

(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2017-192297

(P2017-192297A)

(43) 公開日 平成29年10月19日(2017.10.19)

(51) Int.Cl.		F I				テーマコード (参考)
H02M 7/06	(2006.01)	H02M 7/06		U		5H006
H02M 7/483	(2007.01)	H02M 7/483				5H770
H02M 7/10	(2006.01)	H02M 7/10		B		
H02M 7/12	(2006.01)	H02M 7/12		V		
H02M 7/48	(2007.01)	H02M 7/48		L		

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願2017-75702 (P2017-75702)
 (22) 出願日 平成29年4月6日 (2017.4.6)
 (31) 優先権主張番号 特願2016-76970 (P2016-76970)
 (32) 優先日 平成28年4月7日 (2016.4.7)
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)

(71) 出願人 000006105
 株式会社明電舎
 東京都品川区大崎2丁目1番1号
 (74) 代理人 100086232
 弁理士 小林 博通
 (74) 代理人 100092613
 弁理士 富岡 潔
 (74) 代理人 100104938
 弁理士 鶴澤 英久
 (72) 発明者 森田 一徳
 東京都品川区大崎2丁目1番1号 株式会
 社明電舎内
 Fターム(参考) 5H006 BB05 CA01 CA07 CB03 CB04
 CC04 DA04 DB01 DC05 GA01

最終頁に続く

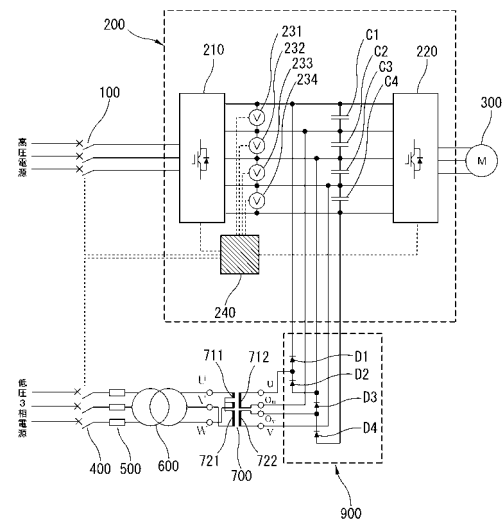
(54) 【発明の名称】 マルチレベル電力変換装置およびマルチレベル電力変換装置の制御方法

(57) 【要約】

【課題】低コストにより複数の平滑コンデンサの初期電圧を均等に充電することができるマルチレベル電力変換装置を提供する。

【解決手段】交流電力を直流電力に変換するコンバータ部210と、コンバータ部210の直流電力を交流電力に変換するインバータ部220と、コンバータ部210およびインバータ部220の直流リンク部に直列接続された複数の平滑コンデンサC1～C4とを有し、複数レベルの電圧を出力するマルチレベル電力変換装置において、3相交流電源からの3相交流を入力とし、90度位相差の2組の単相交流を出力するスコットトランス700と、前記スコットトランス700の2次側から出力される電流を前記複数の平滑コンデンサC1～C4に対応して設けたダイオードD1～D4によって各々半波整流して前記各平滑コンデンサC1～C4に導くダイオード整流部900と、を備えた。

【選択図】図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

第 1 の交流電源からの交流電力を直流電力に変換するコンバータ部と、コンバータ部の直流電力を交流電力に変換するインバータ部と、コンバータ部およびインバータ部の直流リンク部に直列接続された複数の平滑コンデンサとを有し、複数レベルの電圧を出力するマルチレベル電力変換装置であって、

第 2 の交流電源から単相交流電流を導入し、該単相交流電流によって前記複数の平滑コンデンサ各々に対して、充電電流を個別に供給する個別充電電流供給手段を備えたことを特徴とするマルチレベル電力変換装置。

【請求項 2】

前記第 1 の交流電源と前記第 2 の交流電源は共通化されていることを特徴とする請求項 1 に記載のマルチレベル電力変換装置。

【請求項 3】

前記個別充電電流供給手段は、

3 相交流電源からの 3 相交流を入力とし、90 度位相差の 2 組の単相交流を出力するスコットトランスと、

前記スコットトランスの 2 次側から出力される電流を前記複数の平滑コンデンサに対応して設けたダイオードによって各々半波整流して前記各平滑コンデンサに導くダイオード整流部と、

を備えたことを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のマルチレベル電力変換装置。

【請求項 4】

前記マルチレベル電力変換装置は、直列接続された第 1 ～ 第 4 の平滑コンデンサを有して 5 レベルの電圧を出力する 5 レベル電力変換装置であり、

前記スコットトランスは、1 次側に主座 1 次コイルと、その中点に接続された T 座 1 次コイルを有し、2 次側に互いに絶縁された主座 2 次コイルと T 座 2 次コイルを有しており、

前記ダイオード整流部は、

前記第 1 ～ 第 4 の平滑コンデンサに対応した第 1 ～ 第 4 のダイオードを有し、前記スコットトランスの主座 2 次コイルの一端を、第 1 のダイオードのアノード、カソードを介して第 1 の平滑コンデンサの正極に接続し、第 1 の平滑コンデンサおよび第 2 の平滑コンデンサの共通接続点をスコットトランスの主座 2 次コイルの他端に接続し、第 2 の平滑コンデンサの負極を、第 2 のダイオードのアノード、カソードを介して前記主座 2 次コイルの一端に接続し、スコットトランスの T 座 2 次コイルの一端を、第 3 のダイオードのアノード、カソードを介して第 3 の平滑コンデンサの正極に接続し、第 3 の平滑コンデンサおよび第 4 の平滑コンデンサの共通接続点を前記 T 座 2 次コイルの他端に接続し、第 4 の平滑コンデンサの負極を、第 4 のダイオードのアノード、カソードを介して前記 T 座 2 次コイルの一端に接続して構成されていることを特徴とする請求項 3 に記載のマルチレベル電力変換装置。

【請求項 5】

前記個別充電電流供給手段は、

前記第 2 の交流電源からの単相交流を入力とし、前記複数の平滑コンデンサに第 3 の遮断器を介して各々接続され、該平滑コンデンサを各々の出力側コンデンサとして構成した単位昇圧整流回路を、前記平滑コンデンサと同数直列に接続したコッククロフト・ウォルトン回路部を備えたことを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のマルチレベル電力変換装置。

【請求項 6】

前記マルチレベル電力変換装置は、直列接続された第 1 ～ 第 4 の平滑コンデンサを有して 5 レベルの電圧を出力する 5 レベル電力変換装置であり、

前記コッククロフト・ウォルトン回路部は、

第 1 の入力側コンデンサと、アノードが第 1 の入力側コンデンサの一端に接続されカソ

10

20

30

40

50

ードが第 3 の遮断器の第 1 の接点を介して第 1 の平滑コンデンサの正極に接続された第 5 のダイオードと、カソードが第 1 の入力側コンデンサの一端に接続されアノードが第 3 の遮断器の第 2 の接点を介して第 1 の平滑コンデンサおよび第 2 の平滑コンデンサの共通接続点に接続された第 6 のダイオードと、を有した第 1 の単位昇圧整流回路と、

一端が前記第 1 の入力側コンデンサの他端に接続された第 2 の入力側コンデンサと、アノードが第 2 の入力側コンデンサの一端に接続されカソードが第 3 の遮断器の第 2 の接点を介して第 1 の平滑コンデンサおよび第 2 の平滑コンデンサの共通接続点に接続された第 7 のダイオードと、カソードが第 2 の入力側コンデンサの一端に接続されアノードが第 3 の遮断器の第 3 の接点を介して第 2 の平滑コンデンサおよび第 3 の平滑コンデンサの共通接続点に接続された第 8 のダイオードと、を有した第 2 の単位昇圧整流回路と、

10

一端が前記第 2 の入力側コンデンサの他端に接続された第 3 の入力側コンデンサと、アノードが第 3 の入力側コンデンサの一端に接続されカソードが第 3 の遮断器の第 3 の接点を介して第 2 の平滑コンデンサおよび第 3 の平滑コンデンサの共通接続点に接続された第 9 のダイオードと、カソードが第 3 の入力側コンデンサの一端に接続されアノードが第 3 の遮断器の第 4 の接点を介して第 3 の平滑コンデンサおよび第 4 の平滑コンデンサの共通接続点に接続された第 10 のダイオードと、を有した第 3 の単位昇圧整流回路と、

一端が前記第 3 の入力側コンデンサの他端に接続され、他端が第 2 の交流電源の一端に接続された第 4 の入力側コンデンサと、アノードが第 4 の入力側コンデンサの一端に接続されカソードが第 3 の遮断器の第 4 の接点を介して第 3 の平滑コンデンサおよび第 4 の平滑コンデンサの共通接続点に接続された第 11 のダイオードと、カソードが第 4 の入力側コンデンサの一端に接続されアノードが第 3 の遮断器の第 5 の接点を介して第 4 の平滑コンデンサの負極および第 2 の交流電源の他端に接続された第 12 のダイオードと、を有した第 4 の単位昇圧整流回路と、

20

を備えていることを特徴とする請求項 5 に記載のマルチレベル電力変換装置。

【請求項 7】

第 1 の交流電源からの交流電力を直流電力に変換するコンバータ部と、コンバータ部の直流電力を交流電力に変換するインバータ部と、コンバータ部およびインバータ部の直流リンク部に直列接続された複数の平滑コンデンサとを有し、複数レベルの電圧を出力する装置において、

第 2 の交流電源から単相交流電流を導入し、該単相交流電流によって前記複数の平滑コンデンサ各々に対して、充電電流を個別に供給する個別充電電流供給手段と、前記第 1 の交流電源とコンバータ部の間に設けられた第 1 の遮断器と、前記第 2 の交流電源と個別充電電流供給手段の間に設けられた第 2 の遮断器と、を設けたマルチレベル電力変換装置の制御方法であって、

30

制御部が、

前記第 1、第 2 の遮断器がオフであるときに第 2 の遮断器を投入制御するステップと、

前記各平滑コンデンサの端子電圧が目標電圧に達したら、第 2 の遮断器を開放した後、第 1 の遮断器を投入するステップと、

前記コンバータ部、インバータ部の運転を開始させるステップと、

を備えたことを特徴とするマルチレベル電力変換装置の制御方法。

40

【請求項 8】

前記第 1 の交流電源と第 2 の交流電源は共通化されており、前記第 1 の遮断器は前記共通化された交流電源とコンバータ部の間に設けられ、前記第 2 の遮断器は前記共通化された交流電源と個別充電電流供給手段の間に設けられていることを特徴とする請求項 7 に記載のマルチレベル電力変換装置の制御方法。

【請求項 9】

前記個別充電電流供給手段は、

前記第 2 の交流電源からの単相交流を入力とし、前記複数の平滑コンデンサに第 3 の遮断器を介して各々接続され、該平滑コンデンサを各々の出力側コンデンサとして構成した単位昇圧整流回路を、前記平滑コンデンサと同数直列に接続したコッククロフト・ウォル

50

トン回路部を備え、
制御部が、

前記第 1、第 2 および第 3 の遮断器がオフであるときに第 2 および第 3 の遮断器を投入
制御するステップと、

前記各平滑コンデンサの端子電圧が目標電圧に達したら、第 2 および第 3 の遮断器を開
放した後、第 1 の遮断器を投入するステップと、

前記コンバータ部、インバータ部の運転を開始させるステップと、

を備えたことを特徴とする請求項 7 又は 8 に記載のマルチレベル電力変換装置の制御方
法。

【発明の詳細な説明】

10

【技術分野】

【0001】

本発明は、マルチレベル電力変換装置に係り、直流リンク部の平滑コンデンサの予備充
電に関する。

【背景技術】

【0002】

直流リンク部に平滑コンデンサを持つ電力変換装置には、電源投入時に平滑コンデンサ
に流れる突入電流を抑制するための予備充電回路が必要である。予備充電回路を持つ電力
変換装置の先行技術としては、例えば特許文献 1 に記載のもの（特許文献 1 の図 1 および
段落番号「0022」～「0048」）がある。

20

【0003】

この特許文献 1 には、主インバータ装置の起動前に、主インバータ装置内の平滑コンデ
ンサを一定電流で充電するための制御信号により駆動制御される補機用インバータ装置か
ら、交流リアクトル、昇圧トランスおよび整流器を介して平滑コンデンサへプリチャージ
（予備充電）を行うことが記載されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献 1】特開平 10 - 66388 号公報

【特許文献 2】特開平 7 - 79574 号公報

30

【特許文献 3】特開 2003 - 169480 号公報

【非特許文献】

【0005】

【非特許文献 1】「トランジスタ技術」、CQ 出版社、pp.100～101、2016
年 4 月号

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

前述した特許文献 1 には、出力電圧のレベル数が 3 以上であるマルチレベル電力変換装
置の場合、すなわち平滑コンデンサが複数ある場合について考慮されていない。

40

【0007】

ここで、特許文献 1 の技術を、5 レベル電力変換装置に適用した場合の構成を図 4 に示
す。図 4 において、図示省略の高圧電源は、高圧遮断器 100（第 1 の遮断器）および 5
レベル電力変換装置 200 を介して負荷、例えば電動機 300 に接続されている。

【0008】

5 レベル電力変換装置 200 の 210 は、入力された高圧電源の交流電力を直流電力に
変換するコンバータ部であり、220 はコンバータ部 210 の直流出力を交流電力に変換
するインバータ部であり、C1～C4 はコンバータ部 210 およびインバータ部 220 の
直流リンク部の直流電圧を分圧するために直列接続された平滑コンデンサである。

【0009】

50

コンバータ部 210 およびインバータ部 220 を構成する複数の半導体スイッチング素子は、図示省略の制御部によって ON / OFF 制御され、これによって平滑コンデンサ C1 ~ C4 に各々蓄えられたエネルギーを用いてインバータ部 220 には 4 分圧に対応する 5 レベルの電位を有する交流出力が生成される。

【0010】

図示省略の低圧 3 相電源の 3 相交流出力は、遮断器 400 (第 2 の遮断器)、補機用インバータ 810、交流リアクトル 820 および昇圧トランス 600 を介して整流器 830 の交流入力側に接続され、整流器 830 の、正側出力端は平滑コンデンサ C1 の正極に、負側出力端は平滑コンデンサ C4 の負極に各々接続されている。

【0011】

5 レベル電力変換装置 200 の起動前に、制御部が遮断器 400 を ON し、平滑コンデンサ C1 ~ C4 を定電流充電するための制御信号を補機用インバータ装置 810 に与えて駆動させることで、整流器 830 の直交流出力によって平滑コンデンサ C1 ~ C4 を充電 (予備充電) するものである。

【0012】

この場合平滑コンデンサ C1 ~ C4 は、各々の平滑コンデンサの内部抵抗値により分圧された電圧で充電され、各々の内部抵抗値にはばらつきがあるため均等な電圧とならない。平滑コンデンサ C1 ~ C4 の電圧のばらつきが大きくなれば、一部の平滑コンデンサやそれに接続される半導体スイッチング素子に過大な電圧が印加され、半導体スイッチング素子の過電圧破壊につながる。

【0013】

また 5 レベル電力変換装置 200 の交流側電圧波形 (出力電圧波形) へも影響を及ぼし、交流側電流 (出力電流) の波形歪の原因ともなる。

【0014】

マルチレベル電力変換装置において、平滑コンデンサの電圧を制御し均等化する方法は種々提案されており、例えば特許文献 2、3 に公開されている。しかしながらこれらの方法は電力変換装置の起動後 (すなわち半導体スイッチング素子の ON / OFF 動作による出力電圧の生成後)、交流出力電圧指令に補償値を加算する等の方法で平滑コンデンサの電圧を制御する手法であり、電力変換装置の起動前の平滑コンデンサの初期電圧は制御できない。そのため、電力変換装置の起動直後の出力電流の波形歪みの原因となるという問題は、これら提案では解決できない。

【0015】

また、図 4 と同様に構成された 5 レベル電力変換装置 200 において、図 5 のように平滑コンデンサ C1 ~ C4 と並列にバランス抵抗 R1 ~ R4 を接続することにより、平滑コンデンサ C1 ~ C4 の電圧ばらつきを緩和する手法がある。しかしこの方法でも、平滑コンデンサ C1 ~ C4 の電圧はバランス抵抗 R1 ~ R4 の抵抗値のばらつきの影響を受ける。またこれらのバランス抵抗 R1 ~ R4 は 5 レベル電力変換装置 200 の直流リンク部に電圧が印加されるかぎり常に電力を消費するため、電力変換装置の損失が大きくなるという問題がある。

【0016】

また、特許文献 1 の技術を適用し、マルチレベル電力変換装置の平滑コンデンサ 1 つずつに充電する場合には、図 4、図 5 に示す補機用インバータ装置 810、交流リアクトル 820、昇圧トランス 600 が平滑コンデンサの個数分必要となる。

【0017】

従って、先行技術では、

- ・各平滑コンデンサに並列にバランス抵抗を接続しないと、マルチレベル電力変換装置の平滑コンデンサの初期電圧を均等に充電することが困難である。

【0018】

- ・各平滑コンデンサに並列にバランス抵抗を接続すれば電圧ばらつきは緩和できるが、バランス抵抗の抵抗値のばらつきの影響を受ける。また、バランス抵抗による電力損失も

10

20

30

40

50

大きくなる。さらにバランス抵抗の設置は電力変換装置のコスト増と製作作業時間増となる。

【0019】

・各平滑コンデンサに充電回路を接続すると、高価な交流リアクトルや昇圧トランスを平滑コンデンサの個数分使用するため、電力変換装置全体のコスト増となる。

【0020】

・上記の場合、体積・重量ともに大きな交流リアクトル、昇圧トランスを平滑コンデンサの個数分使用するため、電力変換装置の体積・重量が大きくなりそれらを支持する構造部材も高価となる。これにより、電力変換装置のコスト増となる。さらに、電力変換装置の製作時の配線作業増となる。

【0021】

という問題があった。

【0022】

本発明は上記課題を解決するものであり、その目的は、低コストにより複数の平滑コンデンサの初期電圧を均等に充電することができるマルチレベル電力変換装置およびその制御方法を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0023】

上記課題を解決するための請求項1に記載のマルチレベル電力変換装置は、第1の交流電源からの交流電力を直流電力に変換するコンバータ部と、コンバータ部の直流電力を交流電力に変換するインバータ部と、コンバータ部およびインバータ部の直流リンク部に直列接続された複数の平滑コンデンサとを有し、複数レベルの電圧を出力するマルチレベル電力変換装置であって、

第2の交流電源から単相交流電流を導入し、該単相交流電流によって前記複数の平滑コンデンサ各々に対して、充電電流を個別に供給する個別充電電流供給手段を備えたことを特徴としている。

【0024】

また、請求項2に記載のマルチレベル電力変換装置は、請求項1において、前記第1の交流電源と前記第2の交流電源は共通化されていることを特徴とする。

【0025】

また、請求項3に記載のマルチレベル電力変換装置は、請求項1又は2において、前記個別充電電流供給手段は、

3相交流電源からの3相交流を入力とし、90度位相差の2組の単相交流を出力するスコットトランスと、

前記スコットトランスの2次側から出力される電流を前記複数の平滑コンデンサに対応して設けたダイオードによって各々半波整流して前記各平滑コンデンサに導くダイオード整流部と、を備えたことを特徴としている。

【0026】

また、請求項4に記載のマルチレベル電力変換装置は、請求項3において、

前記マルチレベル電力変換装置は、直列接続された第1～第4の平滑コンデンサを有して5レベルの電圧を出力する5レベル電力変換装置であり、

前記スコットトランスは、1次側に主座1次コイルと、その中点に接続されたT座1次コイルを有し、2次側に互いに絶縁された主座2次コイルとT座2次コイルを有しており、

前記ダイオード整流部は、

前記第1～第4の平滑コンデンサに対応した第1～第4のダイオードを有し、前記スコットトランスの主座2次コイルの一端を、第1のダイオードのアノード、カソードを介して第1の平滑コンデンサの正極に接続し、第1の平滑コンデンサおよび第2の平滑コンデンサの共通接続点をスコットトランスの主座2次コイルの他端に接続し、第2の平滑コンデンサの負極を、第2のダイオードのアノード、カソードを介して前記主座2次コイルの

10

20

30

40

50

一端に接続し、スコットトランスのＴ座２次コイルの一端を、第３のダイオードのアノード、カソードを介して第３の平滑コンデンサの正極に接続し、第３の平滑コンデンサおよび第４の平滑コンデンサの共通接続点を前記Ｔ座２次コイルの他端に接続し、第４の平滑コンデンサの負極を、第４のダイオードのアノード、カソードを介して前記Ｔ座２次コイルの一端に接続して構成されていることを特徴とする。

【００２７】

また、請求項５に記載のマルチレベル電力変換装置は、請求項１又は２において、前記個別充電電流供給手段は、

前記第２の交流電源からの単相交流を入力とし、前記複数の平滑コンデンサに第３の遮断器を介して各々接続され、該平滑コンデンサを各々の出力側コンデンサとして構成した単位昇圧整流回路を、前記平滑コンデンサと同数直列に接続したコッククロフト・ウォルトン回路部を備えたことを特徴としている。

10

【００２８】

また、請求項６に記載のマルチレベル電力変換装置は、請求項５において、

前記マルチレベル電力変換装置は、直列接続された第１～第４の平滑コンデンサを有して５レベルの電圧を出力する５レベル電力変換装置であり、

前記コッククロフト・ウォルトン回路部は、

第１の入力側コンデンサと、アノードが第１の入力側コンデンサの一端に接続されカソードが第３の遮断器の第１の接点を介して第１の平滑コンデンサの正極に接続された第５のダイオードと、カソードが第１の入力側コンデンサの一端に接続されアノードが第３の遮断器の第２の接点を介して第１の平滑コンデンサおよび第２の平滑コンデンサの共通接続点に接続された第６のダイオードと、を有した第１の単位昇圧整流回路と、

20

一端が前記第１の入力側コンデンサの他端に接続された第２の入力側コンデンサと、アノードが第２の入力側コンデンサの一端に接続されカソードが第３の遮断器の第２の接点を介して第１の平滑コンデンサおよび第２の平滑コンデンサの共通接続点に接続された第７のダイオードと、カソードが第２の入力側コンデンサの一端に接続されアノードが第３の遮断器の第３の接点を介して第２の平滑コンデンサおよび第３の平滑コンデンサの共通接続点に接続された第８のダイオードと、を有した第２の単位昇圧整流回路と、

一端が前記第２の入力側コンデンサの他端に接続された第３の入力側コンデンサと、アノードが第３の入力側コンデンサの一端に接続されカソードが第３の遮断器の第３の接点を介して第２の平滑コンデンサおよび第３の平滑コンデンサの共通接続点に接続された第９のダイオードと、カソードが第３の入力側コンデンサの一端に接続されアノードが第３の遮断器の第４の接点を介して第３の平滑コンデンサおよび第４の平滑コンデンサの共通接続点に接続された第１０のダイオードと、を有した第３の単位昇圧整流回路と、

30

一端が前記第３の入力側コンデンサの他端に接続され、他端が第２の交流電源の一端に接続された第４の入力側コンデンサと、アノードが第４の入力側コンデンサの一端に接続されカソードが第３の遮断器の第４の接点を介して第３の平滑コンデンサおよび第４の平滑コンデンサの共通接続点に接続された第１１のダイオードと、カソードが第４の入力側コンデンサの一端に接続されアノードが第３の遮断器の第５の接点を介して第４の平滑コンデンサの負極および第２の交流電源の他端に接続された第１２のダイオードと、を有した第４の単位昇圧整流回路と、

40

を備えていることを特徴とする。

【００２９】

また、請求項７に記載のマルチレベル電力変換装置の制御方法は、

第１の交流電源からの交流電力を直流電力に変換するコンバータ部と、コンバータ部の直流電力を交流電力に変換するインバータ部と、コンバータ部およびインバータ部の直流リンク部に直列接続された複数の平滑コンデンサとを有し、複数レベルの電圧を出力する装置において、

第２の交流電源から単相交流電流を導入し、該単相交流電流によって前記複数の平滑コンデンサ各々に対して、充電電流を個別に供給する個別充電電流供給手段と、前記第１の

50

交流電源とコンバータ部の間に設けられた第１の遮断器と、前記第２の交流電源と個別充電電流供給手段の間に設けられた第２の遮断器と、を設けたマルチレベル電力変換装置の制御方法であって、

制御部が、

前記第１、第２の遮断器がオフであるときに第２の遮断器を投入制御するステップと、

前記各平滑コンデンサの端子電圧が目標電圧に達したら、第２の遮断器を開放した後、第１の遮断器を投入するステップと、

前記コンバータ部、インバータ部の運転を開始させるステップと、

を備えたことを特徴としている。

【００３０】

また、請求項８に記載のマルチレベル電力変換装置の制御方法は、請求項７において、前記第１の交流電源と第２の交流電源は共通化されており、前記第１の遮断器は前記共通化された交流電源とコンバータ部の間に設けられ、前記第２の遮断器は前記共通化された交流電源と個別充電電流供給手段の間に設けられていることを特徴とする。

【００３１】

また、請求項９に記載のマルチレベル電力変換装置の制御方法は、請求項７又は８において、

前記個別充電電流供給手段は、

前記第２の交流電源からの単相交流を入力とし、前記複数の平滑コンデンサに第３の遮断器を介して各々接続され、該平滑コンデンサを各々の出力側コンデンサとして構成した単位昇圧整流回路を、前記平滑コンデンサと同数直列に接続したコッククロフト・ウォルトン回路部を備え、

制御部が、

前記第１、第２および第３の遮断器がオフであるときに第２および第３の遮断器を投入制御するステップと、

前記各平滑コンデンサの端子電圧が目標電圧に達したら、第２および第３の遮断器を開放した後、第１の遮断器を投入するステップと、

前記コンバータ部、インバータ部の運転を開始させるステップと、

を備えたことを特徴としている。

【発明の効果】

【００３２】

(１) 請求項１～８に記載の発明によれば、マルチレベル電力変換装置の起動前に複数の平滑コンデンサを予備充電する際、複数の平滑コンデンサの初期電圧を均等に充電することができる。このため、平滑コンデンサや、コンバータ部、インバータ部のスイッチング素子に過大な電圧が印加されることはなく、スイッチング素子が過電圧破壊することが防止される。

【００３３】

また、複数の平滑コンデンサの初期電圧を均等に充電することができるため、マルチレベル電力変換装置の交流側電流の波形歪を抑制することができる。

【００３４】

また、簡単な構成によって、複数の平滑コンデンサの予備充電回路が形成されるので、マルチレベル電力変換装置全体のコストを低減することができる。

(２) 請求項２、８に記載の発明によれば、複数の平滑コンデンサを予備充電するための専用の交流電源を設ける必要がなくなる。

(３) 請求項４、６に記載の発明によれば、５レベル電力変換装置の起動前に第１～第４の平滑コンデンサを予備充電する際、第１～第４の平滑コンデンサの初期電圧を均等に充電することができ、これによって、平滑コンデンサや、コンバータ部、インバータ部のスイッチング素子に過大な電圧が印加されることはなく、スイッチング素子が過電圧破壊することが防止される。

(４) 請求項５、６に記載の発明によれば、個別充電電流供給手段にコッククロフト・ウ

10

20

30

40

50

ォルトン回路を用いているので、該コッククロフト・ウォルトン回路の入力側の電圧のピーク値の２倍の直流電圧で各平滑コンデンサを充電することができる。

【００３５】

このため、コッククロフト・ウォルトン回路に単相交流を導入するための変圧器の出力電圧は低い電圧値でよく、該変圧器を小型化することができる。これによって、マルチレベル電力変換装置全体のコストを低減することができる。

(５)請求項７，８に記載の発明によれば、複数の平滑コンデンサの初期電圧を均等に充電した後、マルチレベル電力変換装置を起動させることができる。このため、平滑コンデンサや、コンバータ部、インバータ部のスイッチング素子に過大な電圧が印加されることはなく、スイッチング素子が過電圧破壊することが防止される。

10

【００３６】

また、複数の平滑コンデンサの初期電圧を均等に充電することができるため、マルチレベル電力変換装置の交流側電流の波形歪を抑制することができる。

【図面の簡単な説明】

【００３７】

【図１】本発明の実施例１による５レベル電力変換装置の構成図。

【図２】本発明の実施例２による５レベル電力変換装置の構成図。

【図３】非特許文献１に記載のコッククロフト・ウォルトン回路を表し、(a)は回路図、(b)は図３(a)の出力側の各点の電圧波形図。

【図４】特許文献１の技術を適用した５レベル電力変換装置の構成図。

20

【図５】図４の装置に、平滑コンデンサの電圧ばらつきを緩和する手法を適用した５レベル電力変換装置の構成図。

【発明を実施するための形態】

【００３８】

以下、図面を参照しながら本発明の実施の形態を説明するが、本発明は下記の実施形態例に限定されるものではない。

【実施例１】

【００３９】

図１は、本発明を５レベル電力変換装置に適用した実施例１の構成を示しており、図４と同一部分は同一符号をもって示している。

30

【００４０】

５レベル電力変換装置２００のコンバータ部２１０とインバータ部２２０を結ぶ直流リンク部において、平滑コンデンサＣ１～Ｃ４には、各平滑コンデンサの電圧を検出する電圧検出部２３１～２３４が各々並列に接続されている。

【００４１】

一端が図示省略の低圧３相電源に接続された遮断器４００の他端は、限流抵抗器５００を介して昇圧トランス６００の１次側に接続されている。昇圧トランス６００の２次側は、３相交流(Ｕ，Ｖ，Ｗ)を入力とし、９０度位相差の２相の単相交流(ｕ，ｖ)を出力するスコットトランス７００の１次側に接続されている。

【００４２】

40

このスコットトランス７００における主座１次コイル７１１の、一端はＵ相端子に接続され、他端はＷ相端子に接続され、中点はＴ座１次コイル７２１の一端に接続されている。Ｔ座１次コイル７２１の他端はＶ相端子に接続されている。

【００４３】

スコットトランス７００における主座２次コイル７１２の、一端はｕ端子に接続され、他端は０ｕ端子に接続されている。スコットトランス７００における主座２次コイル７１２とは絶縁されたＴ座２次コイル７２２の、一端は０ｖ端子に接続され、他端はｖ端子に接続されている。

【００４４】

スコットトランス７００の２次側は、交流電圧を直流電圧に変換する半波ダイオード整

50

流器として機能するダイオード D 1 ~ D 4 を有した整流部 9 0 0 を介して、5 レベル電力変換装置 2 0 0 の直流リンク部に接続されている。

【 0 0 4 5 】

すなわち、主座 2 次コイル 7 1 2 の一端の u 端子はダイオード D 1 のアノード、カソードを介して平滑コンデンサ C 1 の正極に接続され、主座 2 次コイル 7 1 2 の他端の 0 u 端子は平滑コンデンサ C 1 および C 2 の共通接続点に接続されている。

【 0 0 4 6 】

T 座 2 次コイル 7 2 2 の一端の 0 v 端子は、ダイオード D 3 のアノード、カソードを介して、ダイオード D 2 のアノードと、平滑コンデンサ C 2 および C 3 の共通接続点とに接続されている。ダイオード D 2 のカソードは u 端子およびダイオード D 1 のアノードに接続されている。T 座 2 次コイル 7 2 2 の他端の v 端子は、平滑コンデンサ C 3 および C 4 の共通接続点に接続されている。

10

【 0 0 4 7 】

平滑コンデンサ C 4 の負極は、ダイオード D 4 のアノード、カソードを介して 0 v 端子とダイオード D 3 のアノードに接続されている。

【 0 0 4 8 】

尚、本実施例 1 では、スコットトランス 7 0 0 および整流部 9 0 0 によって本発明の個別充電電流供給手段を構成している。

【 0 0 4 9 】

5 レベル電力変換装置 2 0 0 内の制御部 2 4 0 は、コンバータ部 2 1 0、インバータ部 2 2 0 の各半導体スイッチング素子を ON / OFF 制御 (スイッチング制御) する機能と、電圧検出部 2 3 1 ~ 2 3 4 により検出された電圧検出値を取り込む機能と、高圧遮断器 1 0 0、遮断器 4 0 0 に ON / OFF の指令を与えて ON / OFF の切換え制御を行い、それらの ON / OFF 状態を確認する機能とを備えている。

20

【 0 0 5 0 】

次に、上記のように構成された 5 レベル電力変換装置の動作を説明する。電動機 3 0 0 を起動する場合、まず制御部 2 4 0 は高圧遮断器 1 0 0 および遮断器 4 0 0 が OFF であることを確認する。次に、制御部 2 4 0 は遮断器 4 0 0 の投入を指示し、遮断器 4 0 0 を ON とする。

【 0 0 5 1 】

遮断器 4 0 0 が ON されると、低圧 3 相電源からの 3 相交流電力は限流抵抗器 5 0 0 および昇圧トランス 6 0 0 を経由して高圧の 3 相交流電力となり、スコットトランス 7 0 0 に入力される。スコットトランス 7 0 0 に入力された 3 相交流電力は u - 0 u と 0 v - v の絶縁された 2 回路の単相交流電力となる。

30

【 0 0 5 2 】

0 u 端子電位を基準としたとき、u - 0 u 間電圧が正の時、電流は u 端子 → ダイオード D 1 → 平滑コンデンサ C 1 → 0 u 端子の経路で流れ、平滑コンデンサ C 1 を充電する。u - 0 u 間電圧が負の時、電流は 0 u 端子 → 平滑コンデンサ C 2 → ダイオード D 2 → u 端子の経路で流れ、平滑コンデンサ C 2 を充電する。

【 0 0 5 3 】

同様に、v 端子電位を基準としたとき、0 v - v 間電圧が正の時、電流は 0 v 端子 → ダイオード D 3 → 平滑コンデンサ C 3 → v 端子の経路で流れ、平滑コンデンサ C 3 を充電する。0 v - v 間電圧が負の時、電流は v 端子 → 平滑コンデンサ C 4 → ダイオード D 4 → 0 v 端子の経路で流れ、平滑コンデンサ C 4 を充電する。

40

【 0 0 5 4 】

5 レベル電力変換装置 2 0 0 内の電圧検出部 2 3 1 ~ 2 3 4 により検出された検出値は制御部 2 4 0 に入力され、平滑コンデンサ C 1 ~ C 4 各々の電圧が目標電圧に達したとき予備充電が完了する。

【 0 0 5 5 】

そして予備充電が完了すると、制御部 2 4 0 は遮断器 4 0 0 の開放を指示し、遮断器 4

50

00をOFFとする。

【0056】

その後、制御部240は高圧遮断器100の投入を指示し、高圧遮断器100をONとする。

【0057】

次に、5レベル電力変換装置200内のコンバータ部210およびインバータ部220の半導体スイッチング素子のON/OFF動作を開始することによって、コンバータ部210とインバータ部220の運転を開始する。

【0058】

インバータ部220内の各半導体スイッチング素子は所定のON/OFFパターンによりON/OFF制御されることによって、平滑コンデンサC1～C4の各々の電圧をEとすると、2E、E、0、-E、-2Eの5レベルの電圧が出力される。

【0059】

インバータ部220は出力電圧を電動機300へ印加するため、電動機300は起動を開始する。

【0060】

尚、コンバータ部210とインバータ部220の運転開始後は、半導体スイッチング素子のON/OFF動作によって各平滑コンデンサC1～C4の電圧が一定値となるように制御する。したがって、運転開始後の動作においても図3で述べたバランス抵抗(R1～R4)は不要である。

【0061】

尚、限流抵抗器500は、平滑コンデンサC1～C4充電時の充電電流が過大になる事を抑制するために設置されるが、昇圧トランス600やスコットトランス700のインピーダンスにより、充電電流が過大とならない場合は省略することができる。

【0062】

また図1では、平滑コンデンサの予備充電用電源として低圧3相電源を用いているが、高圧3相電源から遮断器400を経由して予備充電することも可能であり、このように構成することにより低圧3相電源を用意する必要がなくなるという利点がある。

【0063】

尚、上記説明において、電圧検出部231～234の検出電圧が目標電圧に達したときに予備充電を終了しているが、変換器の試運転時に目標電圧に到達する予備充電時間を計測しておけば、電圧検出部231～234で電圧を測定することなく、試運転で計測した予備充電時間の経過時に、遮断器400を遮断する制御も可能である。この場合、電圧検出部231～234が不要となる利点がある。

【0064】

また図1では5レベル電力変換装置について説明したが、スコットトランス700および整流部900を各々n個(n=自然数)用意することにより、(4n+1)レベルを持つマルチレベル電力変換装置についても同様に構成することができることは自明である。

【0065】

すなわち、図1における昇圧トランス600の出力側にn個のスコットトランスとそれに接続された整流部900とを並設し、n個の整流部900の各整流出力側を図1と同様に(4n+1)レベルを持つマルチレベル電力変換装置の直流リンク部に各々接続するものである。

【0066】

以上のように、本実施例1によれば次のような効果が得られる。

【0067】

(1) 予備充電時に、複数ある平滑コンデンサの初期電圧を均等に充電することができ、平滑コンデンサやコンバータ部、インバータ部内の各半導体スイッチング素子に過大な電圧が印加されて半導体スイッチング素子が過電圧破壊することが防止される。

【0068】

10

20

30

40

50

(2) 平滑コンデンサの初期電圧を均等に充電することにより、マルチレベル電力変換装置の交流側電流の波形歪が抑制される。

【0069】

(3) 平滑コンデンサ電圧のばらつきを緩和するためのバランス抵抗が不要となり、バランス抵抗で消費していた電力損失も削減できる。さらにバランス抵抗のコストの削減と、バランス抵抗接続に要する作業時間を削減することができる。

【0070】

(4) 高価な交流リアクトルを使用しなくともよく、また、高価な昇圧トランスを平滑コンデンサの個数よりも少ない個数のみ使用するため、電力変換装置全体のコストが低減できる。

【0071】

(5) 体積・重量ともに大きな交流リアクトルを使用しなくともよく、また、体積・重量ともに大きな昇圧トランスを平滑コンデンサの個数よりも少ない個数のみ使用するため、電力変換装置の体積・重量が低減できる。

【0072】

(6) 上記理由により電力変換装置の体積・重量が低減できるため、電力変換装置を支持する構造部材が安価となるため、電力変換装置全体のコストが低減できる。

【0073】

(7) 交流リアクトルを使用しなくともよく、また、昇圧トランスを平滑コンデンサの個数よりも少ない個数のみ使用するため、構造が簡素化でき、配線に要する作業時間を低減することができる。

【0074】

(8) 前記コンバータ部の入力側の交流電源と前記スコットトランスの入力側の3相交流電源を共通化した場合は、複数の平滑コンデンサを予備充電するための専用の交流電源を設ける必要がなくなる。

【実施例2】

【0075】

図2は本発明を5レベル電力変換装置に適用した実施例2の構成を示しており、図1と同一部分は同一符号をもって示している。図2において図1と異なる点は、前記低圧3相電源の代わりに低圧単相電源を設け、昇圧トランス600の二次側巻線を単相巻線とし、前記スコットトランス700および整流部900の代わりにコッククロフト・ウォルトン回路部1000および遮断器1100(第3の遮断器)を設けた点にあり、その他の部分は図1と同一に構成されている。つまり本実施例2では、コッククロフト・ウォルトン回路部1000および遮断器1100によって、本発明の個別充電電流供給手段を構成している。

【0076】

コッククロフト・ウォルトン回路部1000は、平滑コンデンサC1~C4に対して、同数の第1~第4の単位昇圧整流回路1011~1014を、遮断器1100を介して設け、平滑コンデンサC1~C4各々が単位昇圧整流回路1011~1014の各々の出力側コンデンサとなるように接続して構成される。

【0077】

すなわち、第1の単位昇圧整流回路1011は、入力側コンデンサC11と、アノードが前記入力側コンデンサC11の一端に接続され、カソードが遮断器1100の接点11(第1の接点)を介して平滑コンデンサC1の正極に接続されたダイオードD11(第5のダイオード)と、カソードが入力側コンデンサC11の一端に接続されアノードが遮断器1100の接点12(第2の接点)を介して平滑コンデンサC1およびC2の共通接続点に接続されたダイオードD12(第6のダイオード)とを有している。

【0078】

第2の単位昇圧整流回路1012は、一端が入力側コンデンサC11の他端に接続された入力側コンデンサC12と、アノードが入力側コンデンサC11およびC12の共通接

10

20

30

40

50

続点に接続され、カソードが前記接点 1 2 を介して平滑コンデンサ C 1 および C 2 の共通接続点に接続されたダイオード D 1 3 (第 7 のダイオード)と、カソードが入力側コンデンサ C 1 1 および C 1 2 の共通接続点に接続され、アノードが遮断器 1 1 0 0 の接点 1 3 (第 3 の接点)を介して平滑コンデンサ C 2 および C 3 の共通接続点に接続されたダイオード D 1 4 (第 8 のダイオード)とを有している。

【0079】

第 3 の単位昇圧整流回路 1 0 1 3 は、一端が入力側コンデンサ C 1 2 の他端に接続された入力側コンデンサ C 1 3 と、アノードが入力側コンデンサ C 1 2 および C 1 3 の共通接続点に接続され、カソードが前記接点 1 3 を介して平滑コンデンサ C 2 および C 3 の共通接続点に接続されたダイオード D 1 5 (第 9 のダイオード)と、カソードが入力側コンデンサ C 1 2 および C 1 3 の共通接続点に接続され、アノードが遮断器 1 1 0 0 の接点 1 4 (第 4 の接点)を介して平滑コンデンサ C 3 および C 4 の共通接続点に接続されたダイオード D 1 6 (第 10 のダイオード)とを有している。

10

【0080】

第 4 の単位昇圧整流回路 1 0 1 4 は、一端が入力側コンデンサ C 1 3 の他端に接続され、他端が昇圧トランス 6 0 0 の二次側の単相巻線の一端に接続された入力側コンデンサ C 1 4 と、アノードが入力側コンデンサ C 1 3 および C 1 4 の共通接続点に接続され、カソードが前記接点 1 4 を介して平滑コンデンサ C 3 および C 4 の共通接続点に接続されたダイオード D 1 7 (第 11 のダイオード)と、カソードが入力側コンデンサ C 1 3 および C 1 4 の共通接続点に接続され、アノードが、昇圧トランス 6 0 0 の二次側単相巻線の他端に接続され、且つ遮断器 1 1 0 0 の接点 1 5 (第 5 の接点)を介して平滑コンデンサ C 4 の負極に接続されたダイオード D 1 8 (第 12 のダイオード)とを有している。

20

【0081】

コッククロフト・ウォルトン回路部 1 0 0 0 は、入力電圧 V_{in} (昇圧トランス 6 0 0 の単相交流出力電圧)に対して 2 倍の電圧を、各単位昇圧整流回路 1 0 1 1 ~ 1 0 1 4 の出力側コンデンサとなる平滑コンデンサ C 1 ~ C 4 に各々出力できる回路であり、図 3 に示す、非特許文献 1 に開示されているコッククロフト・ウォルトン回路と同様の動作を行う。

【0082】

図 3 (a)において、単位昇圧回路(1)は、例えば $500V_{PEAK}$ 、 $10kHz$ を出力する単相交流電源の両端間に直列に接続された入力側コンデンサ C 1 および図示極性のダイオード D 1 と、ダイオード D 1 のカソード、アノード間に直列に接続された図示極性のダイオード D 2 および出力側コンデンサ C 2 とで構成されている。

30

【0083】

このように構成された単位昇圧回路を 10 段接続(単位昇圧回路(1)~(10))し最終段から出力電圧 V_{out} が出力される。

【0084】

単位昇圧回路(1)の入力電圧 V_{in} が正のときは、ダイオード D 2 を通して出力側コンデンサ C 2 が充電され、入力電圧 V_{in} が負のときは、ダイオード D 1 を通して入力側コンデンサ C 1 が充電されるとともに、出力側コンデンサ C 2 は前記充電電圧を保持する動作が繰り返される。

40

【0085】

その結果、コンデンサ C 1 の図示 P 1 点の電圧は $500V$ を中心にした $\pm 500V$ の正弦波となり、出力側コンデンサ C 2 の図示 O 1 点の電圧は $1000V$ (入力電圧 V_{in} のピーク値の 2 倍)の直流電圧となる。

【0086】

したがって、最終段の出力電圧 V_{out} は、各点(O1~O9)と出力端子の電圧変化を示す図 3 (b)のように $10kV$ となる(コッククロフト・ウォルトン回路の出力電圧 V_{out} は、単位昇圧回路の段数を N とすると、入力電圧 V_{in} のピーク値の $2 \cdot N$ 倍となる)。

50

【 0 0 8 7 】

図 3 から、単位昇圧回路 (1) ~ (1 0) の各出力側コンデンサ C 2 、 C 4 、 ... C 2 0 が均等な電圧で充電されていることがわかる。

【 0 0 8 8 】

このような図 3 のコッククロフト・ウォルトン回路の動作と同様の動作が図 2 のコッククロフト・ウォルトン回路部 1 0 0 0 で行われるものであり、以下、本実施例 2 の動作を説明する。

【 0 0 8 9 】

電動機 3 0 0 を起動する場合、まず制御部 2 4 0 は高圧遮断器 1 0 0 および遮断器 4 0 0 、 1 1 0 0 が O F F であることを確認する。次に制御部 2 4 0 は遮断器 4 0 0 、 1 1 0 0 を O N とする。

10

【 0 0 9 0 】

遮断器 4 0 0 、 1 1 0 0 (の各接点 1 1 ~ 1 5) が O N されると、低圧単相電源からの電力が限流抵抗器 5 0 0 および昇圧トランス 6 0 0 を経由してコッククロフト・ウォルトン回路部 1 0 0 0 に入力される。そしてコッククロフト・ウォルトン回路部 1 0 0 0 の動作により平滑コンデンサ C 1 ~ C 4 に直流電圧が充電される。

【 0 0 9 1 】

すなわち、第 1 の単位昇圧整流回路 1 0 1 1 の入力電圧 V_{in} (昇圧トランス 6 0 0 の二次側電圧) が正の電圧のとき、昇圧トランス 6 0 0 → 入力側コンデンサ C 1 4 → ダイオード D 1 7 → 接点 1 4 → 平滑コンデンサ C 4 → 接点 1 5 → 昇圧トランス 6 0 0 の経路で電流が流れ、平滑コンデンサ C 4 が充電される。

20

【 0 0 9 2 】

また、昇圧トランス 6 0 0 → 入力側コンデンサ C 1 4 → 入力側コンデンサ C 1 3 → ダイオード D 1 5 → 接点 1 3 → 平滑コンデンサ C 3 → 平滑コンデンサ C 4 → 接点 1 5 → 昇圧トランス 6 0 0 の経路で電流が流れ、平滑コンデンサ C 3 、 C 4 が充電される。

【 0 0 9 3 】

また、昇圧トランス 6 0 0 → 入力側コンデンサ C 1 4 → 入力側コンデンサ C 1 3 → 入力側コンデンサ C 1 2 → ダイオード D 1 3 → 接点 1 2 → 平滑コンデンサ C 2 → 平滑コンデンサ C 3 → 平滑コンデンサ C 4 → 接点 1 5 → 昇圧トランス 6 0 0 の経路で電流が流れ、平滑コンデンサ C 2 、 C 3 、 C 4 が充電される。

30

【 0 0 9 4 】

また、昇圧トランス 6 0 0 → 入力側コンデンサ C 1 4 → 入力側コンデンサ C 1 3 → 入力側コンデンサ C 1 2 → 入力側コンデンサ C 1 1 → ダイオード D 1 1 → 接点 1 1 → 平滑コンデンサ C 1 → 平滑コンデンサ C 2 → 平滑コンデンサ C 3 → 平滑コンデンサ C 4 → 接点 1 5 → 昇圧トランス 6 0 0 の経路で電流が流れ、平滑コンデンサ C 1 、 C 2 、 C 3 、 C 4 が充電される。

【 0 0 9 5 】

また、前記入力電圧 V_{in} が負の電圧のとき、昇圧トランス 6 0 0 → 接点 1 5 → 平滑コンデンサ C 4 → 平滑コンデンサ C 3 → 平滑コンデンサ C 2 → 接点 1 2 → ダイオード D 1 2 → 入力側コンデンサ C 1 1 → 入力側コンデンサ C 1 2 → 入力側コンデンサ C 1 3 → 入力側コンデンサ C 1 4 → 昇圧トランス 6 0 0 の経路で電流が流れ、平滑コンデンサ C 4 、 C 3 、 C 2 が放電される。

40

【 0 0 9 6 】

また、昇圧トランス 6 0 0 → 接点 1 5 → 平滑コンデンサ C 4 → 平滑コンデンサ C 3 → 接点 1 3 → ダイオード D 1 4 → 入力側コンデンサ C 1 2 → 入力側コンデンサ C 1 3 → 入力側コンデンサ C 1 4 → 昇圧トランス 6 0 0 の経路で電流が流れ、平滑コンデンサ C 4 、 C 3 が放電される。

【 0 0 9 7 】

また、昇圧トランス 6 0 0 → 接点 1 5 → 平滑コンデンサ C 4 → 接点 1 4 → ダイオード D 1 6 → 入力側コンデンサ C 1 3 → 入力側コンデンサ C 1 4 → 昇圧トランス 6 0 0 の経路で

50

電流が流れ、平滑コンデンサC4が放電される。

また、昇圧トランス600→ダイオードD18→昇圧トランス600の経路で電流が流れる。

【0098】

上記の、入力電圧 V_{in} が正の電圧のときの動作と V_{in} が負の電圧のときの動作を繰り返すことにより、平滑コンデンサC1～C4はそれぞれ V_{in} の電圧のピーク値の2倍の直流電圧に充電される。つまり平滑コンデンサC1～C4は均等電圧に充電される。

【0099】

5レベル電力変換装置200内の電圧検出部231～234により検出された検出値は制御部240に入力され、平滑コンデンサC1～C4各々の電圧が目標電圧に達したとき予備充電が完了する。

10

【0100】

そして予備充電が完了すると、制御部240は遮断器400、1100の開放を指示し、遮断器400、1100をOFFとする。

【0101】

その後、制御部240は高圧遮断器100の投入を指示し、高圧遮断器100をONとする。

【0102】

次に、5レベル電力変換装置200内のコンバータ部210およびインバータ部220の半導体スイッチング素子のON/OFF動作を開始することによって、コンバータ部210とインバータ部220の運転を開始する。

20

【0103】

インバータ部220内の各半導体スイッチング素子は所定のON/OFFパターンによりON/OFF制御されることによって、平滑コンデンサC1～C4の各々の電圧をEとすると、2E、E、0、-E、-2Eの5レベルの電圧が出力される。

【0104】

インバータ部220は出力電圧を電動機300へ印加するため、電動機300は起動を開始する。

【0105】

尚、コンバータ部210とインバータ部220の運転開始後は、半導体スイッチング素子のON/OFF動作によって各平滑コンデンサC1～C4の電圧が一定値となるように制御する。したがって、運転開始後の動作においても図5で述べたバランス抵抗(R1～R4)は不要である。

30

【0106】

また、上記説明において、電圧検出部231～234の検出電圧が目標電圧に達したときに予備充電を終了しているが、変換器の試運転時に目標電圧に到達する予備充電時間を計測しておけば、電圧検出部231～234で電圧を測定することなく、試運転で計測した予備充電時間の経過時に、遮断器400、1100を遮断する制御も可能である。この場合、電圧検出部231～234が不要となる利点がある。

【0107】

40

また、上記説明において、平滑コンデンサの予備充電用電源として低圧単相電源を用いているが、5レベル電力変換装置200に入力する3相高圧電源の2相(例えばR相とS相)から遮断器400を経由して予備充電することも可能であり、このように構成することにより低圧単相電源を用意する必要がなくなるという利点がある。

【0108】

また、図2では、平滑コンデンサが4直列されている5レベル電力変換装置(200)について説明したが、コッククロフト・ウォルトン回路部1000の単位昇圧整流回路(例えば1011)をn段(n=偶数)用意することにより、平滑コンデンサがn直列されている(n+1)レベル電力変換装置についても同様に構成することができることは自明である。

50

【 0 1 0 9 】

以上のように、本実施例 2 によれば次のような効果が得られる。

【 0 1 1 0 】

(1) 予備充電時に、複数ある平滑コンデンサの初期電圧を均等に充電することができ、平滑コンデンサやコンバータ部、インバータ部内の各半導体スイッチング素子に過大な電圧が印加されて半導体スイッチング素子が過電圧破壊することが防止される。

【 0 1 1 1 】

(2) 平滑コンデンサの初期電圧を均等に充電することにより、マルチレベル電力変換装置の交流側電流の波形歪が抑制される。

【 0 1 1 2 】

(3) 平滑コンデンサ電圧のばらつきを緩和するためのバランス抵抗が不要となり、バランス抵抗で消費していた電力損失も削減できる。さらにバランス抵抗のコストの削減と、バランス抵抗接続に要する作業時間を削減することができる。

【 0 1 1 3 】

(4) 高価な交流リアクトルを使用しなくともよく、また、高価な昇圧トランスを平滑コンデンサの個数よりも少ない個数のみ使用するため、電力変換装置全体のコストが低減できる。

【 0 1 1 4 】

(5) 体積・重量ともに大きな交流リアクトルを使用しなくともよく、また、体積・重量ともに大きな昇圧トランスを平滑コンデンサの個数より少ない個数のみ使用するため、電力変換装置の体積・重量が低減できる。

【 0 1 1 5 】

(6) 上記理由により電力変換装置の体積・重量が低減できるため、電力変換装置を支持する構造部材が安価となるため、電力変換装置全体のコストが低減できる。

【 0 1 1 6 】

(7) 交流リアクトルを使用しなくともよく、また、昇圧トランスを平滑コンデンサの個数より少ない個数のみ使用するため、構造が簡素化でき、配線に要する作業時間を低減することができる。

【 0 1 1 7 】

(8) コッククロフト・ウォルトン回路を用いているため、平滑コンデンサ C 1 ~ C 4 はそれぞれ昇圧トランス 6 0 0 の出力電圧、すなわちコッククロフト・ウォルトン回路部 1 0 0 0 の入力電圧 V_{in} の電圧のピーク値の 2 倍の直流電圧に充電される。このため、図 2 の昇圧トランス 6 0 0 の出力電圧 (V_{in}) は従来技術の図 4、図 5 の昇圧トランス 6 0 0 の出力電圧より低い電圧値でよい。

【 0 1 1 8 】

したがって、本実施例 2 では昇圧トランス 6 0 0 の出力電圧が低減されるため、昇圧トランス 6 0 0 の耐電圧仕様も低減される。このことは昇圧トランス 6 0 0 の小型化、低コスト化、さらには電力変換装置の小型化、低コスト化につながる。また、実施例 1 の図 1 の構成と比較し、スコットトランス 7 0 0 を使用しないため、小型化、軽量化、低コスト化を図ることができる。

【 符号の説明 】

【 0 1 1 9 】

- 1 1 ~ 1 5 ... 接点
- 1 0 0 ... 高圧遮断器
- 2 0 0 ... 5 レベル電力変換装置
- 2 1 0 ... コンバータ部
- 2 2 0 ... インバータ部
- 2 3 1 ~ 2 3 4 ... 電圧検出部
- 2 4 0 ... 制御部
- 3 0 0 ... 電動機

10

20

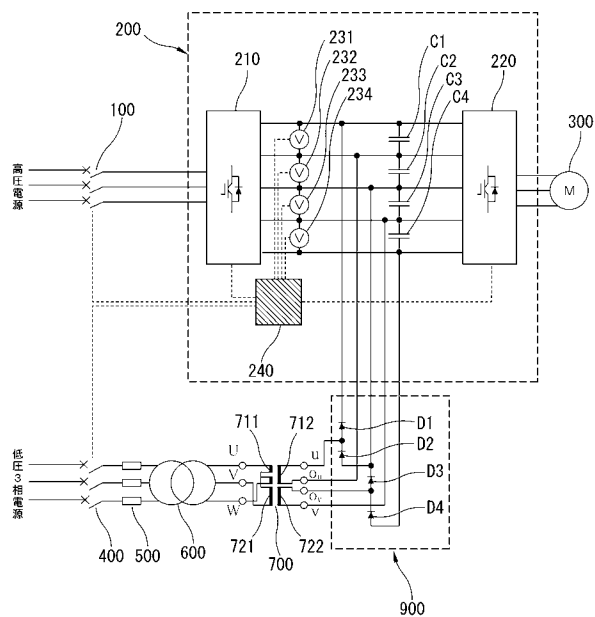
30

40

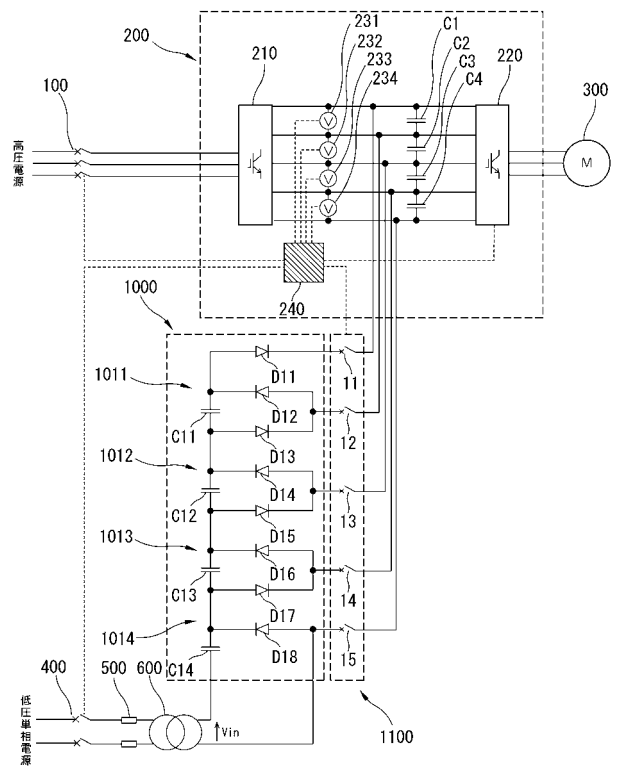
50

- 4 0 0、1 1 0 0 ... 遮断器
 5 0 0 ... 限流抵抗器
 6 0 0 ... 昇圧トランス
 7 0 0 ... スコットトランス
 9 0 0 ... 整流部
 1 0 0 0 ... コッククロフト・ウォルトン回路部
 1 0 1 1 ~ 1 0 1 4 ... 単位昇圧整流回路
 C 1 ~ C 4 ... 平滑コンデンサ
 C 1 1 ~ C 1 4 ... 入力側コンデンサ
 D 1 ~ D 4、D 1 1 ~ D 1 8 ... ダイオード

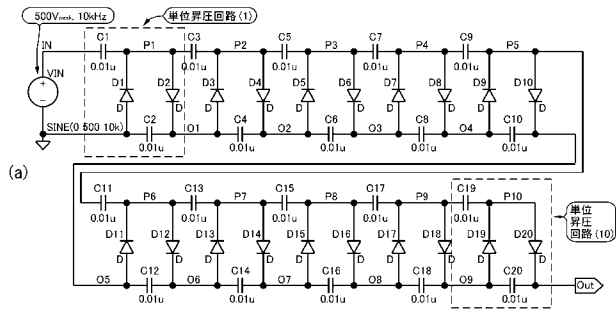
【図 1】



【図 2】



【図 3】



500V_{peak} の正弦波を入力すると 10kV の直流が出力される高圧電源回路
ダイオードとコンデンサで充放電を繰り返して昇圧している

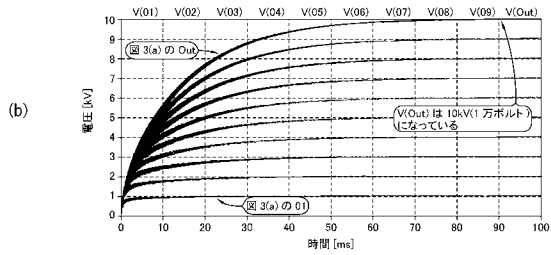
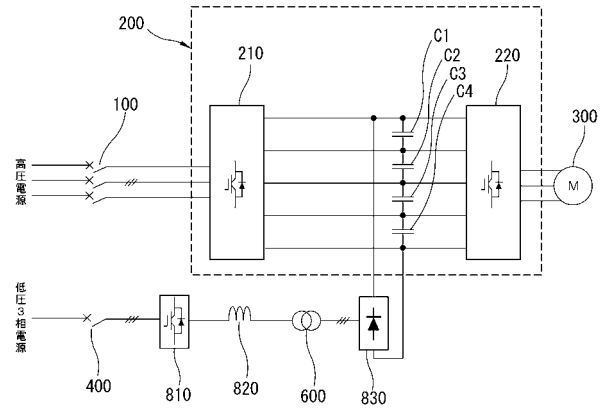
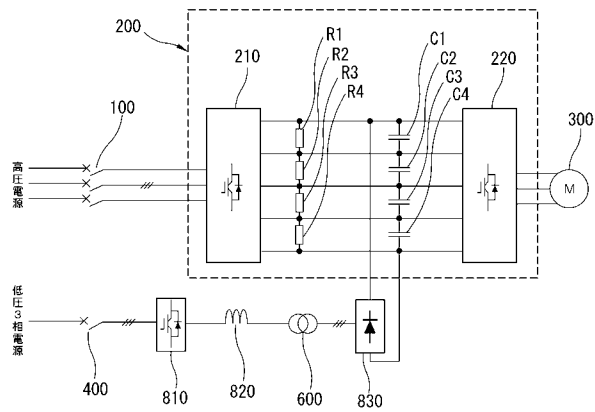


図 3(a) の各点 (01 ~ 09) と出力端子 V_{out} の電圧変化

【図 4】



【図 5】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H770 AA01 AA24 BA01 CA02 CA08 CA10 DA03 DA37 FA03 HA03W
JA17W LA10W