

(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2010-11612

(P2010-11612A)

(43) 公開日 平成22年1月14日(2010.1.14)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H02M 7/48 (2007.01)	H02M 7/48 M	5H006
H02M 7/487 (2007.01)	H02M 7/487	5H007
H02M 7/12 (2006.01)	H02M 7/12 H	
	H02M 7/12 601D	

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2008-166938 (P2008-166938)	(71) 出願人	501137636
(22) 出願日	平成20年6月26日 (2008. 6. 26)		東芝三菱電機産業システム株式会社
		(74) 代理人	100078019
			弁理士 山下 一
		(72) 発明者	椋木 誠
			東京都港区三田三丁目13番16号 東芝
			三菱電機産業システム株式会社内
		(72) 発明者	吉沢 大輔
			東京都港区三田三丁目13番16号 東芝
			三菱電機産業システム株式会社内
		Fターム(参考)	5H006 AA05 AA06 BB05 CA05 CB01
			CC08 DC05 FA01
			5H007 AA06 AA07 BB06 CA05 CB05
			CC04 CC12 DC05 FA01 FA12
			FA13

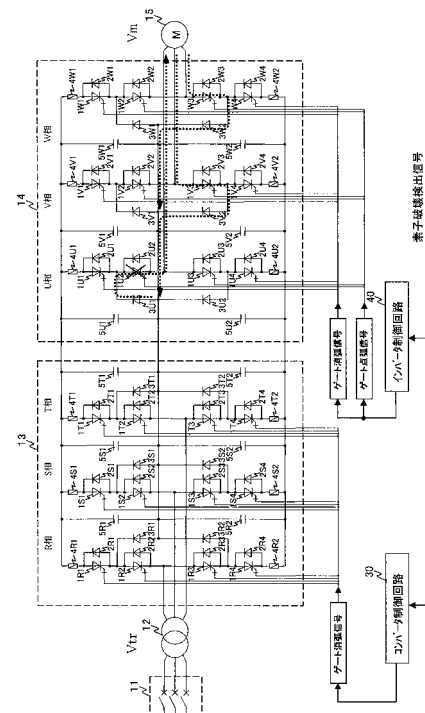
(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【要約】

【課題】直流過電圧抑制回路のような付属回路を取り付けることなく直流コンデンサの過充電を抑制することができる電力変換装置を提供する。

【解決手段】3レベルの直流電源13と、この直流電源から給電される正側及び負側の直流コンデンサ5U1乃至5W2と、3レベルの直流電圧を交流電圧に変換して交流電動機15を駆動する3レベルインバータ14と、3レベルインバータ14を構成するスイッチング素子1U1乃至1W4にゲートパルスを供給するインバータ制御手段40と、3レベルインバータ14を構成する主回路素子が短絡故障したことを検出する第1の素子破壊検出手段とで構成する。インバータ制御手段40は、第1の素子破壊検出手段が短絡故障を検出したとき、3レベルインバータ14の外側のスイッチング素子にはゲート消弧信号を出力し、内側のスイッチング素子にはゲート点弧信号を出力する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

3 レベルの直流電源と、
この直流電源から給電される正側及び負側の直流コンデンサと、
前記直流コンデンサに印加される 3 レベルの直流電圧を交流電圧に変換して交流電動機を
駆動する 3 レベルインバータと、
前記 3 レベルインバータを構成する 3 相の外側及び内側のスイッチング素子にゲートパル
スを供給するインバータ制御手段と、
前記 3 レベルインバータを構成する前記スイッチング素子、フライホイールダイオード及
びクランプダイオードの何れかが短絡故障したことを検出する第 1 の素子破壊検出手段と
を具備し、
前記インバータ制御手段は、
前記第 1 の素子破壊検出手段が短絡故障を検出したとき、前記外側のスイッチング素子に
はゲート消弧信号を出力し、前記内側のスイッチング素子にはゲート点弧信号を出力する
ようにしたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

前記 3 レベルの直流電源は変圧器を介して商用電源を入力とする 3 レベルコンバータで
あり、
この 3 レベルコンバータを構成する 3 相の外側及び内側のスイッチング素子にゲートパル
スを供給するコンバータ制御手段と、
前記 3 レベルコンバータを構成する前記スイッチング素子、フライホイールダイオード及
びクランプダイオードの何れかが短絡故障したことを検出する第 2 の素子破壊検出手段と
を具備し、
前記インバータ制御手段は、
前記第 1 の素子破壊検出手段が短絡故障を検出したとき、前記 3 レベルコンバータのス
イッチング素子にゲート消弧信号を出力し、
前記コンバータ制御手段は、
前記第 2 の素子破壊検出手段が短絡故障を検出したとき、前記 3 レベルコンバータの前記
外側のスイッチング素子にはゲート消弧信号を出力し、前記 3 レベルコンバータの前記内
側のスイッチング素子にはゲート点弧信号を出力するようにした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】

3 レベルの直流電源と、
この直流電源から給電される正側及び負側の直流コンデンサと、
前記直流コンデンサに印加される 3 レベルの直流電圧を交流電圧に変換して交流電動機を
駆動する 3 レベルインバータと、
前記 3 レベルインバータを構成するスイッチング素子にゲートパルスを供給するインバー
タ制御手段と、
前記交流電動機の入力を実質的に 3 相短絡する短絡手段と、
前記 3 レベルインバータを構成する前記スイッチング素子、フライホイールダイオード及
びクランプダイオードの何れかが短絡故障したことを検出する第 1 の素子破壊検出手段と
を具備し、
前記インバータ制御手段は、
前記第 1 の素子破壊検出手段が短絡故障を検出したとき、前記スイッチング素子にはゲー
ト消弧信号を出力し、前記短絡手段によって前記交流電動機の入力を 3 相短絡するよう
にしたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 4】

前記 3 レベルの直流電源は変圧器を介して商用電源を入力とする 3 レベルコンバータで
あり、
この 3 レベルコンバータを構成する 3 相のスイッチング素子にゲートパルスを供給するコ

ンバータ制御手段と、

前記変圧器の出力を実質的に３相短絡する短絡手段と、

前記３レベルコンバータを構成する前記スイッチング素子、フライホイールダイオード及びクランプダイオードの何れかが短絡故障したことを検出する第２の素子破壊検出手段とを具備し、

前記インバータ制御手段は、

前記第１の素子破壊検出手段が短絡故障を検出したとき、前記３レベルコンバータのスイッチング素子にゲート消弧信号を出力し、

前記コンバータ制御手段は、

前記第２の素子破壊検出手段が短絡故障を検出したとき、前記３レベルコンバータの前記スイッチング素子にゲート消弧信号を出力し、前記短絡手段によって前記交流電動機の入力を３相短絡するようにしたことを特徴とする請求項３に記載の電力変換装置。 10

【請求項５】

前記変圧器の１次側に遮断器を設け、

前記第２の素子破壊検出手段が短絡故障を検出して、前記遮断器に実質的な短絡電流が流れたとき、この短絡電流をゼロ点通過させて確実に遮断するようにしたことを特徴とする請求項２または請求項４に記載の電力変換装置。

【請求項６】

前記短絡手段はダイオード整流ブリッジとその出力に接続された電流駆動型スイッチング素子から成ることを特徴とする請求項３または請求項４に記載の電力変換装置。 20

【請求項７】

前記スイッチング素子は電流駆動型スイッチング素子であることを特徴とする請求項１または請求項２に記載の電力変換装置。

【請求項８】

前記３レベルコンバータを構成する正及び負の各々のアームにヒューズを設け、

前記第２の素子破壊検出手段は何れかの前記ヒューズが作動したことを検出するようにしたことを特徴とする請求項２または請求項４に記載の電力変換装置。

【請求項９】

前記３レベルインバータを構成する正及び負の各々のアームにヒューズを設け、

前記第１の素子破壊検出手段は何れかの前記ヒューズが作動したことを検出するようにしたことを特徴とする請求項１乃至請求項８の何れか１項に記載の電力変換装置。 30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

この発明は、直流側回路に直流コンデンサを備えた電力変換装置に係り、特に外部からのエネルギーで直流コンデンサが充電されて過電圧になることを抑制する保護機能を有する電力変換装置に関する。

【背景技術】

【０００２】

直流側回路に直流コンデンサを備えた電力変換装置は電圧形の電力変換装置として広く用いられている。このような電力変換装置において、通常の運転時には直流コンデンサに印加される電圧は例えば直流電圧供給用のコンバータ回路の動作に従った電圧が供給され、過充電されることはない。しかしながら、電力変換装置内のスイッチング素子の故障或いは周辺回路の故障などによって直流コンデンサに印加される電圧が定格電圧を大きく超える場合がある。このための保護回路として直流コンデンサと並列に抵抗とターンオフサイリスタの直列回路を設け、上記故障が検出されたとき当該ターンオフサイリスタをターンオンさせることによって当該抵抗にエネルギーを消費させ、直流コンデンサが充電されて過電圧になることを抑制する提案が為されている（例えば特許文献１参照。）。 40

【特許文献１】特開平７－２５０４３０（第２－４頁、図１） 50

【発明の開示】**【発明が解決しようとする課題】****【０００３】**

特許文献１に示されている従来の直流過電圧抑制回路は、抵抗器を使用して直流コンデンサに蓄えられたエネルギーを消費するため、大型の抵抗器となり、それに伴い装置も大型化、高価、低効率なものとなるという問題があった。

【０００４】

この発明は上記のような課題を解決するためになされたものであり、直流過電圧抑制回路のような付属回路を取付けることなく直流コンデンサの過充電を抑制することができる電力変換装置を提供する事を目的とする。

10

【課題を解決するための手段】**【０００５】**

上記目的を達成するために、本発明の第１の発明である電力変換装置は、３レベルの直流電源と、この直流電源から給電される正側及び負側の直流コンデンサと、前記直流コンデンサに印加される３レベルの直流電圧を交流電圧に変換して交流電動機を駆動する３レベルインバータと、前記３レベルインバータを構成する３相の外側及び内側のスイッチング素子にゲートパルスを供給するインバータ制御手段と、前記３レベルインバータを構成する前記スイッチング素子、フライホイールダイオード及びクランプダイオードの何れかが短絡故障したことを検出する第１の素子破壊検出手段とを具備し、前記インバータ制御手段は、前記第１の素子破壊検出手段が短絡故障を検出したとき、前記外側のスイッチング素子にはゲート消弧信号を出力し、前記内側のスイッチング素子にはゲート点弧信号を出力するようにしたことを特徴としている。

20

【０００６】

また、本発明の第２の発明である電力変換装置は、３レベルの直流電源と、この直流電源から給電される正側及び負側の直流コンデンサと、前記直流コンデンサに印加される３レベルの直流電圧を交流電圧に変換して交流電動機を駆動する３レベルインバータと、前記３レベルインバータを構成するスイッチング素子にゲートパルスを供給するインバータ制御手段と、前記交流電動機の入力を実質的に３相短絡する短絡手段と、前記３レベルインバータを構成する前記スイッチング素子、フライホイールダイオード及びクランプダイオードの何れかが短絡故障したことを検出する第１の素子破壊検出手段とを具備し、前記インバータ制御手段は、前記第１の素子破壊検出手段が短絡故障を検出したとき、前記スイッチング素子にはゲート消弧信号を出力し、前記短絡手段によって前記交流電動機の入力を３相短絡するようにしたことを特徴としている。

30

【発明の効果】**【０００７】**

この発明によれば、直流過電圧抑制回路のような付属回路を取り付けることなく直流コンデンサの過充電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可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】**【０００８】**

以下、図面を参照して本発明の実施例を説明する。

40

【実施例１】**【０００９】**

以下、本発明の実施例１に係る電力変換装置を図１乃至図５を参照して説明する。

【００１０】

図１は本発明の実施例１に係る電力変換装置の回路構成図である。図１において、図示しない電力系統から遮断器１１及び変圧器１２を介して３レベルコンバータ回路１３に交流電圧が供給されている。ここで遮断器１１は事故時に電力系統からのエネルギー供給を切り離すための遮断器である。３レベルコンバータ回路１３で交流電圧を３レベルの直流電圧に変換して３レベルインバータ回路１４に供給する。そして３レベルインバータ回路１４は３相の交流電圧を出力し、交流電動機１５を駆動する。尚、ここで直流電圧を平滑

50

するコンデンサを 3 レベルコンバータ回路 1 3 内及び 3 レベルインバータ回路 1 4 内に分散して配置しているが、直流リンク部に集中して配置しても良い。

【 0 0 1 1 】

以下、3 レベルコンバータ回路 1 3 及び 3 レベルインバータ回路 1 4 の内部構成を説明する。

【 0 0 1 2 】

3 レベルコンバータ回路 1 3 は R 相、S 相及び T 相の 3 相を各々を構成するスイッチングレグの並列回路から成っている。各々のスイッチングレグの構成は同一であるので、R 相のスイッチングレグの構成について以下説明する。

【 0 0 1 3 】

R 相スイッチングレグの基本となる回路はスイッチング素子 1 R 1、1 R 2、1 R 3 及び 1 R 4 で構成される直列回路である。各々のスイッチング素子 1 R 1、1 R 2、1 R 3 及び 1 R 4 には夫々逆並列にフライホイールダイオード 2 R 1、2 R 2、2 R 3 及び 2 R 4 が接続されている。スイッチング素子 1 R 1、1 R 2 は正側アームを構成し、スイッチング素子 1 R 3、1 R 4 は負側アームを構成している。そして 2 つのアームの中間点即ちスイッチング素子 1 R 2 と 1 R 3 の接続点に変圧器 1 2 の R 相の 2 次出力が接続されている。また、上記直列回路の両端を構成する 2 つのスイッチング素子 1 R 1、1 R 4 を外側のスイッチング素子、内側を構成する 2 つのスイッチング素子 1 R 2、1 R 3 を内側のスイッチング素子と呼称する。

【 0 0 1 4 】

スイッチング素子 1 R 1 の正極はヒューズ 4 R 1 を介して直流コンデンサ 5 R 1 の正極に接続されている。スイッチング素子 1 R 4 の負極はヒューズ 4 R 2 を介して直流コンデンサ 5 R 2 の負極に接続されている。直流コンデンサ 5 R 1 と直流コンデンサ 5 R 2 は直列接続され、互いの接続点は中性点を形成している。そしてこの中性点から正側アームの中点即ちスイッチング素子 1 R 1 と 1 R 2 の接続点に向けて、正側のクランプダイオード 3 R 1 が接続されている。同様に負側アームの中点即ちスイッチング素子 1 R 3 と 1 R 4 の接続点から中性点に向けて、負側のクランプダイオード 3 R 2 が接続されている。

【 0 0 1 5 】

次に 3 レベルインバータ回路 1 4 の主回路構成を説明する。3 レベルインバータ回路 1 4 も U 相、V 相及び W 相の 3 相を各々を構成するスイッチングレグの並列回路から成っている。各々のスイッチングレグの構成は同一であるので、U 相のスイッチングレグの構成について以下説明する。

【 0 0 1 6 】

U 相スイッチングレグの基本となる回路はスイッチング素子 1 U 1、1 U 2、1 U 3 及び 1 U 4 で構成される直列回路である。各々のスイッチング素子 1 U 1、1 U 2、1 U 3 及び 1 U 4 には夫々逆並列にフライホイールダイオード 2 U 1、2 U 2、2 U 3 及び 2 U 4 が接続されている。スイッチング素子 1 U 1、1 U 2 は正側アームを構成し、スイッチング素子 1 U 3、1 U 4 は負側アームを構成している。そして 2 つのアームの中間点即ちスイッチング素子 1 U 2 と 1 U 3 の接続点から U 相の交流出力が得られ交流電動機 1 5 の U 相端子に接続されている。ここでも、上記直列回路の両端を構成する 2 つのスイッチング素子 1 U 1、1 U 4 を外側のスイッチング素子、内側を構成する 2 つのスイッチング素子 1 U 2、1 U 3 を内側のスイッチング素子と呼称する。

【 0 0 1 7 】

スイッチング素子 1 U 1 の正極はヒューズ 4 U 1 を介して直流コンデンサ 5 U 1 の正極に接続されている。スイッチング素子 1 U 4 の負極はヒューズ 4 U 2 を介して直流コンデンサ 5 U 2 の負極に接続されている。直流コンデンサ 5 U 1 と直流コンデンサ 5 U 2 は直列接続され、互いの接続点は中性点を形成している。直流コンデンサ 5 U 1 には 3 レベルコンバータ回路 1 3 からの正側直流出力が、また直流コンデンサ 5 U 2 には 3 レベルコンバータ回路 1 3 からの負側直流出力が供給される。そしてこの中性点から正側アームの中点即ちスイッチング素子 1 U 1 と 1 U 2 の接続点に向けて、正側のクランプダイオード 3

10

20

30

40

50

U 1 が接続されている。同様に負側アームの midpoint 即ちスイッチング素子 1 U 3 と 1 U 4 の接続点から中性点に向けて、負側のクランプダイオード 3 U 2 が接続されている。

【 0 0 1 8 】

以上説明した 3 レベルコンバータ回路 1 3 及び 3 レベルインバータ回路 1 4 のスイッチング素子には夫々コンバータ制御回路 3 0 及びインバータ制御回路 4 0 から適切なゲートパルスが供給され、通常の運転モードにおいては 3 レベルコンバータ回路 1 3 は所望の 3 レベルの直流出力を得るように制御され、また 3 レベルインバータ回路 1 4 は所望の 3 レベルの 3 相交流出力で交流電動機 1 5 を駆動するように制御される。

【 0 0 1 9 】

そしてコンバータ制御回路 3 0 及びインバータ制御回路 4 0 には図示しない 3 レベルコンバータ回路 1 3 及び 3 レベルインバータ回路 1 4 の各部から得られる素子破壊検出信号が与えられている。この素子破壊検出信号は、例えば 3 レベルインバータ回路 1 4 の場合、ヒューズ 4 U 1、4 U 2、4 V 1、4 V 2、4 W 1 及び 4 W 2 の補助接点信号を用いることができる。尚、回路構成は複雑となるが、ゲートタイミングに基づく素子電圧を検出するなどによって個々の素子の短絡故障を検出する監視回路を設け、上記素子破壊検出信号を得る構成としても良い。

【 0 0 2 0 】

3 レベルインバータ回路 1 4 及び 3 レベルコンバータ回路 1 3 は、上記の素子破壊検出信号が与えられたとき、その素子破壊検出信号が 3 レベルインバータ回路 1 4 から得られた第 1 の素子破壊検出信号であるのか、または 3 レベルコンバータ回路 1 3 から得られた第 2 の素子破壊検出信号であるのかによって異なる動作を行なう。素子破壊検出信号が 3 レベルインバータ回路 1 4 から得られた第 1 の素子破壊検出信号である場合には、図 1 に示したようにインバータ制御回路 4 0 は 3 レベルインバータ回路 1 4 の外側のスイッチング素子 1 U 1、1 V 1、1 W 1、1 U 4、1 V 4 及び 1 W 4 にはゲート消弧信号（オフ信号）を与え、内側のスイッチング素子 2 U 1、2 V 1、2 W 1、3 U 4、3 V 4 及び 3 W 4 にはゲート点弧信号（オン信号）を与える。また、コンバータ制御回路 3 0 は全てのスイッチング素子にゲート消弧信号を与える。

【 0 0 2 1 】

これに対し、素子破壊検出信号が 3 レベルコンバータ回路 1 3 から得られた第 2 の素子破壊検出信号である場合には、図 2 に示したようにコンバータ制御回路 3 0 は 3 レベルコンバータ回路 1 3 の外側のスイッチング素子 1 R 1、1 S 1、1 T 1、1 R 4、1 S 4 及び 1 T 4 にはゲート消弧信号を与え、内側のスイッチング素子 2 R 1、2 S 1、2 T 1、3 R 4、3 S 4 及び 3 T 4 にはゲート点弧信号を与える。また、インバータ制御回路 4 0 は全てのスイッチング素子にゲート消弧信号を与える。

【 0 0 2 2 】

以上の図 1 及び図 2 に示した保護動作によって直流コンデンサが過充電されなくなる作用効果について図 3 乃至図 8 を参照して以下に説明する。

【 0 0 2 3 】

図 3 は 3 レベルインバータ回路 1 4 の内側スイッチング素子が破損したときの過充電ルートの説明図である。図 3 に示したように、交流電動機 1 5 を運転中に例えば U 相のスイッチング素子 1 U 2 が短絡故障し、全てのスイッチング素子に保護用のゲート消弧信号が与えられた場合を考える。このとき、図 3 の破線で示したように破損したスイッチング素子 1 U 2 を通る充電電流が正側の直流コンデンサ 5 R 1、5 S 1、5 T 1、5 U 1、5 V 1 及び 5 W 1 に流れ、直流コンデンサ 5 R 1、5 S 1、5 T 1、5 U 1、5 V 1 及び 5 W 1 は交流電動機 1 5 の線間電圧 V_m のピーク値まで充電される。

【 0 0 2 4 】

図 3 から明らかなように、フライホイールダイオード 2 U 2 が短絡故障した場合であっても同様の現象となる。また、短絡故障を生じた内側スイッチング素子が負側アームである場合には、3 レベルインバータ回路 1 4 の回路構成が正負対称となっているので、負側の直流コンデンサ 5 R 2、5 S 2、5 T 2、5 U 2、5 V 2 及び 5 W 2 が充電されること

10

20

30

40

50

になる。

【 0 0 2 5 】

図 4 は 3 レベルインバータ回路 1 4 のクランプダイオードが破損したときの過充電ルートの説明図である。図 4 に示したように、交流電動機 1 5 を運転中に正側のクランプダイオード 3 U 1 が短絡故障し、全てのスイッチング素子にゲート消弧信号が与えられた場合を考える。このとき、図の破線で示したように破損したクランプダイオード 3 U 1 を通る充電電流が負側の直流コンデンサ 5 R 2、5 S 2、5 T 2、5 U 2、5 V 2 及び 5 W 2 に流れ、直流コンデンサ 5 R 2、5 S 2、5 T 2、5 U 2、5 V 2 及び 5 W 2 は交流電動機 1 5 の線間電圧 V_m のピーク値で充電される。これに対して負側のクランプダイオードが短絡故障した場合には、回路が正負対称であることから正側の直流コンデンサが充電されることになる。

10

【 0 0 2 6 】

ところで、線間電圧 V_m と直流電圧（正側または負側） E の関係は、PWM 変調における変調度を k としたとき、 $E = \sqrt{2} \times V_m / (\sqrt{3} \times k)$ と表せる。従って、正側及び負側の直流コンデンサの電圧設計はこの E の値で行なわれる。これに対して図 3 の内側素子の破損時、また図 4 のクランプダイオード破損時には $E = \sqrt{2} \times V_m$ となるので、設計時の直流電圧の $(\sqrt{3} \times k)$ 倍の電圧が印加される。この場合、直流コンデンサは過電圧破壊する恐れがある。また、過電圧破壊しないようにするには、 $(\sqrt{3} \times k)$ 倍の電圧マージンを考慮する必要があるので、直流コンデンサの大型化が懸念される。

【 0 0 2 7 】

20

以上の状況に対し、図 1 に示すように何らかの方法によって素子の短絡故障を検出し、3 レベルインバータ回路 1 4 の内側スイッチング素子を点弧すれば、図 1 の破線で示したように交流電動機 1 5 の 3 相端子を短絡するような短絡電流が流れ、直流コンデンサが過充電されることはない。尚、交流電動機 1 5 の短絡電流が流れる時間（例えば交流電動機 1 5 の誘起電圧がなくなるまでの数 sec 間）だけ 3 レベルインバータ回路 1 4 の内側スイッチング素子とクランプダイオードには短絡耐量が必要である。

【 0 0 2 8 】

また、図 5 に示すように素子破損に伴う直流短絡が発生した場合、例えば、スイッチング素子 1 U 1、1 U 2 及び 1 U 3 が破損し、正側直流コンデンサ 5 R 1、5 S 1、5 T 1、5 U 1、5 V 1 及び 5 W 1 のコンデンサエネルギーが破損相 U 相に流れ込み、ヒューズ 4 U 1 が作動（溶断）して、故障相を切り離した場合でも、破損したスイッチング素子 2 U 1 とクランプダイオード 3 U 1 を通して、図 3 の場合と同様に正側直流コンデンサ 5 R 1、5 S 1、5 T 1、5 U 1、5 V 1 及び 5 W 1 は線間電圧 V_m のピーク値まで過充電される。また、この場合、負側の内側スイッチング素子 1 U 3 も短絡故障しているので、図 6 に示すように、破損したスイッチング素子 1 U 3 とクランプダイオード 3 U 2 を通して、図 4 の場合と同様に負側直流コンデンサ 5 R 2、5 S 2、5 T 2、5 U 2、5 V 2 及び 5 W 2 も線間電圧 V_m のピーク値まで過充電される。

30

【 0 0 2 9 】

このような図 5 及び図 6 に示す過充電モードであっても図 1 に示すように、インバータ制御回路 4 0 が 3 レベルインバータ回路 1 4 の外側のスイッチング素子 1 U 1、1 V 1、1 W 1、1 U 4、1 V 4 及び 1 W 4 にゲート消弧信号を与え、内側のスイッチング素子 2 U 1、2 V 1、2 W 1、3 U 4、3 V 4 及び 3 W 4 にはゲート点弧信号を与えるようにすれば上述したように実質的に交流電動機 1 5 の 3 相端子を短絡した状態となるので過充電は発生しない。

40

【 0 0 3 0 】

図 7 は 3 レベルコンバータ回路 1 3 の内側スイッチング素子が破損したときの過充電ルートの説明図である。図 7 に示したように、3 レベルコンバータ回路 1 3 を運転中にスイッチング素子 1 R 2 が短絡故障し、全てのスイッチング素子に保護用のゲート消弧信号が与えられた場合を考える。このとき、図の破線で示したように破損したスイッチング素子 1 R 2 を通る充電電流が正側の直流コンデンサ 5 R 1、5 S 1、5 T 1、5 U 1、5 V 1

50

及び 5 W 1 に流れ、直流コンデンサ 5 R 1、5 S 1、5 T 1、5 U 1、5 V 1 及び 5 W 1 は変圧器 1 2 の出力線間電圧 V_{tr} のピーク値で充電される。

【 0 0 3 1 】

図 7 から明らかなように、フライホイールダイオード 2 R 2 が短絡故障した場合であっても同様の現象となる。また、短絡故障を生じた内側スイッチング素子が負側アームである場合には、3 レベルコンバータ回路 1 3 の回路構成が正負対称となっているので、負側の直流コンデンサ 5 R 2、5 S 2、5 T 2、5 U 2、5 V 2 及び 5 W 2 が充電されることになる。

【 0 0 3 2 】

図 8 は 3 レベルコンバータ回路 1 3 のクランプダイオードが破損したときの過充電ルートの説明図である。図 8 に示したように、3 レベルコンバータ回路 1 3 を運転中に正側のクランプダイオード 3 R 1 が短絡故障し、全てのスイッチング素子にゲート消弧信号が与えられた場合を考える。このとき、図の破線で示したように破損したクランプダイオード 3 R 1 を通る充電電流が負側の直流コンデンサ 5 R 2、5 S 2、5 T 2、5 U 2、5 V 2 及び 5 W 2 に流れ、直流コンデンサ 5 R 2、5 S 2、5 T 2、5 U 2、5 V 2 及び 5 W 2 は変圧器 1 2 の出力線間電圧 V_m のピーク値で充電される。これに対して負側のクランプダイオードが短絡故障した場合には、回路が正負対称であることから正側の直流コンデンサが充電されることになる。

【 0 0 3 3 】

上記図 7、図 8 の状況に対し、図 2 に示すように何らかの方法によって素子の短絡故障を検出し、3 レベルコンバータ回路 1 3 の内側スイッチング素子を点弧すれば、図 2 の破線で示したように変圧器 1 2 の 2 次出力端子を短絡するような短絡電流が流れ、直流コンデンサが過充電されることはない。尚、変圧器 1 2 の 2 次短絡電流が流れる時間（例えば入力開閉器 1 1 を遮断するまでの数サイクル間）だけ 3 レベルコンバータ回路 1 3 の内側スイッチング素子とクランプダイオードには短絡耐量が必要である。

【 0 0 3 4 】

3 レベルコンバータ回路 1 3 において直流短絡によって複数の素子が短絡故障した場合の動作は 3 レベルインバータ回路 1 4 の動作と同様になるので説明を省略する。また、変圧器 1 2 の 2 次電圧 V_{tr} と直流電圧 E の関係についても交流電動機 1 5 の線間電圧 V_m と直流電圧 E の関係と同様となるので説明を省略する。

【 0 0 3 5 】

以上説明したように、スイッチング素子、フライホイールダイオード及びクランプダイオードの短絡故障が発生したとき、短絡故障の生じた 3 レベルコンバータ回路または 3 レベルインバータ回路の内側のスイッチング素子を点弧して実質的に短絡ループを形成するようにすれば、直流コンデンサの過充電を防止することが可能となる。尚、直流コンデンサへの給電を 3 レベルコンバータ回路を用いずにダイオード整流器によって行なう場合には、3 レベルインバータ回路のみで上記保護動作を行なうようにすれば良いことは明らかである。

【 実施例 2 】

【 0 0 3 6 】

図 9 は本発明の実施例 2 に係る電力変換装置の回路構成図である。この実施例 2 の各部について、図 1 の本発明の実施例 1 に係る電力変換装置の回路構成図の各部と同一部分は同一符号で示し、その説明は省略する。この実施例 2 が実施例 1 と異なる点は、交流電動機 1 5 の 3 相端子をダイオードブリッジを介してサイリスタ 1 6 T によって短絡することが可能な短絡回路 1 6 を設けた点、そして 3 レベルインバータ回路 1 4 の主回路素子が素子破壊したとき、インバータ制御回路 4 0 は 3 レベルインバータ回路 1 4 の全てのスイッチング素子にゲート消弧信号を与えると共に、サイリスタ 1 6 T を点弧する信号を与える構成とした点である。

【 0 0 3 7 】

この実施例 2 においては、3 レベルインバータ回路 1 4 内の素子に短絡故障が発生した

10

20

30

40

50

とき、短絡回路 16 のサイリスタ 16 T を点弧して交流電動機 15 の 3 相端子を実質的に短絡するので、直列コンデンサを過充電することを未然に防止することが可能となる。

【実施例 3】

【0038】

図 10 は本発明の実施例 2 に係る電力変換装置の回路構成図である。この実施例 3 の各部について、図 2 の本発明の実施例 1 に係る電力変換装置の回路構成図の各部と同一部分は同一符号で示し、その説明は省略する。この実施例 2 が実施例 1 と異なる点は、変圧器 12 の 3 相出力端子をダイオードブリッジを介してサイリスタ 17 T によって短絡することが可能な短絡回路 17 を設けた点、そして 3 レベルコンバータ回路 13 の主回路素子が素子破壊したとき、コンバータ制御回路 30 は 3 レベルコンバータ回路 13 の全てのスイッチング素子にゲート消弧信号を与えると共に、サイリスタ 17 T を点弧する信号を与える構成とした点である。

10

【0039】

この実施例 3 においては、3 レベルコンバータ回路 13 内の素子に短絡故障が発生したとき、短絡回路 17 のサイリスタ 17 T を点弧して変圧器 12 の 3 相出力端子を実質的に短絡するので、直列コンデンサを過充電することを未然に防止することが可能となる。またこの短絡回路 17 の動作において、変圧器 12 のインピーダンスで決まる短絡電流が流れるが、1 次側の遮断器 11 においてこの短絡電流をゼロ点通過させて、確実に遮断器 11 を開放させることが重要となる。これは図 2 に示した実施例 1 の場合についても同様である。

20

【0040】

尚、実施例 1 の構成において、スイッチング素子として GCT のような所謂電流駆動型素子でなく、IGBT のような所謂電圧駆動型の素子を使用した場合、過充電を防止するため内側のスイッチング素子を点弧して交流電動機 15 の 3 相端子或いは変圧器 12 の 3 相出力端子を実質的に短絡すると、スイッチング素子の短絡耐量が不足して素子破損を招く恐れがある。これに対して、この実施例 2 或いは実施例 3 に示すように、短絡用のサイリスタ 16 T 或いは 17 T として充分短絡耐量を有する所謂電流駆動型素子を使用すれば素子破損を防ぐことが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【0041】

30

【図 1】本発明の実施例 1 に係る電力変換装置の回路構成図 (1)。

【図 2】本発明の実施例 1 に係る電力変換装置の回路構成図 (2)。

【図 3】3 レベルインバータ回路の内側スイッチング素子が破損したときの過充電ルートの説明図。

【図 4】3 レベルインバータ回路のクランプダイオードが破損したときの過充電ルートの説明図。

【図 5】3 レベルインバータ回路の素子破損に伴う直流短絡が発生した場合の過充電ルートの説明図 (1)。

【図 6】3 レベルインバータ回路の素子破損に伴う直流短絡が発生した場合の過充電ルートの説明図 (2)。

40

【図 7】3 レベルコンバータ回路の内側スイッチング素子が破損したときの過充電ルートの説明図。

【図 8】3 レベルコンバータ回路のクランプダイオードが破損したときの過充電ルートの説明図。

【図 9】本発明の実施例 2 に係る電力変換装置の回路構成図。

【図 10】本発明の実施例 3 に係る電力変換装置の回路構成図。

【符号の説明】

【0042】

11 遮断器

12 変圧器

50

1 3 3レベルコンバータ回路

1 R 1、1 R 2、1 R 3、1 R 4、1 S 1、1 S 2、1 S 3、1 S 4、1 T 1、1 T 2、
1 T 3、1 T 4 スイッチング素子

2 R 1、2 R 2、2 R 3、2 R 4、2 S 1、2 S 2、2 S 3、2 S 4、2 T 1、2 T 2、
2 T 3、2 T 4 フライホイールダイオード

3 R 1、3 R 2、3 S 1、3 S 2、3 T 1、3 T 2 クランプダイオード

4 R 1、4 R 2、4 S 1、4 S 2、4 T 1、4 T 2 ヒューズ

5 R 1、5 R 2、5 S 1、5 S 2、5 T 1、5 T 2 直流コンデンサ

1 4 3レベルインバータ回路

1 U 1、1 U 2、1 U 3、1 U 4、1 V 1、1 V 2、1 V 3、1 V 4、1 W 1、1 W 2、
1 W 3、1 W 4 スイッチング素子 10

2 U 1、2 U 2、2 U 3、2 U 4、2 V 1、2 V 2、2 V 3、2 V 4、2 W 1、2 W 2、
2 W 3、2 W 4 フライホイールダイオード

3 U 1、3 U 2、3 V 1、3 V 2、3 W 1、3 W 2 クランプダイオード

4 U 1、4 U 2、4 V 1、4 V 2、4 W 1、4 W 2 ヒューズ

5 U 1、5 U 2、5 V 1、5 V 2、5 W 1、5 W 2 直流コンデンサ

1 5 交流電動機

1 6、1 7 短絡回路

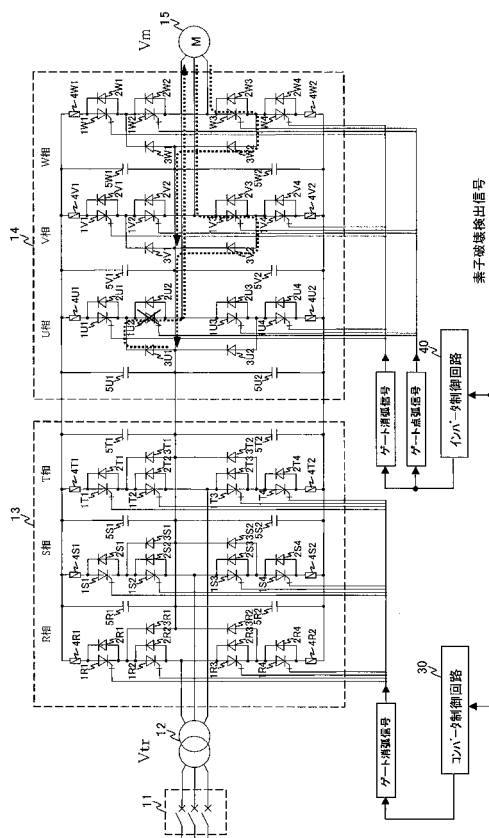
1 6 T、1 7 T サイリスタ

3 0 コンバータ制御回路

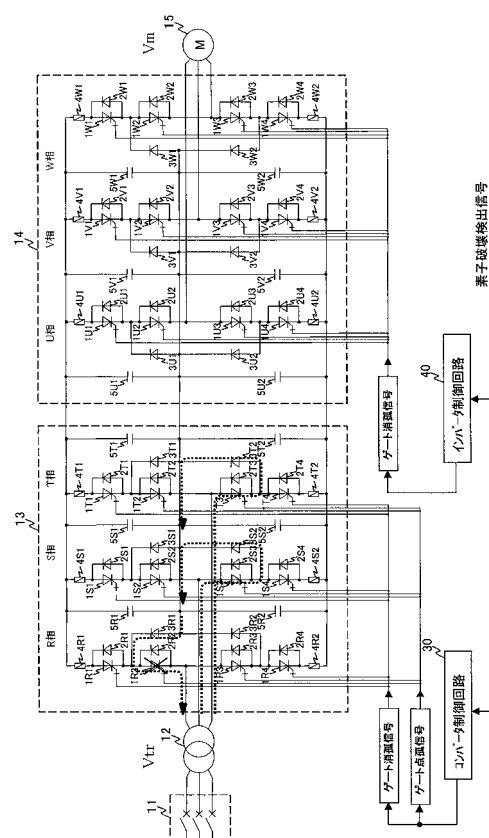
4 0 インバータ制御回路

20

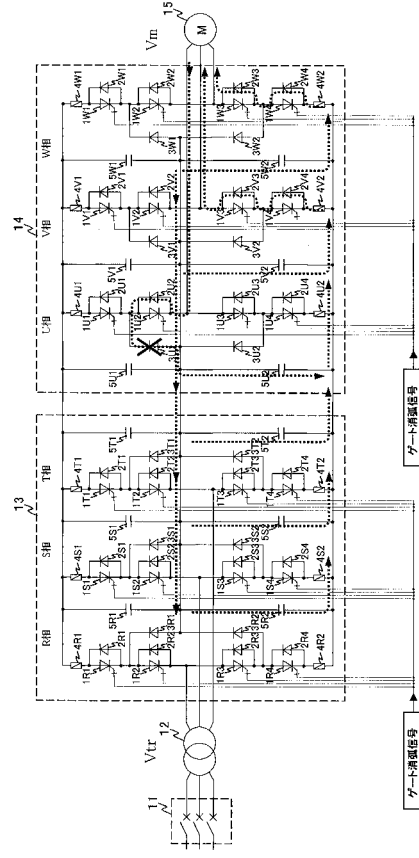
【図 1】



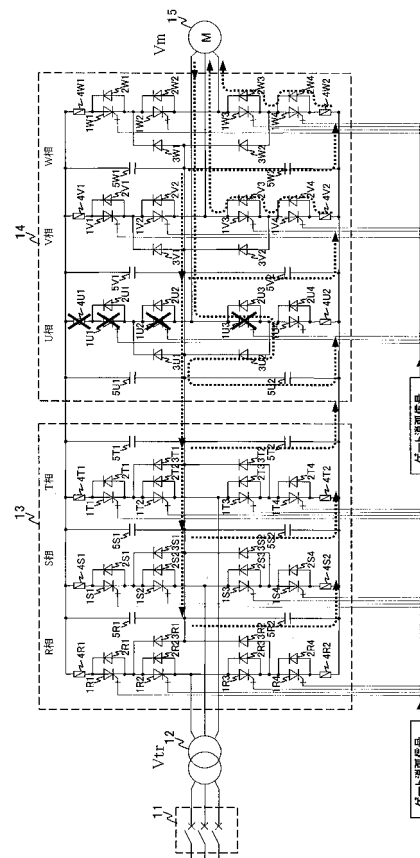
【図 2】



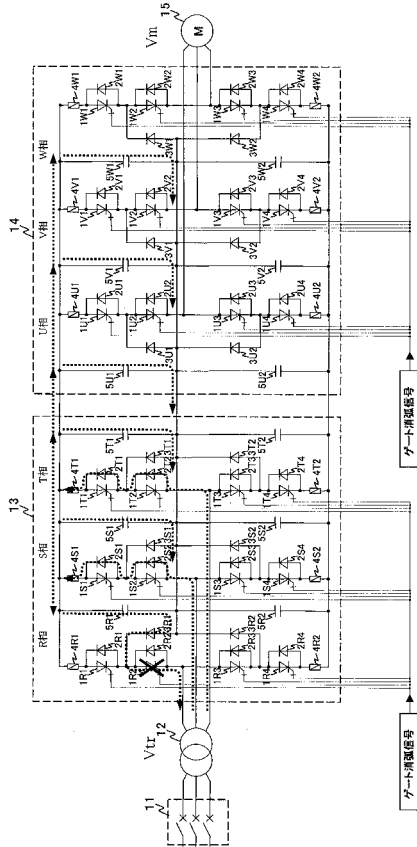
【 図 4 】



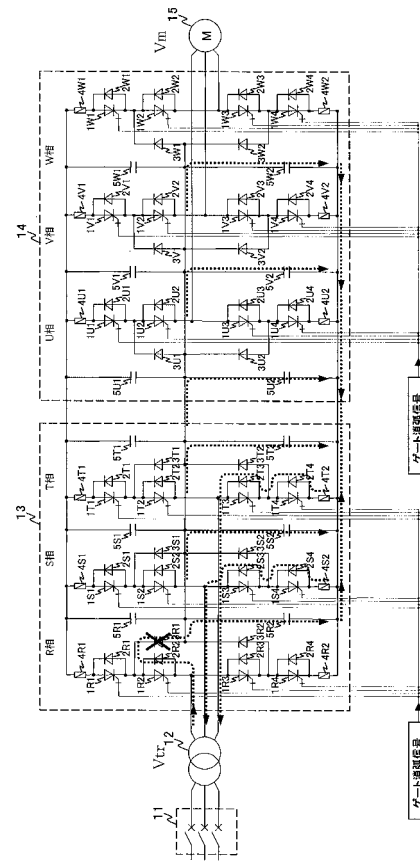
【 図 6 】



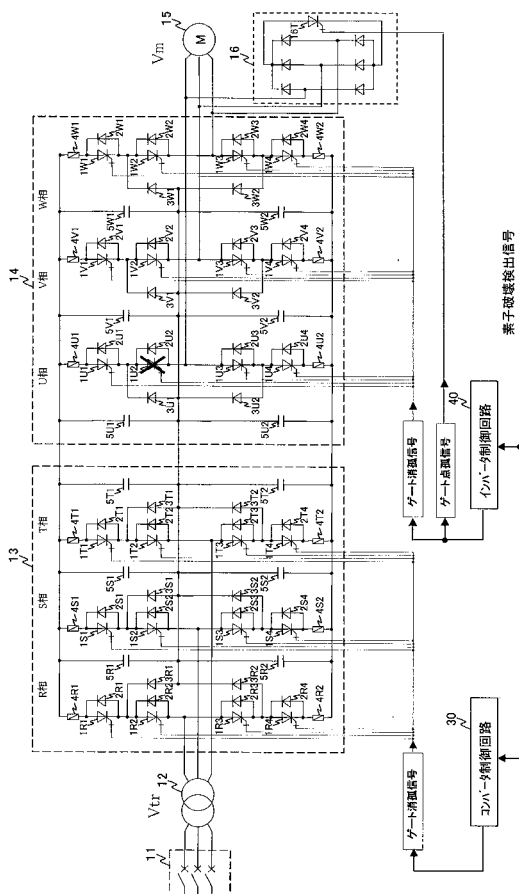
【図 7】



【図 8】



【図 9】



【図 10】

