にしか発生しない最も不利な動作条件に対応することができるようにしきい値が定められ、また安全性の要求を満たすことは大幅な効率の低下をもたらす。

【0019】**【発明が解決しようとする課題】**

したがって本発明は、上記の新たな問題に対し、経済的に受け入れがたい要求を含まず、電力変換器の効率という観点から十分な利点をもたらすような、より満足のいく解決策を提案する。

【0020】**【課題を解決するための手段】**

本発明によれば、出力変換器は、対応のメインスイッチをオンにするための切り換えプロセスにおいて、補助インダクタと緩衝コンデンサとの間の電流の振動を検出する手段であって、補助回路をオンにしこれにより振動電流が遮断され、該遮断に応答して、対応のメインスイッチを導通させる手段を備えている。

【0021】

一つの実施形態によれば、前記検出は、補助回路と負荷回路を流れる電流を実質的に常時評価することを含み、これら二つの電流間の差が振動電流を表している。

【0022】

他の実施形態によれば、前記検出は、緩衝コンデンサを流れる電流を実質的に常時評価すること、特に該電流がゼロになるときに評価することを含んでいる。

【0023】

本発明は、振動電流がゼロになると、コンデンサの端子間の電圧が、振動の半周期の終わ

10

20

30

40

50

りに最小になるという事実に基づいている。これは、損失が最小になるので、メインスイッチを導通させるのに最適の瞬間である。

【0024】

I.E.E.E.発行のP.E.S.C.96、1996年6月中で発表されたP.P.Mokの「Control Complexities Related to High Power Resonant Inverters」と題する論文においては、ソフトスイッチングタイプの電力変換器である図2Cの変換器において、その端子に接続されている緩衝コンデンサが完全に放電された時にメインスイッチ（1045ページ、左欄下）を導通させる技術を記載している。この瞬間を検出するために、コンデンサ（同じページ、右欄上）を流れる電流を評価する瞬間が考察されているが、電圧を評価する方が容易であるのでこれは採用されていない。本発明に係わる上記の新たな問題は、この論文では触れられていない。緩衝コンデンサを流れる電流を評価するという方策は、上記論文で述べられているが、すぐに放棄されており、上述の新たな問題を解決するものではない。

10

【0025】

以上に述べたことは、一つまたは二つのアーム、すなわち一つまたは二つの電圧レベルを有する電力変換器に関するものである。さらに、I E E E P E S C 1996年、p. 1019-1026で発表されたJ.G.Choの論文「Three level Auxiliary resonant commutated pole inverter for high power applications」から、上記のものと類似の三レベル電圧を有する変換器が知られている。さらに、三つ以上のレベルの電力変換器も同様に構成可能である。三つまたは三つより多いレベルを有する変換器の全てのレベルにおいて、メインスイッチのトリガの最適条件を決定するという同じ問題がメインスイッチ回路で生じる。本発明は、変換器に含まれる全てのメインスイッチについて、上述のタイプの変換器に適用される。

20

【0026】

添付の図面を参照して、本発明の実施形態を説明する。

【0027】

【発明の実施の形態】

図3に示された本発明の実施形態は、図1の変換器のアームの動作、または図2の変換器のいずれか一つのアームの動作を制御するためのものである。図3の装置は、導体中の電流を連続的に評価することを可能にする電流のセンサを備えている。第一のセンサCAP1は補助回路CAに設けられ、特に補助インダクタLA中の電流を評価し、第二のセンサCAP2は、負荷を流れる電流について同様に評価し、且つ／または第三のセンサCC1と第四のセンサCC2はそれぞれ緩衝コンデンサC1とC2を流れる電流を評価する。これらのセンサは、入力端子ICMを介しての操作制御命令と、入力端子IFCを介しての変換器の動作に関するその他の情報とを受取る操作制御装置DCMに接続される。これは、補助スイッチT1とT2の動作を制御する制御信号CT1及びCT2、さらにメインスイッチS1及びS2の動作を制御する信号CS1及びCS2を与える。電流センサは技術的にはよく知られている。本発明の実施形態においては、市販されているホール効果型センサを使用することができる。したがって、本発明の実施形態は、二つのセンサ、即ち、CAP1及びCAP2、またはCC1及びCC2のみが必要とされるので低コストで実現される。

30

40

【0028】

最初に述べたように、通常の方法により、図示のセンサから出力される信号によって、また入力IFCに達する不図示のセンサから出力される他の信号によって変換器の状態が知らされる運転制御システムDCMは、運転プログラムを含んでおり、さらにその入力ICMに達する不図示の外部ソースからの制御信号に応答して、ある導通状態から他の状態への変換器の切換えを制御する。

【0029】

最初に述べた例を再び説明すると、ダイオードD2によって電流 I_L が確立されると想定した場合、切換えは、メインスイッチS1を導通させることからなるので、装置DCMはまず補助スイッチT1を導通させ、これにより電流が確立され、補助回路CA中で増大す

50

る。さらにダイオード D 2 を流れる電流が最終的にゼロになる。この瞬間に振動が始まり、振動電流が緩衝コンデンサ C 1 を放電し、緩衝コンデンサ C 2 を充電する。制御装置 D C M は、点 S における電圧の変化（専用センサによって伝達される）によってこの振動の始まりを検出し、センサ C C 1 及び C C 2 が設けられている場合には、コンデンサ C 2 における電流の減少をセンサ C C 2 によって検出する。またはコンデンサ C 1 における電流の増大をセンサ C C 1 によって検出する。あるいはまた、当業者が容易に考えることができる他の手段によって検出することができる。

【0030】

この瞬間から、装置 D C M は、振動の半周期の終わりに振動電流の遮断を検出する段階に入る。

10

【0031】

一つの実施形態においては、この事象は、センサ C A P 1 及び C A P 2 によって値が制御装置 D C M に伝達される電流 I_A 及び I_L が等しくなるという事実によって検出される。その瞬間に、制御装置 D C M は、出力 C S 1 から、メインスイッチ S 1 を導通させる信号を与える。この後は上述の動作が行われる。

【0032】

第二の実施形態においては、この事象は、センサ C C 2 によって検出される緩衝コンデンサ C 1 を流れる電流またはセンサ C C 2 によって検出される緩衝コンデンサ C 2 を流れる電流がゼロになるという事実によって検出される。この第二の解決策は、前述の解決策と等価である。

20

【0033】

当業者は、さらにこの事象を検出するための他の手段を見出すことができるであろう。本発明は、適切に検出された上記事象がメインスイッチの導通を制御することの特徴とする。

【0034】

同一の操作条件で、他のメインスイッチ S の動作を制御するために対応の手段を使用することは説明を要しないであろう。

【0035】

同様に、図 4 には、上記 J.G.Cho の論文「Three level Auxiliary resonant commutated pole inverter for high power applications」に記載されているタイプの三レベル型変換器が示されている。制御回路 C C 1（メインスイッチ S 1 及びフリーホイールダイオード D 1）、C C 2（メインスイッチ S 2 及びフリーホイールダイオード D 2）、C C 3（メインスイッチ S 3 及びフリーホイールダイオード D 3）、C C 4（メインスイッチ S 4 及びフリーホイールダイオード D 4）の夫々について、本願発明は、容量性電圧分割器 C V 1 1、C V 1 2、C V 1 3、C V 1 4 の端子 V A 1、V A 2、V A 3 に接続された補助回路 C A 1、C A 2 の制御の下で、コンデンサ C 1、C 2、C 3 を充電する電流に適用される。

30

【0036】

このように改良されたメインスイッチの制御は、端子間の残留電圧が最小になる時に、メインスイッチを導通させることを可能にし、これにより、電力変換器の損失を制限することができる。さらに性能を高めることも可能にする。

40

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明が適用される従来の電力変換器のアームの原理図である。

【図 2】本発明が適用される従来の電力変換器の回路図である。

【図 3】本発明に従ってメインスイッチの導通を制御する手段を備えた図 1 のタイプの電力変換器を示す図である。

【図 4】本発明が適用される三レベル型電力変換器を示す図である。

【符号の説明】

C 1、C 2 緩衝コンデンサ

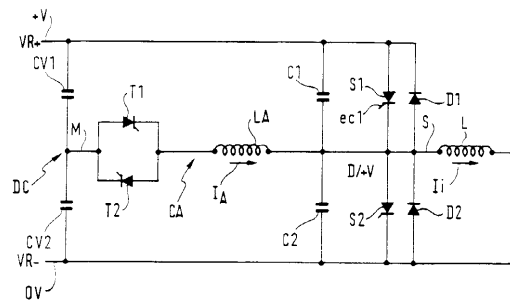
D 1、D 2 フリーホイールダイオード

50

S_1 、 S_2 メインスイッチ
 T_1 、 T_2 一方向伝導型補助スイッチ
 $VR+$ 正のレール
 $VR-$ 負のレール

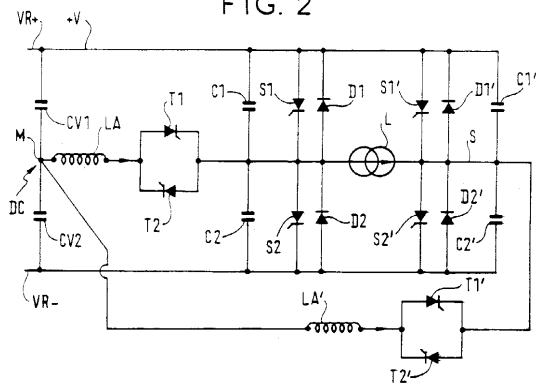
【図 1】

FIG. 1



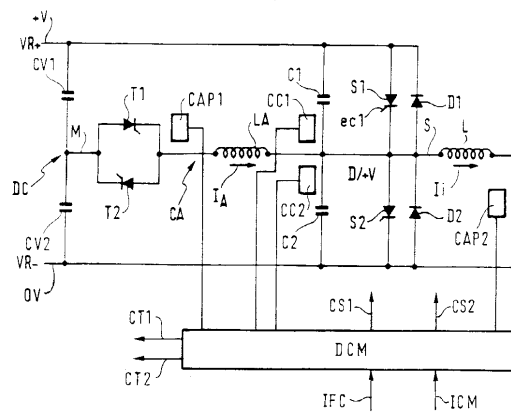
【図 2】

FIG. 2



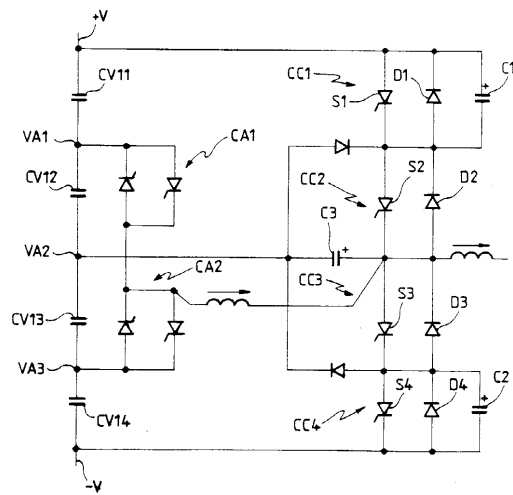
【図 3】

FIG. 3



【図 4】

FIG. 4



フロントページの続き

(72)発明者 ジヤンールイ・サネ

フランス国、91640・フオントウネー・レ・ブリ、ボワ・ド・カンカンボワ・11

(72)発明者 デイビッド・リュドニスキー

カナダ国、トロント・エム・6・ピー・3・ビー・2、ジルムール・アベニュー・215

審査官 杉浦 貴之

(56)参考文献 特表平05-502365 (JP, A)

特開昭62-285669 (JP, A)

特開平08-340676 (JP, A)

P.P.Mok, Control Complexities Related to High Power Resonant Inverters, PESC96, IEEE,
1996年 6月, VOL.2, 1040-1046

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/5387