

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6526344号
(P6526344)

(45) 発行日 令和1年6月5日(2019.6.5)

(24) 登録日 令和1年5月17日(2019.5.17)

(51) Int. Cl.	F 1		
HO2M 7/49 (2007.01)	HO2M 7/49		
HO2M 7/48 (2007.01)	HO2M 7/48		M
HO2M 7/12 (2006.01)	HO2M 7/12		F
	HO2M 7/12		H

請求項の数 15 (全 25 頁)

(21) 出願番号	特願2018-539524 (P2018-539524)	(73) 特許権者	000006013
(86) (22) 出願日	平成29年6月7日(2017.6.7)		三菱電機株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2017/021147		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(87) 国際公開番号	W02018/051587	(74) 代理人	100094916
(87) 国際公開日	平成30年3月22日(2018.3.22)		弁理士 村上 啓吾
審査請求日	平成30年9月10日(2018.9.10)	(74) 代理人	100073759
(31) 優先権主張番号	特願2016-178473 (P2016-178473)		弁理士 大岩 増雄
(32) 優先日	平成28年9月13日(2016.9.13)	(74) 代理人	100127672
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		弁理士 吉澤 憲治
		(74) 代理人	100088199
			弁理士 竹中 考生
		(72) 発明者	菊地 健
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置および電力システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

各相の第1アームと第2アームとがそれぞれ直列接続される複数の相アームを正負の直流線路間に並列接続して備え、三相交流と直流との間で電力変換を行う電力変換器と、前記第1アーム、前記第2アームに対する電圧指令値をそれぞれ生成して、前記電圧指令値に基づいて前記電力変換器を駆動制御する制御装置とを備えた電力変換装置において、前記第1アーム、前記第2アームのそれぞれは、上下アーム共に半導体スイッチング素子を有する第1直列体と、該第1直列体に並列接続された直流コンデンサとから成る変換器セルにより構成され、前記第2アーム内の前記変換器セルは、前記直流コンデンサと、前記第1直列体と、上下アームの一方に半導体スイッチング素子を有し、他方にダイオードを有する第2直列体とを並列接続して成り、前記直流コンデンサの両端電圧の大きさに対応する正負の極性の電圧を出力する第2変換器セルであり、前記制御装置は、

前記直流線路間の短絡を検出すると、前記電力変換器内の前記半導体スイッチング素子をオフ状態にする保護制御を行い、

前記直流線路間の短絡の解消を検知すると、前記ダイオードを流れる負極性電流を前記相アームに流す電圧指令値を、前記第1アームおよび前記第2アーム内の前記変換器セルに対して与えて前記電力変換器の再起動制御を行う、電力変換装置。

【請求項 2】

前記制御装置は、前記再起動制御において、
前記第 1 アーム内の前記変換器セルに対し、正極性の直流電圧指令値を有する電圧指令値を与えると共に、前記第 2 アーム内の前記第 2 変換器セルに対し、負極性から正極性に漸増する直流電圧指令値を有する電圧指令値を与えて、前記直流線路が有するインピーダンスを用いて前記相アームに、前記ダイオードを流れる前記負極性電流を流しつつ、漸増する直流電圧を前記直流線路に出力する、
請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 3】

前記第 2 直列体は、前記ダイオードが並列接続された半導体スイッチング素子を前記他方に有するものであり、
前記制御装置は、前記再起動制御において、
前記第 2 直列体における前記他方の前記半導体スイッチング素子をオフ状態に固定する、
請求項 1 または請求項 2 に記載の電力変換装置。

10

【請求項 4】

前記制御装置は、前記再起動制御において、
前記直流線路間の短絡の解消を検知すると、前記第 1 アーム内の前記変換器セルに対し、定格の交流電圧指令値および正極性の定格の直流電圧指令値を有する電圧指令値を与えると共に、前記第 2 アーム内の前記第 2 変換器セルに対し、定格の交流電圧指令値および負極性の定格の直流電圧指令値から正極性の定格の直流電圧指令値まで漸増する直流電圧指令値を有する電圧指令値を与える、
請求項 2 または請求項 3 に記載の電力変換装置。

20

【請求項 5】

前記制御装置は、前記再起動制御において、
前記第 2 変換器セル内の前記直流コンデンサの電圧が、所定の電圧値範囲外となったことを検知すると、前記直流線路における直流電圧の漸増速度が該検知時より早くなるように、前記第 2 アーム内の前記第 2 変換器セルに対する電圧指令値を調整する、
請求項 2 または請求項 4 に記載の電力変換装置。

【請求項 6】

前記インピーダンスは、前記直流線路と接地との間の浮遊インピーダンスである、
請求項 2 に記載の電力変換装置。

30

【請求項 7】

正負の前記直流線路間に、前記インピーダンスとして静電容量を備え、
前記制御装置は、前記再起動制御において、
前記静電容量を介して前記相アームに前記負極性電流を流す、
請求項 2 または請求項 6 に記載の電力変換装置。

【請求項 8】

正負の前記直流線路間に、前記インピーダンスとしての抵抗と、該抵抗に直列接続された第 1 開閉器とを備え、
前記制御装置は、前記直流線路間の短絡の解消を検知すると、
前記第 1 開閉器を閉状態に動作させた後に前記再起動制御を行い、
前記直流線路の電圧が定格電圧値範囲内に達した後に、前記第 1 開閉器を開状態に動作させる、
請求項 2、請求項 6、請求項 7 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

40

【請求項 9】

前記第 1 アーム内の前記変換器セルは、全て前記直流コンデンサと前記第 1 直列体とが並列接続されたハーフブリッジ構成の第 1 変換器セルである、
請求項 1 から請求項 8 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 10】

前記第 1 アーム内の前記変換器セルは、全て前記第 2 変換器セルである、

50

請求項 1 から請求項 8 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 1 1】

前記第 1 アームは、前記直流コンデンサと前記第 1 直列体とが並列接続されたハーフブリッジ構成の第 1 変換器セルと、前記第 2 変換器セルとで構成された、
請求項 1 から請求項 8 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 1 2】

前記直流線路間が短絡した際における前記電力変換器の短絡電流経路内に接続される前記各第 2 変換器セルの前記直流コンデンサの充電電圧の総和が、前記電力変換器の交流線路の電圧より高い、
請求項 1 から請求項 1 1 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

10

【請求項 1 3】

前記制御装置は、前記電力変換器の定常制御において、
前記第 2 直列体における前記他方の前記半導体スイッチング素子をオフ状態に固定する、
請求項 3 に記載の電力変換装置。

【請求項 1 4】

請求項 1 から請求項 1 3 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置を複数個備え、各前記電力変換装置の前記電力変換器における前記直流線路が互いに接続される電力システム。

【請求項 1 5】

前記複数の電力変換装置は、

前記電力変換器の直流側の直流端子に接続される第 2 開閉器をそれぞれ備え、該第 2 開閉器を介してそれぞれ前記直流線路に接続され、

20

前記直流線路間の短絡を検出すると、それぞれの前記第 2 開閉器を開状態に動作させると共に前記保護制御を行い、

前記直流線路間の短絡の解消を検知すると、前記複数の電力変換装置の内、所定の前記電力変換装置が、該電力変換装置が備える前記第 2 開閉器を閉状態に動作させると共に、その他の前記電力変換装置が備える前記第 2 開閉器が開状態であることを判定した後に、前記再起動制御を行う、
請求項 1 4 に記載の電力システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

30

【0001】

本発明は、複数の半導体スイッチング素子と直流コンデンサとからなる変換器セルでアームを構成し、交流回路と直流回路との間で電力変換を行う大容量の電力変換装置、および該電力変換装置を備えた電力システムに係り、特に、高圧直流線路における短絡電流を抑制し、短絡が除去された後の再起動制御に関するものである。

【背景技術】

【0002】

大容量の電力変換装置は、電力変換器の出力が高電圧または大電流となるため、複数の変換器を直列または並列に多重化することで構成されていることが多い。変換器を多重化することは、電力変換器の容量を大きくするためだけではない。変換器の出力を合成することにより、電力変換器の出力電圧波形に含まれる高調波を低減し、その結果、系統に流出する高調波電流を低減できる。

40

【0003】

変換器を多重化する方法は、様々存在し、リアクトル多重や変圧器多重、直接多重などがある。変圧器で多重化すると、交流側は変圧器で絶縁されるため各変換器の直流を共通化できるというメリットがある。しかし、出力電圧が高電圧となると多重変圧器の構成が複雑となる点および変圧器のコストが高くなる点がデメリットである。

そこで、高圧用途に適した多重変圧器を必要としない電力変換装置として、複数の変換器の出力をカスケード接続したマルチレベル変換器が提案されており、その中の一つにモジュラーマルチレベル変換器（以下、MMC と称す）がある。

50

【0004】

MMCは、セルと呼ばれる複数の単位変換器（以下、変換器セルと称す）がカスケード接続されたアームで構成されている。変換器セルは、複数の半導体スイッチング素子と直流コンデンサとを備えている。そして、半導体スイッチング素子をオン、オフさせることにより、直流コンデンサの両端電圧および零電圧を出力する。

【0005】

三相MMCの場合は、各相個別に上記アームが構成されている。この各相アームは互いに並列接続されており、並列接続された両端の接続端子を直流端子としている。また各相アームは、カスケード接続された変換器セルの総数の半数をそれぞれ有する正側アーム、負側アームから成る。正側アームと負側アームとの接続点が交流側入出力端子となる。

MMCの各変換器セルの出力は、MMCの交流端および直流端の両側に接続されているため、各変換器セルは、直流および交流の両方を出力するという特徴を持つ。つまり、各アームを流れる電流には交流成分と直流成分とが存在する。よって、MMCでは、これら複数の電流成分を制御している。

【0006】

また、MMCは交流端および直流端の両側に接続されているため、それぞれの端子で発生する短絡、系統擾乱などに対応する必要がある。特に、直流端で短絡などが発生した場合、短絡が除去されるまでは送電が停止するため、迅速に短絡を除去し、定格送電を再開する必要がある。短絡が発生すると直流端の電圧が零となるため、短絡除去後に、送電を開始するためには電力変換装置の直流出力電圧を定格まで立ち上げる必要がある。系統へ影響を与えずに電力変換装置を再起動する方法として、交流系統と連系した状態で直流電圧を徐々に立ち上げることで、直流線路の過電圧を抑止して安定して直流電圧を復帰させる次の様な電力変換装置の再起動方法が開示されている。

【0007】

電力変換器の各アームは、フルブリッジ形単位変換器と双方向チョッパ形単位変換器の2種類の単位変換器で構成されている。指令値分配部は、交流電圧指令値と直流電圧指令値を、双方向チョッパ群の出力電圧指令値、フルブリッジ群の出力電圧指令値とに分配する。ゲートパルス発生部は、各電圧指令値と実際の電圧が極力一致するように、各フルブリッジ形単位変換器に与えるゲート信号と、双方向チョッパ形単位変換器に与えるゲート信号を生成する。

【0008】

直流事故検出部は、直流事故を検出してから一定時間経過後に、直流事故検出信号を0から1に変化させる。このとき、直流事故検出部はある傾きをもって、ランプ関数状に、直流事故検出信号を0から1に変化させる。直流事故検出信号は、前述した指令分配部に与えられる。直流事故検出信号の変化に伴って、指令値分配部が、双方向チョッパ群の出力電圧指令値と、フルブリッジ群の出力電圧指令値を直流事故発生と同様の波形に復帰させる（例えば、特許文献1参照）。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0009】

【特許文献1】特開2013-121223号公報（3頁、段落[0082]～[0134]、図1～図6）

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

上記のような従来の電力変換装置では、直流線路の短絡の検出から一定時間経過後の再起動時において、事故検出信号を0から1に傾きを持って変化させている。そして交流電圧を出力しつつ、直流出力電圧がこの事故検出信号の変化に伴うように、各双方向チョッパ形単位変換器と各フルブリッジ形単位変換器が有する全ての半導体スイッチング素子をスイッチングしている。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 1 】

直流線路の短絡後においては、直流線路の直流電圧を迅速に所望の電圧値まで復帰させて送電を開始することが求められる。しかしながら、電力変換装置の再起動開始時には相アームを流れる電流は小さい。そのため、このような多数の半導体スイッチング素子のオン、オフの切り替えに起因するノイズの影響により、相アームを流れる直流電流の極性が変化することがあった。そのため、変換器セル内の直流コンデンサの電圧にばらつきが生じ、各変換器セルが電圧指令値通りの出力を行えないことがあった。このため、直流線路の電圧を直流電圧指令値通りに迅速に立ち上げることができず、電力変換装置を精度よく再起動できないという問題点があった。

【 0 0 1 2 】

本発明は上述のような問題点を解決するためになされたものであり、電力変換装置を精度よく再起動することのできる電力変換装置および電力システムの提供を目的とする。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 3 】

本発明に係る電力変換装置は、
各相の第1アームと第2アームとがそれぞれ直列接続される複数の相アームを正負の直流線路間に並列接続して備え、三相交流と直流との間で電力変換を行う電力変換器と、
前記第1アーム、前記第2アームに対する電圧指令値をそれぞれ生成して、前記電圧指令値に基づいて前記電力変換器を駆動制御する制御装置とを備えた電力変換装置において、
前記第1アーム、前記第2アームのそれぞれは、
上下アーム共に半導体スイッチング素子を有する第1直列体と、該第1直列体に並列接続された直流コンデンサとから成る変換器セルにより構成され、
前記第2アーム内の前記変換器セルは、前記直流コンデンサと、前記第1直列体と、上下アームの一方に半導体スイッチング素子を有し、他方にダイオードを有する第2直列体とを並列接続して成り、前記直流コンデンサの両端電圧の大きさに対応する正負の極性の電圧を出力する第2変換器セルであり、
前記制御装置は、

前記直流線路間の短絡を検出すると、前記電力変換器内の前記半導体スイッチング素子をオフ状態にする保護制御を行い、

前記直流線路間の短絡の解消を検知すると、前記ダイオードを流れる負極性電流を前記相アームに流す電圧指令値を、前記第1アームおよび前記第2アーム内の前記変換器セルに対して与えて前記電力変換器の再起動制御を行うものである。

また、本発明に係る電力システムは、

上記のように構成された電力変換装置を複数個備え、各前記電力変換装置の前記電力変換器における前記直流線路が互いに接続されるものである。

【発明の効果】

【 0 0 1 4 】

この発明に係る電力変換装置によれば、電力変換装置の再起動時における半導体スイッチング素子のオン、オフの切り替えに起因するノイズを低減する。これにより、電力変換装置、および該電力変換装置を備えた電力システムを精度よく再起動させることができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 5 】

【図1】本発明の実施の形態1による電力変換装置の概略構成図である。

【図2】本発明の実施の形態1による2端子HVDCシステムの概略構成図である。

【図3】本発明の実施の形態1による第1変換器セルの構成図である。

【図4】本発明の実施の形態1による第2変換器セルの構成図である。

【図5】本発明の実施の形態1による制御装置の構成例を示すブロック図である。

【図6】本発明の実施の形態1による電力変換装置の制御動作を示すフロー図である。

【図7】直流端子間の短絡により生ずる短絡電流の経路を示す図である。

10

20

30

40

50

【図 8】本発明の実施の形態 1 による電力変換器の再起動制御時における、電力変換器の状態を示す波形図である。

【図 9】本発明の実施の形態 1 による電力変換器の再起動制御時における、負極性電流の経路を示す図である。

【図 10】本発明の実施の形態 1 による第 2 変換器セルの別例を示す構成図である。

【図 11】本発明の実施の形態 2 による電力変換装置の制御動作を示すフロー図である。

【図 12】本発明の実施の形態 3 による電力変換装置の概略構成図である。

【図 13】本発明の実施の形態 4 による電力変換装置の概略構成図である。

【図 14】本発明の実施の形態 4 による電力変換装置の制御動作を示すフロー図である。

【図 15】本発明の実施の形態 5 による H V D C システムの概略構成図である。

【図 16】本発明の実施の形態 6 による H V D C システムの概略構成図である。

【発明を実施するための形態】

【0016】

実施の形態 1 .

以下、本発明の実施の形態 1 による電力変換装置 100 について図を用いて説明する。

図 1 は、本発明の実施の形態 1 による電力変換装置 100 の概略構成図である。

図 2 は、本発明の実施の形態 1 による電力変換装置 100 を複数個用いて構成した 2 端子 H V D C システムの概略構成図である。図 2 において、本実施の形態の電力変換装置 100 を 100 A、100 B として示している。

【0017】

電力変換装置 100 は直流と交流との間で電力変換を行うものである。図 2 に示すように、電力変換装置 100 A、100 B のそれぞれの交流側が、交流系統である三相交流電源 9 A、9 B に接続されている。また、電力変換装置 100 A、100 B のそれぞれの直流側が正負の直流線路 13 P、13 N で構成される直流系統に接続されている。こうして、電力変換装置 100 A、100 B 間で高圧直流電力の授受を行う電力システムとしての 2 端子高圧直流 (H V D C : H i g h V o l t a g e D i r e c t C u r r e n t) システムが構成される。

【0018】

図 1 に示すように、電力変換装置 100 は主回路である電力変換器 1 と、電力変換器 1 を制御する制御装置 50 とを備える。前述したように電力変換器 1 の交流側が連系変圧器 8 を介して三相交流電源 9 に接続され、直流側が直流端子 P N を介して正負の直流線路 13 P、13 N に接続されている。

【0019】

電力変換器 1 の各相は、相アーム (相アーム 4 U、4 V、4 W) で構成される。これら複数の相アーム 4 U、4 V、4 W は、正側の直流線路 13 P に接続される第 1 アーム 5 U、5 V、5 W と、負側の直流線路 13 N に接続される第 2 アーム 6 U、6 V、6 W とがそれぞれが直列接続されて構成される。第 1 アーム 5 U、5 V、5 W と第 2 アーム 6 U、6 V、6 W との接続点である交流端子 7 U、7 V、7 W は、各相の交流線にそれぞれ接続される。そして、これら 3 つの相アーム 4 U、4 V、4 W が正負の直流線路 13 P、13 N 間に並列接続される。

【0020】

第 1 アーム 5 U、5 V、5 W と第 2 アーム 6 U、6 V、6 W のそれぞれは、1 台以上の変換器セル (第 1 変換器セル 10、第 2 変換器セル 20) を直列接続したセル群で構成されている。そして、第 1 アーム 5 U、5 V、5 W にはリアクトル 11 U、11 V、11 W がそれぞれ直列に接続されている。また、第 2 アーム 6 U、6 V、6 W にはリアクトル 12 U、12 V、12 W がそれぞれ直列に接続されている。

【0021】

以降の説明において、U、V、W の各相を区別しない場合には、第 1 アーム 5、第 2 アーム 6、相アーム 4、リアクトル 11、リアクトル 12、交流端子 7 と称して用いる。

なお、リアクトル 11、リアクトル 12 が配置される位置は、第 1 アーム 5、第 2 アー

10

20

30

40

50

ム 6 内のいずれの位置でもよい。例えば、第 1 アーム 5 側または第 2 アーム 6 側の一方にリアクトル 1 1 とリアクトル 1 2 とを纏めて配置した構成であってもよい。

【 0 0 2 2 】

第 1 アーム 5、第 2 アーム 6 を構成する各変換器セルの構成例を図を用いて示す。

図 3 は、本発明の実施の形態 1 による第 1 アーム 5 に用いられるハーフブリッジ構成の第 1 変換器セル 1 0 の構成図である。

第 1 変換器セル 1 0 は、第 1 直列体 2 3 と、この第 1 直列体 2 3 に並列接続される直流コンデンサ 2 9 とから構成される。第 1 直列体 2 3 は、ダイオード 2 1 d、2 2 d が逆並列に接続された複数（この場合は 2 個）の半導体スイッチング素子 2 1 s、2 2 s（以下、単にスイッチング素子と称す）を上下アームにそれぞれ有する。また直流コンデンサ 2 9 は、直流電圧を平滑化する。

10

【 0 0 2 3 】

スイッチング素子 2 1 s、2 2 s は、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) や GCT (Gate Commutated Turn-off thyristor) 等の自己消弧形のスイッチング素子から成り、それぞれダイオード 2 1 d、2 2 d が逆並列に接続されたスイッチ 2 1、2 2 が用いられる。

そして、第 1 変換器セル 1 0 はスイッチ 2 2 のスイッチング素子 2 2 s の両端子を出力端とし、スイッチング素子 2 1 s、2 2 s をオン、オフ、切り替えさせる。これにより、この出力端から、直流コンデンサ 2 9 の両端電圧および入出力端子が短絡された状態の零電圧を出力する。

20

【 0 0 2 4 】

図 4 は、本発明の実施の形態 1 による第 2 アーム 6 に用いられる第 2 変換器セル 2 0 の構成を示す図である。

第 2 変換器セル 2 0 は、第 1 直列体 3 5 と、この第 1 直列体に並列接続される第 2 直列体 3 6 と、直流電圧を平滑化する直流コンデンサ 3 9 とから構成される。

第 1 直列体 3 5 は、ダイオード 3 1 d、3 2 d が逆並列に接続された複数（この場合は 2 個）のスイッチング素子 3 1 s、3 2 s を上下アームにそれぞれ有する。また、第 2 直列体 3 6 は、上下アームのどちらか一方はダイオード 3 3 で、他方はダイオード 3 4 d が逆並列に接続されたスイッチング素子 3 4 s を直列接続して構成される。本実施の形態では、上アームにダイオード 3 3 を配置した構成としている。

30

スイッチング素子 3 1 s、3 2 s、3 4 s は、IGBT や GCT 等の自己消弧形のスイッチング素子から成り、それぞれダイオード 3 1 d、3 2 d、3 4 d が逆並列に接続されて構成されるスイッチ 3 1、3 2、3 4 が用いられる。

【 0 0 2 5 】

そして、第 2 変換器セル 2 0 は、それぞれの第 1 直列体 3 5、第 2 直列体 3 6 の中間接続点となるスイッチング素子 3 1 s、3 2 s の接続点およびダイオード 3 3 とスイッチング素子 3 4 s の接続点を出力端とし、スイッチング素子 3 1 s、3 2 s、3 4 s をオン、オフさせる。これにより、この出力端から、直流コンデンサ 3 9 の両端電圧の大きさにほぼ等しい同極性の正電圧、逆極性の負電圧および入出力端子が短絡された状態の零電圧を出力する。但し、負極性の電圧を出力可能であるのは、第 2 変換器セル 2 0 を通過する電流が入出力端子 N o から入出力端子 P o に向かって流れており、かつ、スイッチング素子 3 2 s がオン状態であり、スイッチング素子 3 1 s、3 4 s がオフ状態の場合である。

40

【 0 0 2 6 】

なお、第 1 変換器セル 1 0 は、スイッチング素子から成る直列体と、この直列体に並列に接続された直流コンデンサとから成り、スイッチング動作により直列コンデンサの電圧を選択的に出力する構成であれば、図 3 で示した構成に限定されるものではない。

また、第 2 変換器セル 2 0 は、スイッチング素子とダイオードとからなる直列体と、この直列体に並列に接続された直流コンデンサとから成り、スイッチング動作により直列コンデンサの電圧を選択的に出力する構成であれば、図 4 で示した構成に限定されるものではない。

50

【0027】

このように、電力変換器1の第1アーム5を構成する変換器セルは全て、直流コンデンサ29両端の正電圧および零電圧を出力することが可能であるハーフブリッジ構成の第1変換器セル10である。そして電力変換器1の第2アーム6を構成する変換器セルは全て、直流コンデンサ39両端の正電圧、負電圧および零電圧を出力することが可能である第2変換器セル20である。

【0028】

電力変換器1の第1アーム5U、5V、5W、第2アーム6U、6V、6Wにそれぞれ流れる第1アーム電流 i_{pu} 、 i_{pv} 、 i_{pw} 、第2アーム電流 i_{nu} 、 i_{nv} 、 i_{nw} は、それぞれ図示しない電流検出器により検出されて制御装置50に入力される。

10

さらに、三相交流電源9の各相電圧 V_{su} 、 V_{sv} 、 V_{sw} 、直流端子PN間の直流電圧 V_{dc} および第1変換器セル10、第2変換器セル20の直流コンデンサ電圧 V_{cap} は、それぞれ図示しない電圧検出器により検出されて制御装置50に入力される。

【0029】

なお、各相の交流電流および直流電流は、各相の第1アーム5U、5V、5W、第2アーム6U、6V、6Wにそれぞれ流れる第1アーム電流 i_{pu} 、 i_{pv} 、 i_{pw} 、第2アーム電流 i_{nu} 、 i_{nv} 、 i_{nw} とから演算して用いてもよい。

【0030】

図5は、本発明の実施の形態1による電力変換装置100における、制御装置50の構成例を示すブロック図である。

20

制御装置50は、各制御系から成る電圧指令値生成部51とPWM部52とを備える。そして制御装置50は、第1アーム5、第2アーム6に対する電圧指令値 V^+ 、 V^- を生成し、この電圧指令値 V^+ 、 V^- に基づいて、第1変換器セル10、第2変換器セル20をPWM制御するゲート信号Gを生成して電力変換器1の制御を行う。

【0031】

まず、電圧指令値生成部51の構成について説明する。

電圧指令値生成部51は、規格化/演算部59と、DC-AVR(Direct Current Automatic Voltage Regulator)/DC-ACR(Direct Current Automatic Current Regulator)制御部53と、直流電圧指令値演算部54と、交流電圧制御部55と、第1アーム電圧指令値演算部56Aと、第2アーム電圧指令値演算部56Bと、第1アーム側各セル個別制御部57Aと、第2アーム側各セル個別制御部57Bとを備える。

30

以下、上記電圧指令値生成部51を構成する各部の詳細について説明する。

【0032】

規格化/演算部(以降、変換部59と称す)は、検出した第1アーム電流(i_{pu} 、 i_{pv} 、 i_{pw})、第2アーム電流(i_{nu} 、 i_{nv} 、 i_{nw})、各相電圧(V_{su} 、 V_{sv} 、 V_{sw})、直流電圧 V_{dc} 、直流コンデンサ電圧 V_{cap} を制御で用いる信号に変換する。DC-AVR/DC-ACR制御部(以降、DC制御部53と称す)は、変換部59により変換された直流電流 I_{dc} と直流電圧 V_{dc} とに基づいて、直流電圧 V_{dc} を制御するための直流電圧指令値 K_{dc}^* を生成する。直流電圧指令値演算部54は、DC制御部53から受信した直流電圧指令値 K_{dc}^* に基づいて、第1アーム5に対する直流電圧指令値 V_{dc}^+ 、および第2アーム6に対する V_{dc}^- を演算する。交流電圧制御部55は、変換部59により変換された交流電圧 V_s と交流電流 I_{ac} と直流コンデンサ電圧 V_{cap} とに基づいて第1アーム5および第2アーム6に対する交流電圧指令値 V_{ac}^+ 、 V_{ac}^- を生成する。

40

【0033】

第1アーム電圧指令値演算部56Aは、直流電圧指令値演算部54と交流電圧制御部55とより演算された直流電圧指令値 V_{dc}^+ と交流電圧指令値 V_{ac}^+ とに基づいて、第1アーム5に対する電圧指令値 V^+ を演算する。

同様に、第2アーム電圧指令値演算部56Bは、直流電圧指令値 V_{dc}^- と交流電圧

50

指令値 $V_{ac} - *$ とに基づいて、第 2 アーム 6 に対する電圧指令値 $V - *$ を演算する。

【 0 0 3 4 】

第 1 アーム側各セル個別制御部 5 7 A は、第 1 アーム電圧指令値演算部 5 6 A により演算された電圧指令値 $V + *$ と、直流コンデンサ電圧 V_{cap} とに基づいて、第 1 アーム 5 を構成する各第 1 変換器セル 1 0 の電圧を制御するための、第 1 アーム側セル電圧指令値 $V_{cell} + *$ を生成する。

同様に、第 2 アーム側各セル個別制御部 5 7 B は、電圧指令値 $V - *$ と、直流コンデンサ電圧 V_{cap} とに基づいて、第 2 アーム 6 を構成する各第 2 変換器セル 2 0 の電圧を制御するための、第 2 アーム側セル電圧指令値 $V_{cell} - *$ を生成する。

【 0 0 3 5 】

次に、PWM部 5 2 の構成について説明する。

PWM部 5 2 は、第 1 アーム側 PWM 回路部 5 8 A と、第 2 アーム側 PWM 回路部 5 8 B とを備える。そして第 1 アーム側 PWM 回路部 5 8 A と、第 2 アーム側 PWM 回路部 5 8 B は、第 1 アーム側セル電圧指令値 $V_{cell} + *$ と第 2 アーム側セル電圧指令値 $V_{cell} - *$ とに基づいて、各相の第 1 アーム 5、第 2 アーム 6 内の各第 1 変換器セル 1 0、第 2 変換器セル 2 0 を PWM 制御するゲート信号 G を生成する。

【 0 0 3 6 】

生成されたゲート信号 G により第 1 変換器セル 1 0 内のスイッチング素子 2 1 s、2 2 s と、第 2 変換器セル 2 0 内のスイッチング素子 3 1 s、3 2 s、3 4 s が駆動制御される。こうして、電力変換器 1 の出力電圧が所望の値に制御される。

【 0 0 3 7 】

ここで、第 1 アーム 5 に対する電圧指令値 $V + *$ と、第 2 アーム 6 に対する電圧指令値 $V - *$ について説明する。

前述したように、第 1 アーム 5 の電圧指令値 $V + *$ は、直流電圧指令値演算部 5 4 で演算された直流電圧指令値 $V_{dc} + *$ と交流電圧制御部 5 5 で演算された交流電圧指令値 $V_{ac} + *$ のそれぞれに応じて決定される。また同様に、第 2 アーム 6 の電圧指令値 $V - *$ は、直流電圧指令値演算部 5 4 で演算された直流電圧指令値 $V_{dc} - *$ と交流電圧制御部 5 5 で演算された交流電圧指令値 $V_{ac} - *$ のそれぞれに応じて決定される。つまり、第 1 アーム 5、第 2 アーム 6 に対する電圧指令値 $V + *$ 、 $V - *$ は、直流成分と交流成分との 2 つの成分を含む。

【 0 0 3 8 】

第 1 アーム 5 内の変換器セルは、前述したように、正電圧と零電圧を出力可能であるハーフブリッジ構成の第 1 変換器セル 1 0 である。そのため、第 1 アーム 5 の第 1 変換器セル 1 0 に与える電圧指令値は正の領域に制限される。つまり、第 1 アーム 5 に対する電圧指令値 $V + *$ に含まれる直流電圧指令値 $V_{dc} + *$ は正の値に限定される。また、第 1 アーム 5 に対する電圧指令値 $V + *$ に含まれる交流電圧指令値 $V_{ac} + *$ の最大振幅は直流電圧指令値 $V_{dc} + *$ に依存する。

【 0 0 3 9 】

一方、第 2 アーム 6 内の変換器セルは、前述したように、正電圧、負電圧および零電圧の出力が可能である第 2 変換器セル 2 0 である。そのため、第 2 アーム 6 内の第 2 変換器セル 2 0 内を流れる電流の極性に依存はするが、第 2 アーム 6 の第 2 変換器セル 2 0 に与える電圧指令値は正負の領域ともに可能である。つまり、第 2 アーム 6 に対する電圧指令値 $V - *$ に含まれる直流電圧指令値 $V_{dc} - *$ は正負ともに選択可能である。また、第 2 アーム 6 に対する電圧指令値 $V - *$ に含まれる交流電圧指令値 $V_{ac} - *$ は、第 1 アーム 5 に対する交流電圧指令値 $V_{ac} + *$ の逆極性となる様に設定する。

【 0 0 4 0 】

第 1 アーム 5 と第 2 アーム 6 とは直列接続された構成となっているため、直流端子 P N 間には第 1 アーム 5 に対する電圧指令値 $V + *$ と、第 2 アーム 6 の電圧指令値 $V - *$ の和にほぼ一致した電圧が出力される。前述したように、第 1 アーム 5 の交流電圧指令値 $V_{ac} + *$ と、第 2 アーム 6 の交流電圧指令値 $V_{ac} - *$ とは逆極性のため互いに打ち消し合

10

20

30

40

50

う。こうして、第1アーム5の直流電圧指令値 V_{dc+} と、第2アーム6の直流電圧指令値 V_{dc-} との和にほぼ一致した電圧が直流端子PN間に出力される。つまり、直流電圧指令値演算部54で演算された直流電圧指令値 V_{dc+} と V_{dc-} とにより、直流端子PN間の電圧を出力する。

【0041】

以下、本実施の形態の要部となる、直流線路13P、13N間の短絡による短絡電流 i_a を抑制する保護制御と、短絡が解消された後の電力変換器1の再起動制御について、図を用いて説明する。

図6は、本発明の実施の形態1による電力変換装置100の制御動作を示すフロー図である。

図7は、直流端子PN間で短絡が発生した際に流れる短絡電流 i_a の経路を示す図である。

図8は、本発明の実施の形態1による電力変換器1の再起動制御時における、交流系統電圧、直流電圧 V_{dc} 、第1アーム5の電圧、第2アーム6の電圧のそれぞれの波形を示す図である。

【0042】

制御装置50は、電力変換器1の運転開始指令が与えられると(ステップS1)、電力変換器1の運転モードを定常制御とし、電力変換器1の定常運転動作を開始する。即ち、制御装置50は、第2アーム6内の第2変換器セル20の第2直列体36のスイッチング素子34sをオンに固定する。そして制御装置50は、第1変換器セル10および第2変換器セル20の第1直列体23、35内の各スイッチング素子21s、22s、31s、32sを定常運転動作させる(ステップS2)。

【0043】

次に、制御装置50は、直流端子Pに流れる直流電流 I_{dc} および直流端子PN間の直流電圧 V_{dc} を検出または演算により得る(ステップS3)。

次に、制御装置50は、この直流電流 I_{dc} および直流電圧 V_{dc} に基づいて、直流端子PN間(直流線路13P、13N)間で短絡が発生したか否かの判定を行う。例えば、直流電流 I_{dc} が設定された基準値を超える過電流となり、直流電圧 V_{dc} がほぼ零となると、制御装置50は、短絡が発生したと判断する(ステップS4、Yes)。

なお、ステップS4において短絡の発生が無いと判断された場合は(ステップS4、No)、ステップS3に戻り、制御装置50は短絡判定を周期的に繰り返し行う。

【0044】

次に、制御装置50は、ステップS4において、直流端子PN間で短絡が発生したと判断されると、電力変換器1の運転モードを定常制御から保護制御に切り替え、電力変換器1は保護運転動作を開始する(ステップS5)。即ち、制御装置50は、第1変換器セル10および第2変換器セル20内の全てのスイッチング素子21s、22s、31s、32s、34sをオフ状態に制御して、短絡電流 i_a を抑制する。

【0045】

このように全てのスイッチング素子21s、22s、31s、32s、34sをオフ状態とする保護制御により短絡電流 i_a が抑制されることについて説明する。

図7に示すように、直流端子PN間で短絡が発生すると、図7中の矢印で示す経路で短絡電流 i_a が流れる。ここで全てのスイッチング素子21s、22s、31s、32s、34sをオフ状態とする保護制御を行う。この保護制御において、短絡電流 i_a の経路内に接続される第2変換器セル20の直流コンデンサ39の充電電圧の総和が、交流端子7間の電圧より高ければ、短絡電流 i_a は流れない。本実施の形態では、この条件を満たすように第2アーム6を構成する第2変換器セル20の数を調整しているため、短絡電流 i_a を抑制することができる。

本実施の形態では、第1アーム5内のハーフブリッジ構成の第1変換器セル10のスイッチング素子21s、22sをオフさせているが、これはスイッチング動作による交流端子7への影響を低減するためであり、短絡電流 i_a の抑制には寄与しない。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 6 】

次に、制御装置 5 0 は、この保護運転制御時において、直流電流 I_{dc} および直流電圧 V_{dc} を検出または演算により得る（ステップ S 6）。

次に、制御装置 5 0 は、この直流電流 I_{dc} および直流電圧 V_{dc} に基づいて、直流端子 P N 間の短絡が解消されたか否かの判定を行う（ステップ S 7）。

なお、ステップ S 7 において短絡状態が継続していると判断された場合は（ステップ S 7、No）ステップ S 6 に戻り、制御装置 5 0 は短絡解消判定を周期的に繰り返し行う。

【 0 0 4 7 】

次に、制御装置 5 0 は、ステップ S 7 において直流端子 P N 間での短絡が解消されたと判断すると、電力変換器 1 の運転モードを再起動制御に切り替え、電力変換器 1 は再起動動作を開始する（ステップ S 8）。

この再起動制御の開始時では、制御装置 5 0 は、交流端子 7 U、7 V、7 W には定格の交流電圧 V_{ac} を出力し、直流端子 P N 間には零電圧を出力するように制御を行う。

【 0 0 4 8 】

前述したように、直流端子 P N 間の電圧は、第 1 アーム 5 の電圧指令値 V_{+*} と、第 2 アーム 6 の電圧指令値 V_{-*} とを加算した値である。そのため、電力変換器 1 が直流端子 P N 間に零電圧を出力するためには、第 1 アーム 5 に対する直流電圧指令値 V_{dc+*} と、第 2 アーム 6 に対する直流電圧指令値 V_{dc-*} は、大きさが等しく逆極性であるような直流電圧指令値であればよい。例えば、第 1 アーム 5 に対する直流電圧指令値 V_{dc+*} には $+1/2 V_{dc}$ 、第 2 アーム 6 の直流電圧指令値 V_{dc-*} には $-1/2 V_{dc}$ を与える。

【 0 0 4 9 】

即ち、交流端子 7 に定格の交流電圧 V_{ac} を出力しつつ、直流端子 P N 間に零電圧を出力するには、第 1 アーム 5 の電圧指令値 V_{+*} には、負極性の定格の交流電圧指令値 $-V_{ac}$ と、正極性の定格の直流電圧指令値 $+1/2 V_{dc}$ とを加算した値（ $V_{+*} = -V_{ac} + 1/2 V_{dc}$ ）を与える。また、第 2 アーム 6 の電圧指令値 V_{-*} には、正極性の定格の交流電圧指令値 $+V_{ac}$ と、負極性の定格の直流電圧指令値 $-1/2 V_{dc}$ とを加算した値（ $V_{-*} = +V_{ac} - 1/2 V_{dc}$ ）を与える。

制御装置 5 0 は、上記の電圧指令値 V_{+*} 、 V_{-*} に基づいたゲート信号 G を生成して PWM 制御によりスイッチング素子 2 1 s、2 2 s、3 1 s、3 2 s、3 4 をスイッチング制御する。このように制御装置 5 0 は、再起動制御の開始時においては、交流端子 7 に定格の交流電圧 V_{ac} を出力し、直流端子 P N 間に零電圧を出力する。

【 0 0 5 0 】

次に、制御装置 5 0 は、直流電圧指令値演算部 5 4 において、第 2 アーム 6 に対する直流電圧指令値 V_{dc-*} に、微小な直流電圧値である調整電圧値 d_c を加算する。

$$V_{dc-*}(t) = V_{dc-*}(t - t) + d_c \quad (\text{ステップ S 9})$$

t は d_c の可算を行う周期を示す。

こうして、直流端子 P N 間に出力される直流電圧 V_{dc} の電圧値は、微小な調整電圧値 d_c と、調整電圧値 d_c の可算回数 n とを乗算した値となる。

$$V_{dc} [V] = d_c [V] \times \text{可算回数 } n$$

【 0 0 5 1 】

このように、第 2 アーム 6 の直流電圧指令値 V_{dc-*} を加算周期（ t ）毎に増加させるため、第 2 アーム 6 の直流電圧指令値 V_{dc-*} は、負極性の定格の直流電圧指令値（ $-1/2 V_{dc}$ ）から正極性の定格の直流電圧指令値（ $+1/2 V_{dc}$ ）へと漸増する。こうして、零電圧から定格電圧 V_{dc} へとランプ関数状に漸増する電圧指令値 V_{+*} 、 V_{-*} に従うように、直流端子 P N 間における直流電圧 V_{dc} が漸増する。

【 0 0 5 2 】

次に、制御装置 5 0 は、直流電圧 V_{dc} を検出により得て、この直流電圧 V_{dc} に基づいて、直流端子 P N 間の電圧が定格に到達したか否かの判断を行う（ステップ S 1 0）。

ステップ S 1 0 において、直流電圧 V_{dc} が定格であると判定された場合は（ステップ

10

20

30

40

50

S 1 0、Y e s)、制御装置 5 0 は、運転モードを定常制御へと切り替え、送電を開始する(ステップ S 2)。

なお、直流電圧 V_{dc} が定格電圧に到達していないと判定された場合は(ステップ S 1 0、N o)、ステップ S 9 に戻り、直流電圧指令値に $d c$ を可算した後ステップ S 1 0 に移行させ、定格判定を周期的に繰り返し行う。

【 0 0 5 3 】

本実施の形態では、第 2 アーム 6 を構成する変換器セルとして、負極性の電圧を出力可能な第 2 変換器セル 2 0 を用いている。そのため、上記のような第 2 アーム 6 に対する電圧指令値 $V - *$ が負極性の定格の直流電圧指令値 ($- 1 / 2 V_{dc}$) を有していても、この電圧指令値 $V - *$ に対応した出力が可能である。

10

また、前述したように、第 2 変換器セル 2 0 が負極性の電圧を出力可能である条件として、第 2 変換器セル 2 0 を通過する電流が N o 側から P o 側に流れる、即ち、相アーム 4 に負極性電流 i_n が流れていることが必要となる。以下、相アーム 4 に負極性電流 i_n を流すことが可能な理由について図 9 を用いて説明する。

【 0 0 5 4 】

図 9 は、本発明の実施の形態 1 による電力変換器 1 の再起動制御時において、電力変換器 1 内に流す負極性電流 i_n の経路を示す図である。

直流端子 P に接続されている直流線路 1 3 P の浮遊インピーダンス Z_P を、リアクトル 1 3 P l 1、抵抗 1 3 P r 1、抵抗 1 3 P r 2、リアクトル 1 3 P l 2、コンデンサ 1 3 P c、直流端子 N に接続されている直流線路 1 3 N の浮遊インピーダンス Z_N を、リアクトル 1 3 N l 1、抵抗 1 3 N r 1、抵抗 1 3 N r 2、リアクトル 1 3 N l 2、コンデンサ 1 3 N c として示す。

20

【 0 0 5 5 】

浮遊容量であるコンデンサ 1 3 P c、1 3 N c は、直流端子 P N 間の短絡時に一旦放電されている。また、前述したように、制御装置 5 0 は再起動制御時において、第 2 変換器セル 2 0 が負極性の電圧を出力可能、即ち、相アーム 4 に負極性電流 i_n が流れる電流経路を確保するように、第 2 アーム 6 内のスイッチング素子 3 2 s をオン状態とし、スイッチング素子 3 1 s、3 4 s をオフ状態としている。そのため、制御装置 5 0 が直流線路 1 3 P、1 3 N に直流電圧を付加すると、図 9 に示すように、負極性電流 i_n は、リアクトル 1 3 P l 1、抵抗 1 3 P r 1、コンデンサ 1 3 P c、接地 1 3 P g および直流線路 1 3 N の接地 1 3 N g、コンデンサ 1 3 N c、抵抗 1 3 N r 1、リアクトル 1 3 N l 1、そして各第 2 変換器セル 2 0 内のダイオード 3 3、スイッチ 3 2 を流れる。即ち、各第 2 アーム 6 に負極性電流 i_n (第 2 アーム 6 から第 1 アーム 5 の方向) が流れる。こうして、第 2 変換器セル 2 0 は、再起動制御時において負極性の電圧出力が可能となる。

30

【 0 0 5 6 】

こうして、制御装置 5 0 は、直流線路 1 3 P、1 3 N が有するインピーダンスを利用して、負極性電流 i_n の流れる経路を確保するように第 2 変換器セル 2 0 のスイッチング制御を行う。こうして、相アーム 4 に負極性電流 i_n を流しつつ漸増する直流電圧を直流線路 1 3 P に出力する。

【 0 0 5 7 】

40

このようにステップ S 1 ~ ステップ S 1 0 を経て、制御装置 5 0 は、直流端子 P N 間の短絡を検知すると、運転モードを定常制御から保護制御に切り替える。そして制御装置 5 0 は、第 1 変換器セル 1 0 および第 2 変換器セル 2 0 内の全てのスイッチング素子をオフ状態に制御して短絡電流 i_a を抑制する。

そして、制御装置 5 0 は、直流端子 P N 間の短絡解消を検知すると、運転モードを保護制御から再起動制御に切り替える。そして制御装置 5 0 は、交流系統に定格出力をした状態で、直流端子 P N 間の電圧を零から定格まで、所定の傾きを持ってランプ関数状に立ち上げる。

このように、交流系統と連系した状態で、交流端子 7 には定常制御時と同様の交流電圧を出力しつつ、直流端子には零から定格までランプ関数状に直流電圧を出力することによ

50

って直流電圧を徐々に立ち上げている。そのため、直流線路 1 3 P が過電圧とならず安定した再起動が可能である。

【 0 0 5 8 】

さらに、本実施の形態では、第 2 アーム 6 に用いられる、負極性の電圧が出力可能な変換器セルとして、第 2 直列体 3 6 の上アームにダイオード 3 3 を備えた第 2 変換器セル 2 0 を用いた。このように、第 2 変換器セル 2 0 において負極性電流 i_n が流れる経路となる第 2 直列体 3 6 の上アームに、スイッチング素子を用いずダイオード 3 3 を用いたことで、スイッチング素子を駆動する際のノイズを低減している。そのため、電力変換器 1 の再起動制御の開始時において相アーム 4 を流れる負極性電流 i_n が小さい場合でも、スイッチング素子のノイズの影響による負極性電流 i_n の極性変化を抑制することができる。

10

これにより、第 2 変換器セル 2 0 内の直流コンデンサの電圧バラツキを抑制することができ、第 2 変換器セル 2 0 の電圧指令値通りの出力が可能となる。こうして、直流線路 1 3 P の直流電圧 V_{dc} が、直流電圧指令値 V_{dc} + 通りに迅速に立ち上げることが可能になる。

【 0 0 5 9 】

上記のように構成された本実施の形態の電力変換装置 1 0 0 によると、制御装置 5 0 は、電力変換器 1 の再起動制御において、相アーム 4 内のダイオード 3 3 を流れる負極性電流 i_n の経路を確保するように第 2 変換器セル 2 0 内のスイッチング素子 3 1 s、3 2 s、3 4 s を制御する。こうして直流線路 1 3 P、1 3 N に電圧が印加され、浮遊インピーダンス Z P、Z N を介して電力変換器 1 内の相アーム 4 に負極性電流 i_n が流れる。これにより、上下アームの一方にダイオードを用いた変換器セルを電力変換器 1 に用いることが可能になる。これにより、上下アーム共にスイッチング素子を備える変換器セルに比べて、負極性電流 i_n が流れる電流経路内におけるスイッチング素子の使用数を低減することができる。そのため、スイッチング素子のスイッチング制御に起因するノイズを低減して、負極性電流 i_n の極性変化を抑制することにより、電力変換装置 1 0 0 の電力変換器 1 を精度よく再起動させることができる。こうして電力変換器 1 を電圧指令値通りに迅速に立ち上げることが可能になる。

20

こうして、直流線路 1 3 P、1 3 N に迅速に定格の直流電圧 V_{dc} を印加して、より運転が安定した H V D C 高圧直流システムの運転が可能になる。

【 0 0 6 0 】

30

また、上アームにスイッチング素子を用いず、ダイオードとしているため、制御装置 5 0 のスイッチング制御に関する制御負荷を低減することができる。

【 0 0 6 1 】

さらに、第 1 アーム 5 にはハーフブリッジ構成の第 1 変換器セル 1 0 を用い、第 2 アーム 6 には第 2 変換器セル 2 0 を用いた。そして第 2 アーム 6 内の第 2 変換器セル 2 0 のみで短絡電流 i_a の抑制が可能ないように、第 2 変換器セル 2 0 の数、直流コンデンサの容量などを調節している。これにより第 1 アーム 5 内の変換器セルには、短絡電流 i_a を抑制する機能を持たせる必要がなくなるため、第 1 アーム 5 をハーフブリッジ構成の第 1 変換器セル 1 0 のみで構成することができる。こうして、電力変換器 1 に用いる半導体スイッチング素子の数を削減し、装置構成を小型化して低コスト化が可能となる。

40

【 0 0 6 2 】

なお、上記では、第 1 アーム 5 を正側の直流線路 1 3 P に接続される方とし、第 2 アーム 6 を負側の直流線路 1 3 N に接続される方として説明した。しかしながらこの構成に限定するものではなく、第 1 アーム 5 を負側の直流線路 1 3 N 側に接続し、第 2 アーム 6 を正側の直流線路 1 3 P に接続するものでもよい。即ち、正側の直流線路 1 3 P に接続されるアームに逆極性の電圧が出力可能な第 2 変換器セル 2 0 を用い、負側の直流線路 1 3 N に接続されるアームにハーフブリッジ構成の第 1 変換器セル 1 0 を用いる構成でもよい。

【 0 0 6 3 】

また、ハーフブリッジ構成の第 1 変換器セル 1 0 を用いず、第 1 アーム 5、第 2 アーム 6 共に全て第 2 変換器セル 2 0 で構成してもよい。

50

また、第1アーム5を、第1変換器セル10と、第2変換器セル20とを混在させて構成するものでもよい。この場合、短絡電流 i_a を抑制可能な数の第2変換器セル20が短絡電流 i_a の経路内に存在するように、第1アーム5内に設ける第2変換器セル20の数を決定すればよい。

【0064】

また、第2変換器セル20は、ダイオードを第2直列体36の上アームに配置した例を示したが、下アームに配置するものでもよい。この場合、第2変換器セル20の入出力端子 P_o 、 N_o を入れ換えるものとする。

また、図1で示した電力変換装置100では、第1アーム5U、5V、5Wと第2アーム6U、6V、6Wとの接続点である交流端子7U、7V、7Wを直接各相交流線に接続することで、三相交流電源9と電力授受を行うものであったが、この構成に限定するものではない。

例えば、第1アーム5と第2アーム6とがトランスの一次巻線を介して直列接続され、トランスの2次巻線を介して各相交流線に接続されて、三相交流電源9と電力授受を行う構成としてもよい。

【0065】

また、第2アーム6に用いる第2変換器セルとして、以下のような構成の第2変換器セル20aを用いてもよい。

図10は、本実施の形態1による第2変換器セル20とは異なる構成の第2変換器セル20aを示す図である。

図に示すように、第2直列体36aの上アームに、ダイオード37dが逆並列に接続されたスイッチング素子37sを備える。このスイッチング素子37sは、IGBTやGCT等の自己消弧形のスイッチング素子から成り、ダイオード37dが逆並列に接続されてスイッチ37を構成する。

【0066】

そして、第2変換器セル20aは、それぞれの第1直列体35、36aの間接続点となるスイッチング素子31s、32sの接続点およびスイッチング素子37s、34sの接続点それぞれの端子を出力端とする。そして制御装置50は、スイッチング素子31s、32s、37s、34sをスイッチングさせることにより、この出力端から、直流コンデンサ39の両端電圧の大きさにほぼ等しい同極性の正電圧と逆極性の負電圧、出力端子が素子で短絡された状態の零電圧を出力する。

【0067】

このような第2変換器セル20aを用いる場合の制御装置50の制御を説明する。

制御装置50は、保護制御時においては、第2変換器セル20a内の全てのスイッチング素子31s、32s、37s、34sをオフ状態に制御して、短絡電流 i_a を抑制する。

そして、制御装置50は、再起動制御時においては、スイッチング素子37sをオフ状態に固定し、負極性電流 i_n が、還流ダイオード37d、スイッチ32を流れる経路を確保する。このようにスイッチング素子37をオフ状態に固定することで、負極性電流 i_n が流れる経路内におけるスイッチング素子のスイッチング制御に起因するノイズを低減することができる。

【0068】

また、制御装置50は、定常制御時においてもスイッチング素子37sをオフ状態に固定して、スイッチング素子31s、32s、34sをスイッチング制御するものでもよい、この場合、スイッチング素子37sは常にオフ固定された状態となるため、定格電流が小さい小型のスイッチング素子37sを用いることができると共に、スイッチング素子37sの劣化を防止することができる。

【0069】

なお上記では、制御装置50は、再起動制御の開始時において第2アーム6に対して、定格の交流電圧指令値と、負極性の定格の直流電圧指令値から正極性の定格の直流電圧指

10

20

30

40

50

令値へと漸増する電圧指令値とを有する電圧指令値 $V + *$ を与えている。そして制御装置 50 は、再起動制御の開始時において第 1 アーム 5 に対しては、定格の交流電圧指令値と、正極性の定格の直流電圧指令値とを与えている。これにより、直流電圧 $V d c$ は「 $0 V \sim$ 定格電圧 V 」の範囲で推移する。

しかしながら直流電圧 $V d c$ の推移範囲は上記の範囲に限定するものではなく、直流電圧指令値の値を調節することにより、例えば直流電圧 $V d c$ を定格電圧値より下回る所定の電圧値まで立ち上がらせるという微調節も可能である。

【0070】

実施の形態 2 .

以下、本発明の実施の形態 2 を、上記実施の形態 1 と異なる箇所を中心に図を用いて説明する。上記実施の形態 1 と同様の部分は同一符号を付して説明を省略する。

図 11 は、実施の形態 2 による電力変換装置における制御動作を示すフロー図を示す。

実施の形態 1 に示したステップ $S 1 \sim S 10$ までの制御動作は、本実施の形態についても同様のものであり、この内ステップ $S 1 \sim S 8$ の図示は便宜上省略している。

図 11 に示すように、実施の形態 1 に示したステップ $S 9$ 、ステップ $S 10$ の後段に、新たにステップ $S 211$ 、ステップ $S 212$ 、ステップ $S 213$ を設けた点が実施の形態 1 と異なる。

【0071】

実施の形態 1 に示したステップ $S 1 \sim$ ステップ $S 10$ を経て、制御装置 50 は、第 2 アーム 6 に対する直流電圧指令値 $V d c - *$ に、微小な直流電圧値である調整電圧値 $d c$ を加算して、直流電圧 $V d c$ の立ち上げを行う。そして制御装置 50 は、直流端子 $P N$ 間の直流電圧 $V d c$ が定格に到達したか否かの判断を行う。

電力変換器 1 の再起動開始時、相アーム 4 を流れる電流は小さく、高調波などのノイズにより、常時負極性電流 $i n$ が相アーム 4 に流れない場合がある。つまり、第 2 アーム 6 の第 2 変換器セル 20 の負電圧出力が出来ない期間が存在し、電圧指令値通りに出力が出来ずに、電力変換器 1 内の各直流コンデンサ 29、39 の電圧 $V c a p$ にバラツキが生じる場合がある。このような場合、直流電圧 $V d c$ が定格に到達しない場合がある。

【0072】

そこで制御装置 50 は、ステップ $S 10$ において直流電圧 $V d c$ が定格電圧に到達しない場合において（ステップ $S 10$ 、 $N o$ ）、電力変換器 1 内の直流コンデンサ 29、39 の電圧 $V c a p$ を検出し、電圧 $V c a p$ が所定の電圧値範囲外となっているかの判定を行う（ステップ $S 211$ ）。

例えば、電圧 $V c a p$ が設定された上限値を超過する、または下限値を下回った場合は、直流コンデンサ 29、39 の電圧 $V c a p$ がアンバランスしたと判定する（ $S 211$ 、 $Y e s$ ）。

【0073】

直流コンデンサ 29、39 の電圧 $V c a p$ のアンバランスを検出すると、制御装置 50 は、直流電圧指令値演算部 54 において、第 2 アーム 6 に対する電圧指令値 $V - *$ に対して、前述の調整電圧値 $d c$ に加えて、微小な調整電圧 $d c 2$ を更に加算する（ $V d c - * (t) = V d c - * (t - t) + d c + d c 2$ ）（ステップ $S 212$ ）。

【0074】

なお、制御装置 50 が、直流コンデンサ 29、39 の電圧 $V c a p$ のアンバランスを検出しない場合は（ステップ $S 211$ 、 $N o$ ）、ステップ $S 9$ に戻る。

【0075】

このように、制御装置 50 は、直流コンデンサ 29、39 の電圧 $V c a p$ のアンバランスを検出すると、第 2 アーム 6 に対する電圧指令値 $V - *$ に対して、調整電圧値 $d c$ に加えて微小な調整電圧 $d c 2$ を更に加算する。これにより、直流線路 13P における直流電圧 $V d c$ の漸増速度が、アンバランス検出時の漸増速度よりも早くなり、電力変換器 1 の再起動に要する時間が短縮される。こうして直流線路 13P の直流電圧 $V d c$ を早急に立ち上げて負極性電流 $i n$ を早急に大きくすることで、負極性電流 $i n$ に対するノイズ

10

20

30

40

50

の影響を抑制する。

【0076】

次に、制御装置50は、実施の形態1と同様に、直流電圧 V_{dc} を検出により得て、この直流電圧 V_{dc} に基づいて、直流端子PN間の電圧が定格に到達したか否かの判断を行う(ステップS213)。

直流電圧 V_{dc} が定格電圧に到達していないと判定された場合は(ステップS213、No)、ステップS212に戻り、直流電圧指令値に調整電圧値 d_c および調整電圧値 d_c2 を可算し、定格判定を周期的に繰り返し行う。

【0077】

上記のように構成された本実施の形態2の電力変換装置によると、上記実施の形態1と同様の効果を奏し、電力変換器1を電圧指令値通りに迅速に立ち上げることが可能になる。

10

また、直流コンデンサ29、39の電圧 V_{cap} のアンバランスを検出した場合は、電力変換器1の再起動に要する時間を短縮させて、直流コンデンサ29、39の電圧 V_{cap} のアンバランスを抑制する。これにより電力変換器1を電圧指令値通りに立ち上げる効果が向上し、安定した再起動が可能となる。

【0078】

なお、再起動制御において、直流電圧指令値 V_{dc+} に可算する調整電圧値 d_c および調整電圧値 d_c2 の値は、直流線路13Pが過電圧とならない範囲で任意に設定可能である。

20

【0079】

実施の形態3.

以下、本発明の実施の形態3を、上記実施の形態1と異なる箇所を中心に図を用いて説明する。上記実施の形態1と同様の部分は同一符号を付して説明を省略する。

図12は、本発明の実施の形態3による電力変換装置300の概略構成図である。

図に示すように、直流線路13P、13N間に、直流線路13P、13N間のインピーダンスとして静電容量14を接続している点が実施の形態1と異なる。

【0080】

実施の形態1では、直流線路13P、13Nが有する浮遊インピーダンス Z_P 、 Z_N を用いて、電力変換器1の相アーム4を流れる負極性電流 i_n を流した。本実施の形態では、負極性電流 i_n を流すための静電容量14を直流線路13P、13N間に接続する。

30

これにより、負極性電流 i_n が流れる経路を確実に確保することが可能となる。

【0081】

上記のように構成された本実施の形態3の電力変換装置によると、上記実施の形態1と同様の効果を奏し、電力変換器1を電圧指令値通りに迅速に立ち上げることが可能になる。

さらに、電力変換器1の再起動制御時における負極性電流 i_n が流れる経路を確実に確保することで、電圧指令値通りに直流電圧を立ち上げる効果が向上し、安定した再起動が可能となる。

【0082】

40

なお、静電容量14の容量は、再起動制御における直流線路13Pの直流電圧 V_{dc} の漸増速度に応じて決定するとよい。

【0083】

実施の形態4.

以下、本発明の実施の形態4を、上記実施の形態1と異なる箇所を中心に図を用いて説明する。上記実施の形態1と同様の部分は同一符号を付して説明を省略する。

図13は、本発明の実施の形態4による電力変換装置400の概略構成図である。

図14は、実施の形態4による電力変換装置における制御動作を示すフロー図を示す。

実施の形態1に示したステップS1~S10までの制御動作は、本実施の形態についても同様のものであり、この内ステップS1~S6の図示は便宜上省略している。

50

【0084】

図13に示すように、直流線路13P、13N間に、インピーダンスとしての抵抗15rと、開閉器15sとを直列接続した装置15を接続している。そして、図14に示すように、実施の形態1に示したステップS7とステップS8との間に新たにステップS414を設け、ステップS10の後段に、新たにステップS415を設けた点が実施の形態1と異なる。

この装置15は、再起動制御時における負極性電流 i_n の電流経路として用いるものであり、電力変換器1の定常制御時および保護制御時において用いるものではない。そのため、電力変換器1の定常制御時および保護制御時においては、開閉器15sをオフ状態とし、抵抗15rには電流が流れ込まないものとする。

10

【0085】

この装置15を用いた制御装置50の制御について、図14を用いて説明する。

実施の形態1に示したステップS1～ステップS7を経て、制御装置50は、短絡電流 i_a を抑制するための保護制御を行った後に、直流端子PN間の短絡が解消されたか否かの判定を行う。

次に、制御装置50は、ステップS7において直流端子PN間での短絡が解消されたと判断されると、装置15の開閉器15sを閉状態に動作させる(ステップS414)。

【0086】

次に、制御装置50は、実施の形態1のステップS8～ステップS10と同様に、第2アーム6に対する直流電圧指令値 V_{dc}^* に、微小な直流電圧値である調整電圧値 d を加算して、直流電圧 V_{dc} の立ち上げを行い、直流端子PN間の電圧が定格に到達したか否かの判断を行う。

20

実施の形態1では、直流線路13P、13Nが有する浮遊インピーダンス Z_P 、 Z_N を用いて、電力変換器1の相アーム4を流れる負極性電流 i_n を流した。本実施の形態では、再起動制御において開閉器15sを閉状態にすることで、抵抗15rを介して負極性電流 i_n を流す。

【0087】

ステップS10において、制御装置50が、直流端子PN間の電圧が定格電圧値範囲内に到達したと判定した場合は、装置15の開閉器15sを開状態に動作させ(ステップS415)、運転モードを定常制御へと切り替え、送電を開始する。

30

【0088】

上記のように構成された本実施の形態4の電力変換装置によると、上記実施の形態1と同様の効果を奏し、電力変換器1を電圧指令値通りに迅速に立ち上げることが可能になる。

さらに、電力変換器1の再起動制御時における負極性電流 i_n が流れる経路を、装置15を設けることにより確実に確保することで、直流電圧を電圧指令値通りに立ち上げる効果が向上し、安定した再起動が可能となる。

【0089】

なお、装置15の構成例について、抵抗15rを用いたが、リアクトルやコンデンサなどの他のインピーダンスを用いてもよい。

40

また、抵抗15rの抵抗値は、再起動制御における直流線路13Pの直流電圧 V_{dc} の漸増速度に応じて決定してもよい。

【0090】

実施の形態5。

図15は、この発明の実施の形態5による電力変換装置を複数個用いて構成した3端子HVDCシステム570の概略構成図である。

図において、実施の形態1に示した電力変換装置100を100A、100B、100Cとして示している。

図に示すように電力システムとしての3端子HVDCシステム570は、電力変換装置100A、100B、100Cの各交流側がそれぞれ三相交流電源9A、9B、9Cに接

50

続されている。そして電力変換装置100A、100B、100Cの各直流側の直流端子PNが、直流線路13PA、13NA、13PB、13NB、13PC、13NCを介して互いに接続されている。

以下このような構成の3端子構成のHVDCシステムにおいて、直流線路が短絡した後の、各電力変換装置100A、100B、100Cの再起動制御について説明する。

【0091】

例えば、電力変換装置100A側の直流線路13PA、13NAで短絡が発生したとして説明する。

電力変換装置100A、100B、100Cは、短絡を検出するとそれぞれ運転モードを定常制御から保護制御に切り替える。

電力変換装置100Aは、短絡解消を検知すると、電力変換装置100Aの運転モードを、保護制御から再起動制御に切り替えて、三相交流電源9Aに定格出力した状態で、直流端子の電圧を零から定格までランプ関数状に立ち上げる。その後、電力変換装置100B、100Cが順次起動し、送電を開始する。

【0092】

なお、各電力変換装置100A、100B、100Cは、保護制御時に三相交流電源9A、9B、9Cに対して無効電力を供給するSTATCOMとして、動作することも可能である。

また、多端子HVDCシステムの構成例について、本実施の形態では3端子HVDCシステムの構成例を示したが、直流端子数は4端子以上でもよく、直流線路の端子数、接続方法は図15に示したものに限定するものではない。

【0093】

実施の形態6 .

図16は、この発明の実施の形態6による電力変換装置を2台用いて構成した2端子HVDCシステム670の概略構成図である。

電力変換システムとしての2端子HVDCシステム670は、電力変換装置600Aと、電力変換装置600Bと、監視装置17とを備える。

電力変換装置600Aは、直流側の直流端子P、Nに接続される第2開閉器16PA、16NAを備える。同様に、電力変換装置600Bは、直流側の直流端子P、Nに接続される第2開閉器16PB、16NBを備える。

【0094】

図に示すように、電力変換装置600Aの直流端子P、Nが、第2開閉器16PA、16NAを介して直流線路13P、13Nに接続される。また、電力変換装置600Bの直流端子P、Nが、第2開閉器16PB、16NBを介して直流線路13P、13Nに接続される。

また、電力変換装置600Aの交流側が三相交流電源9Aに接続され、電力変換装置600Bの交流側が9Bに接続される。

【0095】

監視装置17は、直流線路13P、13Nの電圧あるいは電流、電力変換装置600A、600Bの運転状態、第2開閉器16PA、16NA、16PB、16NBの開閉状態、の監視を常時行うものである。監視装置17によるこれらの監視情報は、電力変換装置600A、600Bに常時送信される。

【0096】

以下、このような構成の2端子構成のHVDCシステム670において、直流線路が短絡した後の、電力変換装置600A、600Bの再起動制御について説明する。

例えば、電力変換装置600Aが備える第2開閉器16PAと第2開閉器16NAとの間、直流線路13Pと直流線路13Nとの間、で短絡が発生したとして説明する。

【0097】

第2開閉器16PAと第2開閉器16NAとの間、直流線路13Pと直流線路13Nとの間で短絡が発生すると、電力変換装置600A、600Bの制御装置50A、50Bは

10

20

30

40

50

この短絡を検知して、それぞれ運転モードを定常制御から保護制御に切り替える。また同時に制御装置 50A、50Bは、開閉器 16PA、16NA、16PB、16NBを開状態に動作させ、電力変換装置 600A、600Bを短絡した経路から切り離す。

【0098】

なお、制御装置 50A、50Bによる短絡発生の検知は、実施の形態 1 に示したように直流電流 I_{dc} の値に基づいて短絡を検知するものでもよい。あるいは、制御装置 50A、50Bが、監視装置 17により送信される直流線路 13P、13Nの電圧あるいは電流の監視情報に基づいて短絡を検知するものでもよい。

【0099】

第 2 開閉器 16PAと第 2 開閉器 16NAとの間、直流線路 13Pと直流線路 13Nとの間の短絡が解消されたとする。

10

電力変換装置 600Aの制御装置 50Aは、監視装置 17から送信された直流線路 13P、13Nの電圧あるいは電流の監視情報に基づきこの短絡解消を検知すると、第 2 開閉器 16PA、16NAを開状態に動作させる。一方、電力変換装置 600Bの制御装置 50Bは、第 2 開閉器 16PB、16NBの開状態を継続させる。

【0100】

次に電力変換装置 600Aの制御装置 50Aは、監視装置 17から送信された、電力変換装置 600Bが備える第 2 開閉器 16PB、16NBの開閉状態の監視情報に基づき、第 2 開閉器 16PB、16NBが開状態であることを判定する。そして電力変換装置 600Aの制御装置 50Aは、この判定の後に電力変換装置 600Aの電力変換器 1の運転モードを保護制御から再起動制御に切り替える。

20

【0101】

そして、電力変換装置 600Aの制御装置 50Aは、直流線路 13P、13Nが有するインピーダンスを利用して、電力変換装置 600Aの電力変換器 1の相アーム 4に負極性電流 i_n を流し、直流端子 P、N間の電圧を零から定格までランプ関数状に立ち上げる。

電力変換装置 600Aが上記のように再起動制御を行っている間は、電力変換装置 600Bは保護制御を継続した状態である。

【0102】

次に電力変換装置 600Bの制御装置 50Bは、監視装置 17から送信された電力変換装置 600Aの運転状態の監視情報と、直流線路 13P、13Nの電圧あるいは電流の監視情報とに基づき、短絡が解消され、且つ電力変換装置 600Aが再起動したことを検知する。そして電力変換装置 600Bの制御装置 50Bは、電力変換装置 600Bの電力変換器 1の運転モードを再起動制御に切り替え、第 2 開閉器 16PB、16NBを開状態に動作させる。

30

【0103】

なお、上記では、電力変換装置 600A、600Bは、直流線路 13P、13Nの電圧あるいは電流、電力変換装置 600A、600Bの運転状態、第 2 開閉器 16PA、16NA、16PB、16NBの開閉状態、を監視装置 17により得ていた。しかしながらこの構成に限定するものではない。例えば、電力変換装置 600Aが第 2 開閉器 16PA、16NAにより第 2 直流線路 13P、13Nから切り離された後においても、第 2 直流線路 13P、13Nの電圧あるいは電流を監視可能なセンサを備える構成としてもよい。

40

また、電力変換装置 600A、600Bの運転状態の情報を互いに伝達する構成例として、運転状態の送受信部を電力変換装置 600A、600Bがそれぞれ備えてもよい。

【0104】

また上記では、電力変換装置 600Aの再起動制御を行った後に電力変換装置 600Bの再起動制御を行った。複数の電力変換装置の内、再起動制御を優先して行う電力変換装置の選択は任意に設定可能であるとし、設定した情報を各電力変換装置の制御装置に記憶させておくとよい。

【0105】

上記のように構成した本実施の形態 6 の電力変換システムによると、電力変換装置 60

50

0 Aの制御装置50 Aは、電力変換装置600 Bが備える第2開閉器16 P B、16 N Bが開状態にあることを判定した後に、再起動制御を行う。そのため、電力変換装置600 Aの再起動制御中は、電力変換装置600 Bは開閉器16 P B、16 N Bにより直流線路13 P、13 Nから切り離されている。これにより、電力変換装置600 Aが再起動制御を行う際に電力変換装置600 Bへ電流が流れ込まなくなり、電力変換装置600 Aの安定した再起動制御が可能となる。

【0106】

なお、本発明は、その発明の範囲内において、各実施の形態を自由に組み合わせたり、各実施の形態を適宜、変形、省略することが可能である。

【図1】

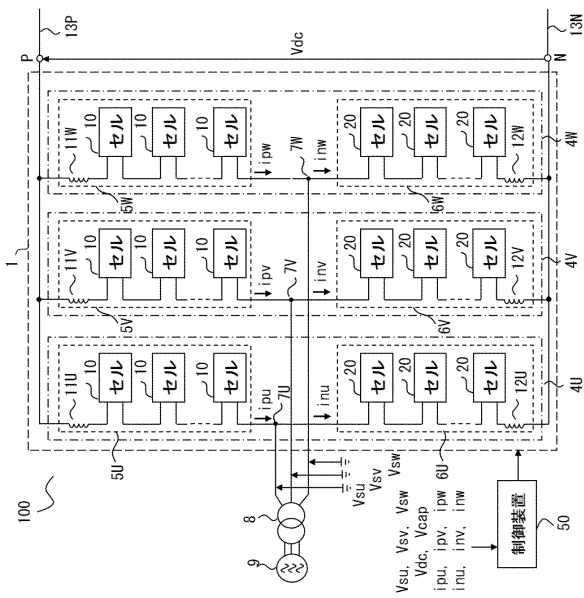


図1

【図2】

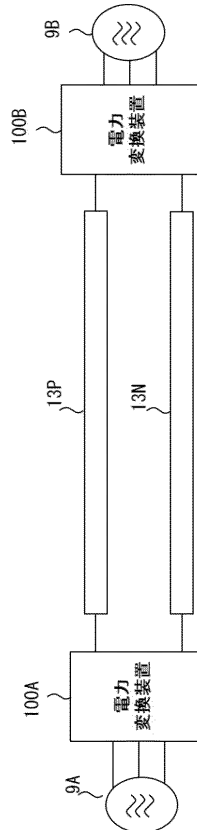
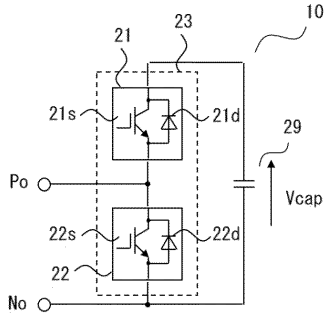


図2

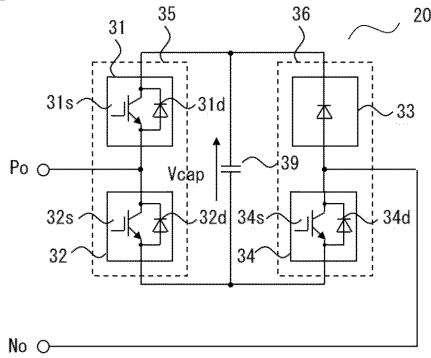
【図3】

図3



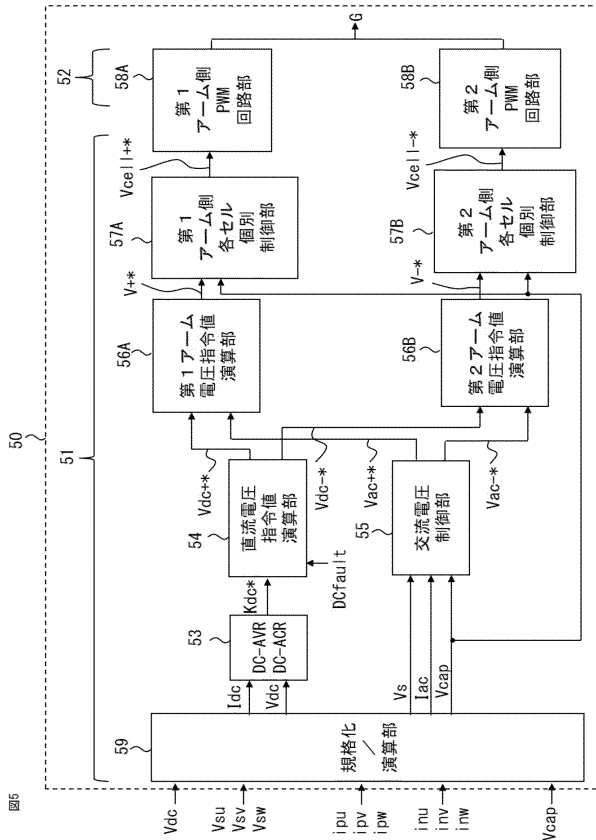
【図4】

図4



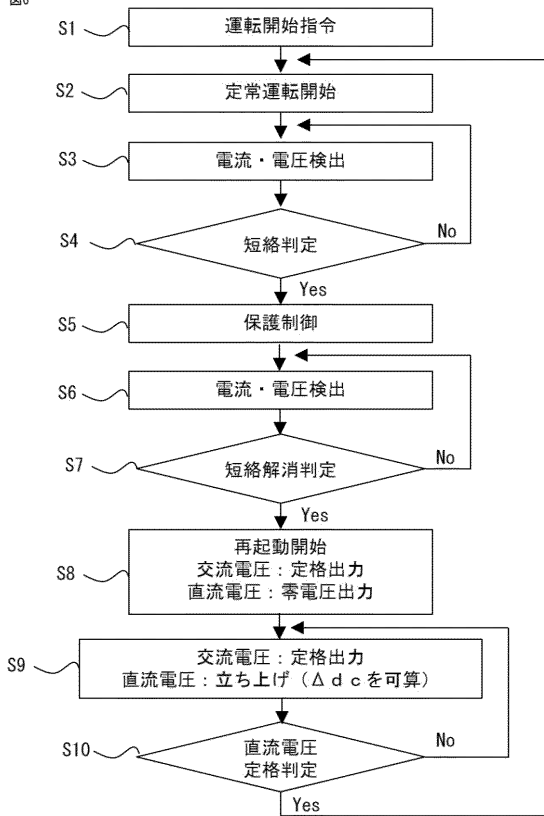
【図5】

図5



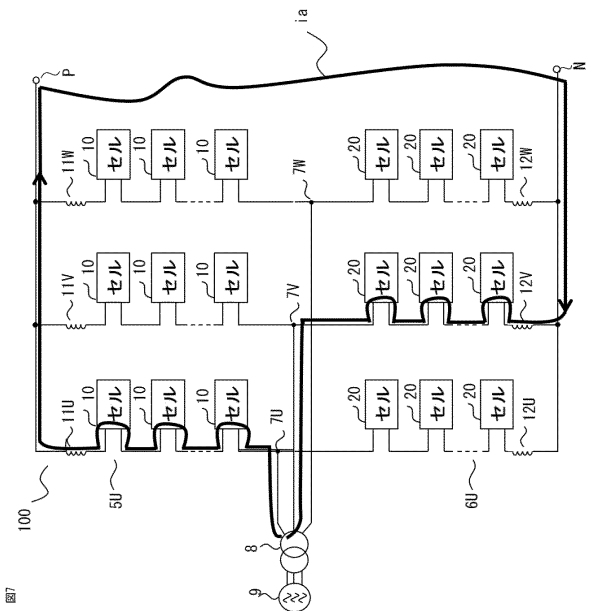
【図6】

図6



【図7】

図7



【図8】

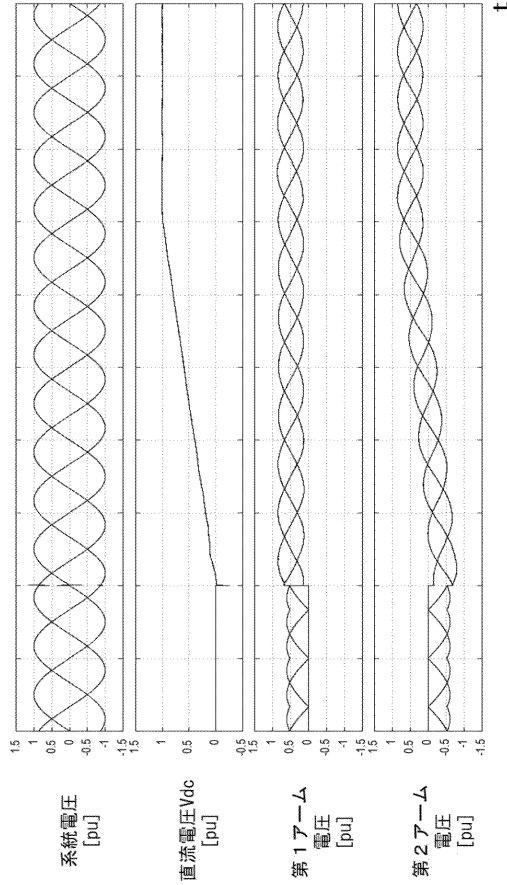


図8

【図9】

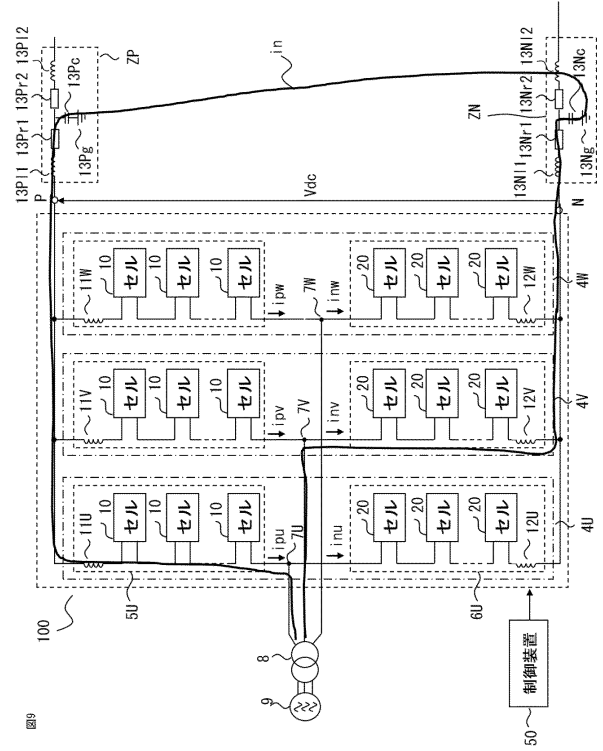
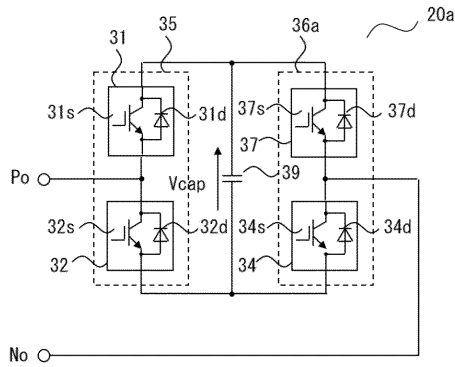


図9

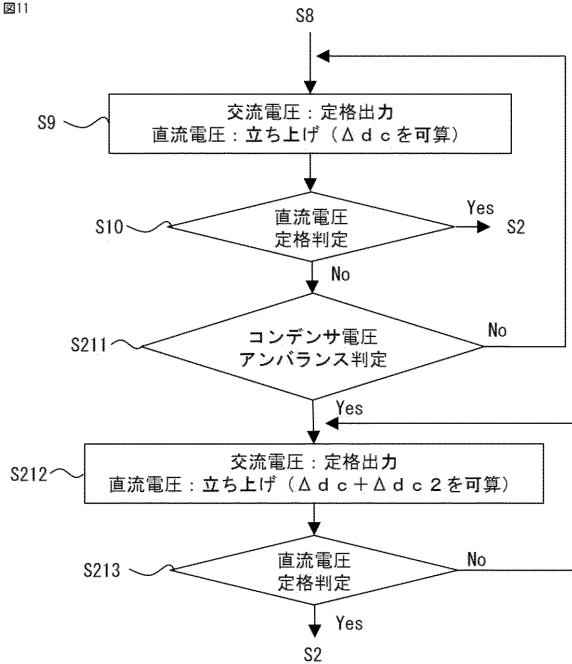
【図10】

図10



【図11】

図11



【図12】

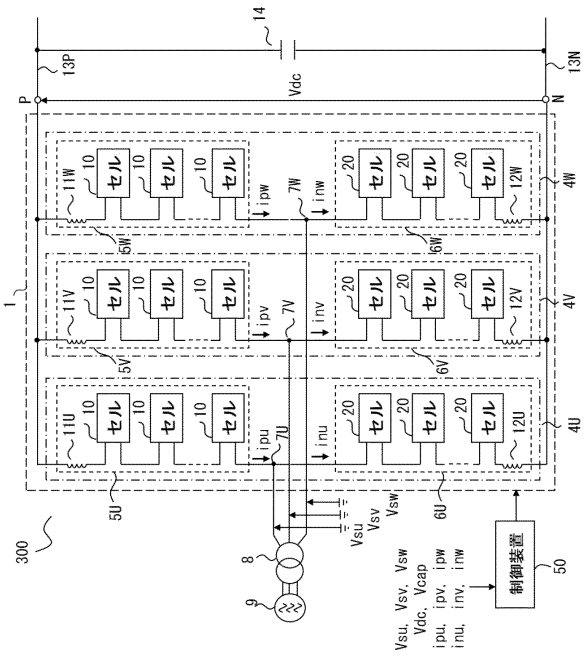


図12

【図13】

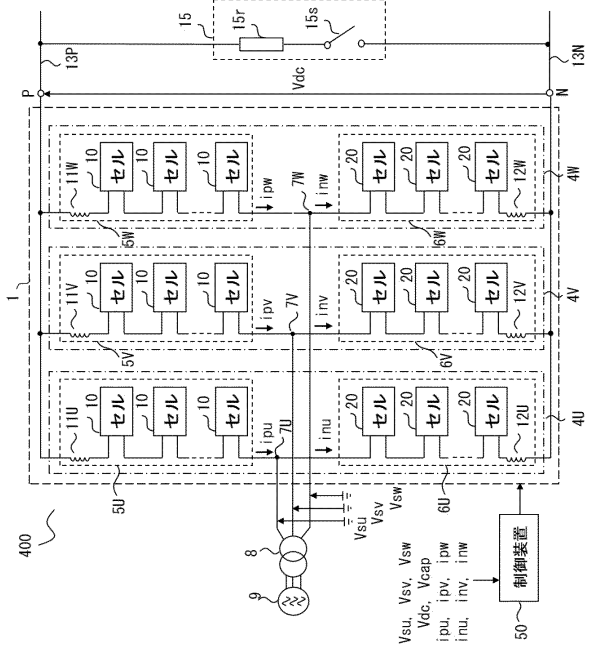
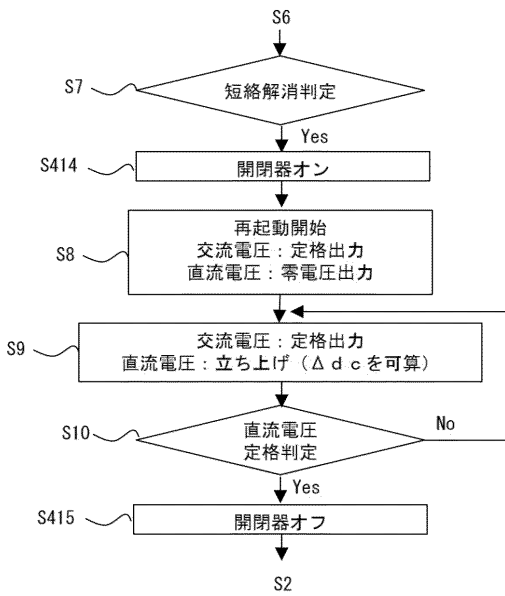


図13

【図14】

図14



【図15】

図15

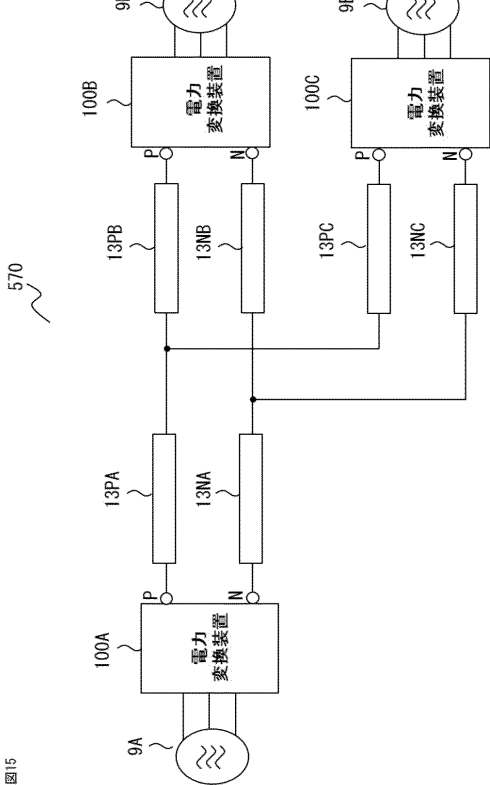


図15

【 図 16 】

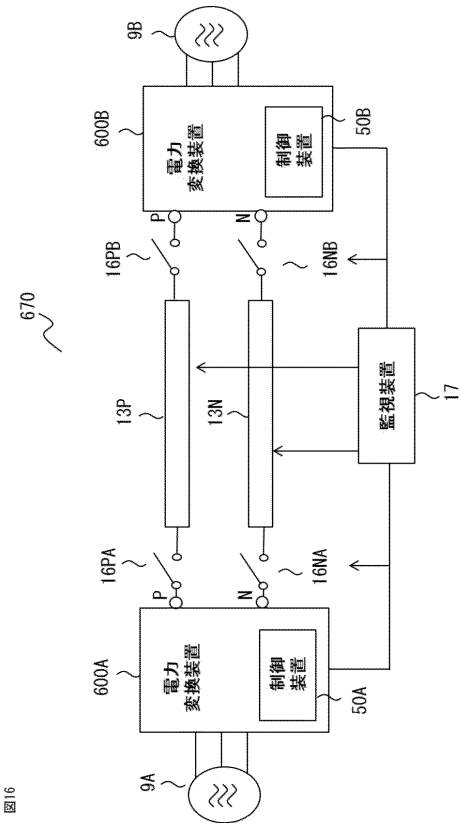


图16

フロントページの続き

- (72)発明者 藤井 俊行
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 宇田 涼介
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

審査官 柳下 勝幸

- (56)参考文献 国際公開第2015/098146(WO, A1)
特開2013-121223(JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- | | |
|------|------|
| H02M | 7/49 |
| H02M | 7/12 |
| H02M | 7/48 |