

(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2010-141990

(P2010-141990A)

(43) 公開日 平成22年6月24日(2010.6.24)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO2M 7/48 (2007.01)	HO2M 7/48 M	5H006
HO2M 7/5387 (2007.01)	HO2M 7/5387 Z	5H007
HO2M 7/21 (2006.01)	HO2M 7/21 A	5H505
HO2P 27/06 (2006.01)	HO2P 7/63 302S	

審査請求 有 請求項の数 6 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願2008-314276 (P2008-314276)
 (22) 出願日 平成20年12月10日(2008.12.10)

(71) 出願人 000006013
 三菱電機株式会社
 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
 (74) 代理人 100110423
 弁理士 曾我 道治
 (74) 代理人 100084010
 弁理士 古川 秀利
 (74) 代理人 100094695
 弁理士 鈴木 憲七
 (74) 代理人 100111648
 弁理士 梶並 順
 (74) 代理人 100122437
 弁理士 大宅 一宏
 (74) 代理人 100147566
 弁理士 上田 俊一

最終頁に続く

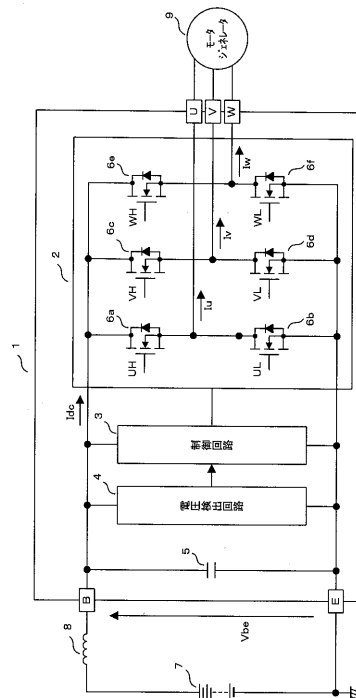
(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【要約】

【課題】 短絡故障の検出・保護を確実に行うことのできる電力変換装置を得る。

【解決手段】 第1の主端子と第2の主端子と制御端子とを有する半導体スイッチ6で構成された3相ブリッジ型の電力変換回路2と、半導体スイッチ6の動作を制御する制御回路3と、電力変換回路2の直流端子間の電圧を監視する電圧検出回路4とを備えた電力変換装置1であって、制御回路3は、電圧検出回路4によって検出された電力変換回路1の直流端子間の電圧が所定値より小さい状態が所定時間以上継続した場合に、半導体スイッチを遮断する保護機能を備える。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

第 1 の主端子と第 2 の主端子と制御端子とを有する半導体スイッチで構成された 3 相ブリッジ型の電力変換回路と、

前記半導体スイッチの動作を制御する制御回路と、

前記電力変換回路の直流端子間の電圧を監視する電圧検出回路と

を備えた電力変換装置であって、

前記制御回路は、前記電圧検出回路によって検出された前記電力変換回路の直流端子間の電圧が、所定値より小さい状態が所定時間以上継続した場合に、前記半導体スイッチを遮断する保護機能を備える電力変換装置。

10

【請求項 2】

請求項 1 に記載の電力変換装置において、

前記制御回路は、前記所定値として前記電力変換回路が正常時の動作で到達する最低電圧よりも小さい電圧が設定されている電力変換装置。

【請求項 3】

請求項 2 に記載の電力変換装置において、

前記制御回路は、前記電力変換回路が直流電力を交流電力に変換する動作時に、前記半導体スイッチを 1 パルス通電制御方式にて制御する電力変換装置。

【請求項 4】

請求項 3 に記載の電力変換装置において、

前記制御回路は、前記 1 パルス通電制御方式として通電角 180 度または 120 度の 1 パルス通電制御を行う電力変換装置。

20

【請求項 5】

請求項 2 に記載の電力変換装置において、

前記制御回路は、前記電力変換回路が交流電力を直流電力に変換する動作時に、前記電力変換回路での 3 相全波整流において各半導体スイッチが通電する位相区間内で前記半導体スイッチをオンさせる同期整流制御方式にて前記半導体スイッチを制御する電力変換装置。

【請求項 6】

請求項 3 ないし 5 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置において、

前記制御回路において前記 1 パルス通電制御方式または前記同期整流制御方式を採用することで、前記直流端子間の電圧を平滑化するための大容量コンデンサを不要とする電力変換装置。

30

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、バッテリーなどの直流電力を 3 相交流電力に変換して回転電機を駆動する、あるいは、回転電機が発電した 3 相交流電力を直流電力に変換してバッテリーなどの直流電源に供給するための 3 相ブリッジ型の電力変換装置に関し、特に、端子間の短絡故障（半導体スイッチの短絡破壊や誤オンによるアーム短絡および機械的接触による天絡・地絡・相間短絡等）の検出・保護手段を備えた電力変換装置に関する。

40

【背景技術】**【0002】**

従来電力変換装置においては、短絡故障による過電流を検出するために、通常、何らかの電流検出手段を備えている（例えば、特許文献 1 参照）。特許文献 1 における過電流検出手段は、半導体スイッチで構成された 3 相ブリッジ型の電力変換回路の低電位側直流ラインに電流検出用の低抵抗（シャント抵抗）を挿入している。そして、その両端の電圧降下が所定値を超えることで過電流と判定し、半導体スイッチを遮断することで短絡故障時の保護を行っている。

【0003】

50

【特許文献1】特開2001-275392公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

しかしながら、従来技術には、以下のような課題がある。

このような従来の電力変換装置は、短絡故障が発生していない正常時にもシャント抵抗にて電力損失が発生する。このため、電力変換装置における効率が低下する。また、電力損失による過熱を防止するために放熱対策の必要性が生じる。この結果、電力変換装置の大型化・コストアップに繋がる。また、短絡故障によって流れた短絡電流を検出した後に、その大電流を半導体スイッチで遮断する必要がある。このため、大電流の遮断時に、半導体スイッチの安全動作領域を逸脱して二次的な故障が発生する可能性がある。

10

【0005】

本発明は、以上のような問題点を解決するためになされたもので、短絡故障の検出・保護を確実に行うことのできる小型で低コストな電力変換装置を得ることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明に係る電力変換装置は、第1の主端子と第2の主端子と制御端子とを有する半導体スイッチで構成された3相ブリッジ型の電力変換回路と、半導体スイッチの動作を制御する制御回路と、電力変換回路の直流端子間の電圧を監視する電圧検出回路とを備えた電力変換装置であって、制御回路は、電圧検出回路によって検出された電力変換回路の直流端子間の電圧が、所定値より小さい状態が所定時間以上継続した場合に、半導体スイッチを遮断する保護機能を備えるものである。

20

【発明の効果】

【0007】

本発明に係る電力変換装置によれば、電力変換回路の直流端子間電圧のしきい値を、電力変換回路が正常時の動作で到達する直流端子間電圧の最低電圧よりも小さい電圧に設定しておき、電力変換回路の直流端子間電圧がしきい値よりも小さい状態が所定時間以上継続することで短絡故障の検出を行うことができ、短絡故障の検出・保護を確実に行うことのできる小型で低コストな電力変換装置を得ることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

30

【0008】

以下、本発明の電力変換装置の好適な実施の形態につき図面を用いて説明する。

【0009】

実施の形態1.

図1は、本発明の実施の形態1における3相の電動発電機を用いた駆動発電システムの全体構成図である。この図1における駆動発電システムは、電力変換装置1と、その外部に接続されたバッテリー7、配線インダクタンス8、および3相の電動発電機に相当するモータジェネレータ9で構成されている。

【0010】

ここで、電力変換装置1は、電力変換回路2、制御回路3、電圧検出回路4、およびコンデンサ5を備えている。また、電力変換回路2は、半導体スイッチとしてNチャネル型のパワーMOSFET6a~6fを用いて構成された2直列3並列のいわゆる3相ブリッジ型の電力変換回路である。

40

【0011】

次に、図1の構成を備えた駆動発電システムの動作について説明する。バッテリー7の直流電力は、電力変換装置1によって3相の交流電力に変換され、モータジェネレータ9が駆動されることで、図示しないエンジンに回転力が与えられる。一方、図示しないエンジンの回転によって駆動されたモータジェネレータ9が発電した3相の交流電力は、電力変換装置1によって直流電力に変換され、バッテリー7および図示しない車両負荷に供給される。

50

【 0 0 1 2 】

電力変換装置 1 の高電位側直流端子 B と低電位側直流端子 E には、バッテリー 7 の正極端子と負極端子がそれぞれ接続される。また、電力変換装置 1 の 3 相交流端子 U、V、W には、モータジェネレータ 9 の U 相、V 相、W 相の固定子巻線がそれぞれ接続される。なお、配線インダクタンス 8 は、バッテリー 7 と電力変換装置 1 とを接続する高電位側および低電位側の配線の寄生インダクタンスの総和を代表して表現している。

【 0 0 1 3 】

電力変換装置 1 の内部には、半導体スイッチとして N チャネル型のパワー MOS F E T 6 a ~ 6 f を用いて構成された 2 直列 3 並列のいわゆる 3 相ブリッジ型の電力変換回路 2 がある。そして、この電力変換回路 2 は、2 直列の両端および中点が電力変換装置 1 の直

10

【 0 0 1 4 】

パワー MOS F E T 6 a ~ 6 f は、第 1 の主端子 (ドレイン)、第 2 の主端子 (ソース)、および制御端子 (ゲート) を持ち、ゲート・ソース間の電圧によりオン・オフ制御される。そして、これらパワー MOS F E T 6 a ~ 6 f は、オン時には、ドレイン・ソース間を双方向に通電可能な抵抗素子となり、オフ時には、ソースからドレインの方向のみ通電可能なダイオード素子となる。

【 0 0 1 5 】

また、電力変換装置 1 の直流側端子 B - E 間には、小容量のコンデンサ 5 が接続されている。そして、このコンデンサ 5 は、パワー MOS F E T 6 a ~ 6 f のスイッチングなどに起因する高周波ノイズを低減し、ラジオノイズ等の放射ノイズを抑制する役割を担っている。電力変換装置 1 がパルス幅変調 (P W M) 制御での電力変換を行う場合には、直流側端子 B - E 間の電圧を平滑化するために、大容量のコンデンサをコンデンサ 5 の位置に接続するのが一般的である。しかしながら、本発明では、後述する 1 パルス通電方式 (実施の形態 1、2)、または同期整流制御方式 (実施の形態 3) にて電力変換を行うため、大容量の平滑コンデンサは、必ずしも必要ではない。

20

【 0 0 1 6 】

また、電力変換装置 1 の直流側端子 B - E 間には、電圧検出回路 4 が接続されている。そして、この電圧検出回路 4 は、電力変換装置 1 がモータジェネレータ 9 の発電制御をする際に、フィードバック情報として必要な直流側端子 B - E 間の電圧検出値を制御回路 3

30

【 0 0 1 7 】

制御回路 3 は、図示しない上位 E C U からの指令と、図示しない様々なセンサ情報とを基に、動作モードに応じて電力変換回路 2 のパワー MOS F E T 6 a ~ 6 f のオン・オフ駆動制御を行う。それとともに、制御回路 3 は、図示しないモータジェネレータ 9 の回転子の界磁巻線の電流制御も行う。さらに、制御回路 3 は、電圧検出回路 4 からフェイル信号を受信した場合には、電力変換回路 2 のパワー MOS F E T 6 a ~ 6 f を強制的に遮断 (オフ) する機能を備えている。

【 0 0 1 8 】

なお、ここでは、電圧検出回路 4 側が、直流側端子 B - E 間の電圧が所定値よりも一定時間以上小さくなったか否かを判断する場合について説明した。しかしながら、制御回路 3 側が、電圧検出回路 4 で検出された電圧値に基づいて、直流側端子 B - E 間の電圧が所定値よりも一定時間以上小さくなったか否かを判断することも可能である。

40

【 0 0 1 9 】

次に、図 1 の構成において、通電角 180 度の 1 パルス通電制御を適用してモータジェネレータ 9 を駆動した場合の、短絡故障発生時を含む各部の動作波形について説明する。図 2 は、本発明の実施の形態 1 における 180 度通電制御時の各部の動作波形の説明図である。

【 0 0 2 0 】

50

U_H、U_L、V_H、V_L、W_H、W_Lは、制御回路3によって制御される各パワーMOSFET 6a～6fのオン・オフ論理を示したものであり、ハイがオン状態を示し、ローがオフ状態を示している。なお、同相のパワーMOSFET(6aと6b、6cと6d、6eと6f)のオン・オフ切り替わりタイミングでは、同時オンによる同相アーム短絡を防止するための時間(デッドタイム)が確保されている。

【0021】

次に、V_{be}は、電力変換装置1の直流側端子B-E間の電圧を示している。また、I_{dc}は、電力変換回路2の高電位側直流ラインを流れる電流を示している。さらに、I_u、I_v、I_wは、電力変換装置1の交流端子U、V、Wを流れる電流(電力変換装置1モータジェネレータ9の方向が正)を示している。

10

【0022】

このように180度通電制御では、モータジェネレータ9の回転に同期させてオンさせるパワーMOSFETのパターンを位相60度毎に、(U_H・V_L・W_H) (U_H・V_L・W_L) (U_H・V_H・W_L) (U_L・V_H・W_L) (U_L・V_H・W_H) (U_L・V_L・W_H) (U_H・V_L・W_H)と順に変化させる。これにより、モータジェネレータ9の固定子巻線の各端子間に交流電圧が印加され、固定子巻線に3相の交流電流I_u、I_v、I_wが流れる。

【0023】

すなわち、常に、高電位側と低電位側のパワーMOSFETのうち、2相がオンになっている側の片方がターンOFFして、バッテリー7から流れてくる直流電流I_{dc}の約半分が遮断される。このため、配線インダクタンス8に発生する逆起電力サージによって、V_{be}の波形には、位相60度毎に電圧上昇が発生し、その後、配線インダクタンス8とコンデンサ5との共振周波数にて振動しながら収束する。従って、V_{be}の最小値は、定常状態の電圧よりも振動のアンダーシュート分小さくなる。

20

【0024】

一方で、パワーMOSFET 6a～6fがターンONする際には、電流がソースからドレインの方向、すなわち、パワーMOSFETの寄生ダイオードに流れている位相でオンする。このため、V_{be}波形に目立った変化は現れない。このように、180度通電制御による駆動モードにおいては、コンデンサ5の容量が小さくても、パワーMOSFET 6a～6fのスイッチングによってV_{be}が大きく低下することはない。

30

【0025】

次に、上述のようなモータジェネレータ9の駆動動作中のA点(図2参照)にて、U_HのパワーMOSFET 6aが誤オンしてU相のパワーMOSFET 6a、6bが同時ON状態となり、電力変換装置1の直流側端子B-E間が短絡されたと仮定する。このとき、通電経路のインピーダンスが小さいコンデンサ5からの短絡電流が、まず流れる(図2のA点付近の拡大図のI_{dc}のパルス状の波形参照)。

【0026】

しかし、コンデンサ5の容量は小さいので、保護すべき大電流が流れる前に短時間で放電が完了して、V_{be}がほぼ0Vまで低下する。その後、配線インダクタンス8にバッテリー電圧とV_{be}との差電圧が印加されることによって、バッテリー7からの短絡電流が増加し、定常的には、非常に大きな短絡電流となる。

40

【0027】

ここで、注目すべき点としては、次の2点が挙げられる。1点目は、同相アーム短絡故障が発生した場合には、V_{be}がほぼ0Vに瞬時に低下することである。そして、2点目は、配線インダクタンス8のインピーダンスの影響で、その後遅れてバッテリーからの短絡電流が流れてくることである。

【0028】

その一方で、正常動作時には、前述の通り、V_{be}は大幅には低下しない。すなわち、電圧検出回路4がフェイル信号を出力するV_{be}のしきい値を、正常動作時にV_{be}が低下し得る最低の電圧値よりも小さい値に設定し、電圧検出回路4によってV_{be}を監視し

50

ておけば、短絡故障の検出が可能になる。さらに、短絡故障の検出後、すぐにパワー MOS FET 6 a ~ 6 f を遮断することによって、バッテリーから短絡故障による大電流が流れてくる前に、電力変換装置 1 の保護が可能となる。

【0029】

以上のように、実施の形態 1 によれば、モータジェネレータを駆動する際に、通電角 180 度の 1 パルス通電制御 (180 度通電制御) により電力変換を行い、3 相ブリッジ型電力変換装置の直流端子間の電圧低下を電圧検出回路によって監視することで、短絡故障の検出を行うことができる。この結果、シャント抵抗など過電流検出のための電流センサは不要となり、電力変換装置の小型化・低コスト化・高効率化を図ることが可能となる。

【0030】

さらに、モータジェネレータを駆動する際の電力変換制御として、パルス幅変調 (PWM) 制御ではなく、1 パルス通電制御方式を採用することで、電力変換装置の直流端子間電圧を平滑化するための大容量コンデンサを不要とすることができる。大容量コンデンサを搭載していないことにより、短絡故障が発生した際に、電力変換装置の直流端子間電圧が瞬時にほぼ 0 V まで低下してから直流電源 (バッテリー) から短絡電流が流れ込んでくることとなる。従って、直流端子間の電圧低下により短絡故障を即座に検出し、その後直ちに半導体スイッチを遮断することで、短絡による大電流が流れ込む前に半導体スイッチを遮断することが可能になる。この結果、大電流の通電および遮断によって半導体スイッチを 2 次的に破壊させることなく、短絡故障に対する保護を確実に行うことができる。

【0031】

さらに、1 パルス通電制御時における電力変換装置の直流端子間電圧は、短絡故障発生時には正常動作時よりも低下し、直流端子間のコンデンサ容量が小さいほど急峻に大きく低下する。従って、短絡故障検出のための電圧端子間電圧のしきい値は、電力変換回路が正常時の動作で直流端子間電圧が低下し得る最低電圧よりも小さい値に設定しておくことで、短絡故障の検出が可能となる。この結果、正常時と短絡故障時の区別を明確にすることができるため、直流端子間電圧の監視による短絡故障検出を容易に行うことができるとともに、短絡故障の誤検出も防止することができる。

【0032】

実施の形態 2 .

先の実施の形態 1 では、1 パルス通電方式として 180 度通電制御を行った際の短絡故障検出について説明した。これに対して、本実施の形態 2 では、1 パルス通電方式として 120 度通電制御を行った際の短絡故障検出について説明する。すなわち、先の図 1 の構成において、通電角 120 度の 1 パルス通電制御を適用してモータジェネレータ 9 を駆動した場合の、短絡故障発生時を含む各部の動作波形について説明する。図 3 は、本発明の実施の形態 2 における 120 度通電制御時の各部の動作波形の説明図であり、各波形項目は、先の図 2 と同じである。

【0033】

このように 120 度通電制御では、モータジェネレータ 9 の回転に同期させてオンさせるパワー MOS FET のパターンを位相 60 度毎に、(UH・VL) (UH・WL) (VH・WL) (UL・VH) (UL・WH) (VL・WH) (UH・VL) と順に変化させる。これにより、モータジェネレータ 9 の固定子巻線の各端子間に交流電圧が印加され、固定子巻線に 3 相の交流電流 I_u 、 I_v 、 I_w が流れる。

【0034】

すなわち、常に、高電位側と低電位側のパワー MOS FET のうち、各 1 相ずつがオンになっている状態から片側がターン OFF してバッテリー 7 から流れてくる直流電流 I_{dc} の全てが遮断される。このため、配線インダクタンス 8 に発生する逆起電力サージによって、Vbe の波形には位相 60 度毎に電圧上昇が発生する。その後、配線インダクタンス 8 とコンデンサ 5 との共振周波数にて振動しながら収束する。従って、Vbe の最小値は定常状態の電圧よりも振動のアンダーシュート分小さくなる。

【0035】

10

20

30

40

50

一方で、パワーMOSFET 6a ~ 6f がターンON する際には、その相の固定子電流は、0 A の状態であり、配線インダクタンス 8 での電流急変はない。このため、Vbe に目立った変化は現れない。このように、120 度通電制御による駆動モードにおいては、コンデンサ 5 の容量が小さくても、パワーMOSFET 6a ~ 6f のスイッチングによって Vbe が大きく低下することはない。

【0036】

次に、上述のようなモータジェネレータ 9 の駆動動作中の B 点 (図 3 参照) にて、UH のパワーMOSFET 6a が誤オンして U 相のパワーMOSFET 6a、6b が同時ON 状態となり、電力変換装置 1 の直流側端子 B - E 間が短絡されたと仮定する。このときの現象は、先の実施の形態 1 とほぼ同様である。従って、短絡故障の検出や保護も、先の実施の形態 1 と同様に可能である。

10

【0037】

以上のように、実施の形態 2 によれば、モータジェネレータを駆動する際に、通電角 120 度の 1 パルス通電制御 (120 度通電制御) により電力変換を行い、3 相ブリッジ型電力変換装置の直流端子間の電圧低下を電圧検出回路によって監視することで、短絡故障の検出を行うことができる。この結果、180 度通電制御を行った先の実施の形態 1 と同様に、シャント抵抗など過電流検出のための電流センサは不要となり、電力変換装置の小型化・低コスト化・高効率化を図ることが可能となる。

【0038】

さらに、モータジェネレータを駆動する際の電力変換制御として、パルス幅変調 (PWM) 制御ではなく、1 パルス通電制御方式を採用することで、電力変換装置の直流端子間電圧を平滑化するための大容量コンデンサを不要とすることができる。大容量コンデンサを搭載していないことにより、短絡故障が発生した際に、電力変換装置の直流端子間電圧が瞬時にほぼ 0 V まで低下してから直流電源 (バッテリー) から短絡電流が流れ込んでくることとなる。従って、直流端子間の電圧低下により短絡故障を即座に検出し、その後直ちに半導体スイッチを遮断することで、短絡による大電流が流れ込む前に半導体スイッチを遮断することが可能になる。この結果、大電流の通電および遮断によって半導体スイッチを二次的に破壊させることなく、短絡故障に対する保護を確実に行うことができる。

20

【0039】

さらに、1 パルス通電制御時における電力変換装置の直流端子間電圧は、短絡故障発生時には正常動作時よりも低下し、直流端子間のコンデンサ容量が小さいほど急峻に大きく低下する。従って、短絡故障検出のための電圧端子間電圧のしきい値は、電力変換回路が正常時の動作で直流端子間電圧が低下し得る最低電圧よりも小さい値に設定しておくことで、短絡故障の検出が可能となる。この結果、正常時と短絡故障時の区別を明確にすることができるため、直流端子間電圧の監視による短絡故障検出を容易に行うことができるとともに、短絡故障の誤検出も防止することができる。

30

【0040】

実施の形態 3 .

先の実施の形態 1、2 では、1 パルス通電方式としてそれぞれ、180 度通電制御、120 度通電制御を行った際の短絡故障検出について説明した。これに対して、本実施の形態 3 では、1 パルス通電方式の代わりに同期整流制御を行った際の短絡故障検出について説明する。すなわち、先の図 1 の構成において、モータジェネレータ 9 の発電モードにて同期整流制御を行った場合の、短絡発生時を含む各部の動作波形について説明する。図 4 は、本発明の実施の形態 3 における同期整流制御時の各部の動作波形の説明図であり、各波形項目は、先の図 2 と同じである。

40

【0041】

このようにモータジェネレータ 9 が発生した 3 相の交流電流 I_u 、 I_v 、 I_w を、3 相ブリッジ型の電力変換回路 2 で 3 相全波整流して直流電流 I_{dc} に変換する際には、各相電流の極性に応じて、パワーMOSFET 6a ~ 6f の寄生ダイオードに通電されるタイミングで、当該パワーMOSFET をオンする。これにより、通電による電圧降下が小さ

50

くなり、電力変換回路2での損失を抑えながら、効率良く全波整流させることができる。このような発電制御を、同期整流と言う。

【0042】

このとき、パワーMOSFET 6a～6fのターンONおよびターンOFF時は、いずれもパワーMOSFET 6a～6fのソース端子からドレイン端子の方向に電流が流れている位相でスイッチングが行われる。このため、スイッチングによって配線インダクタンス8の電流が急変することはなく、Vbeは安定した電圧となる。

【0043】

このように同期整流制御による発電モードにおいては、コンデンサ5の容量が小さくてもパワーMOSFET 6a～6fのスイッチングによって、Vbeはほとんど変化しない。

10

【0044】

次に、上述のようなモータジェネレータ9の発電動作中のC点(図4参照)にて、UHのパワーMOSFET 6aが誤オンしてU相のパワーMOSFET 6a、6bが同時ON状態となり、電力変換装置1の直流側端子B-E間が短絡されたと仮定する。このときの現象は、先の実施の形態1とほぼ同様である。従って、短絡故障の検出や保護も、先の実施の形態1と同様に可能である。

【0045】

以上のように、実施の形態3によれば、モータジェネレータが発電する際に、同期整流制御により電力変換を行い、3相ブリッジ型電力変換装置の直流端子間の電圧低下を電圧検出回路によって監視することで、短絡故障の検出を行うことができる。この結果、先の実施の形態1、2と同様に、シャント抵抗など過電流検出のための電流センサは不要となり、電力変換装置の小型化・低コスト化・高効率化を図ることが可能となる。

20

【0046】

さらに、モータジェネレータが発電する際の電力変換制御として、同期整流制御方式を採用する場合には、電力変換装置の直流端子間電圧を平滑化するための大容量コンデンサを不要とすることができる。大容量コンデンサを搭載していないことにより、短絡故障が発生した際に、電力変換装置の直流端子間電圧が瞬時にほぼ0Vまで低下してから直流電源(バッテリー)から短絡電流が流れ込んでくることとなる。従って、直流端子間の電圧低下により短絡故障を即座に検出し、その後直ちに半導体スイッチを遮断することで、短絡による大電流が流れ込む前に半導体スイッチを遮断することが可能になる。この結果、大電流の通電および遮断によって半導体スイッチを2次的に破壊させることなく、短絡故障に対する保護を確実に行うことができる。

30

【0047】

さらに、同期整流制御時における電力変換装置の直流端子間電圧は、短絡故障発生時には正常動作時よりも低下し、直流端子間のコンデンサ容量が小さいほど急峻に大きく低下する。従って、短絡故障検出のための電圧端子間電圧のしきい値は、電力変換回路が正常時の動作で直流端子間電圧が低下し得る最低電圧よりも小さい値に設定しておくことで、短絡故障の検出が可能となる。この結果、正常時と短絡故障時の区別を明確にすることができるため、直流端子間電圧の監視による短絡故障検出を容易に行うことができるとともに、短絡故障の誤検出も防止することができる。

40

【0048】

なお、本発明の実施の形態1～3では、全てUHのパワーMOSFET 6aが誤オンした場合を例に挙げたが、これに限定されるものではない。パワーMOSFET 6a～6fの何れかの誤オン、または短絡故障、さらには電力変換装置1の交流端子U、V、Wラインの機械的接触による高電圧側直流端子Bラインへの天絡、または低電圧側直流端子Eラインへの地絡、交流端子ライン間の短絡などの故障に対しても、同様の原理での故障検出・保護が可能である。

【0049】

また、バッテリー7は電気二重層などの大容量キャパシタでも構わない。

50

【図面の簡単な説明】

【0050】

【図1】本発明の実施の形態1における3相の電動発電機を用いた駆動発電システムの全体構成図である。

【図2】本発明の実施の形態1における180度通電制御時の各部の動作波形の説明図である。

【図3】本発明の実施の形態2における120度通電制御時の各部の動作波形の説明図である。

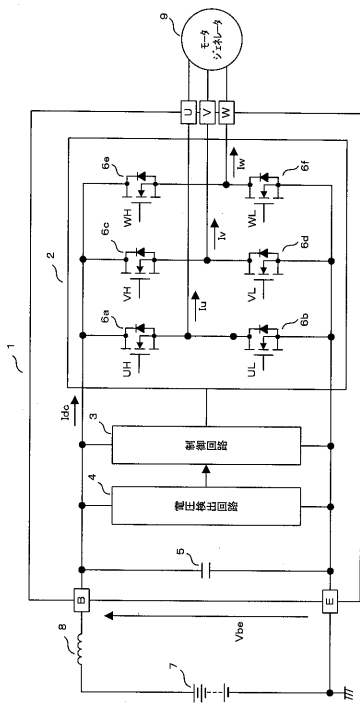
【図4】本発明の実施の形態3における同期整流制御時の各部の動作波形の説明図である。

【符号の説明】

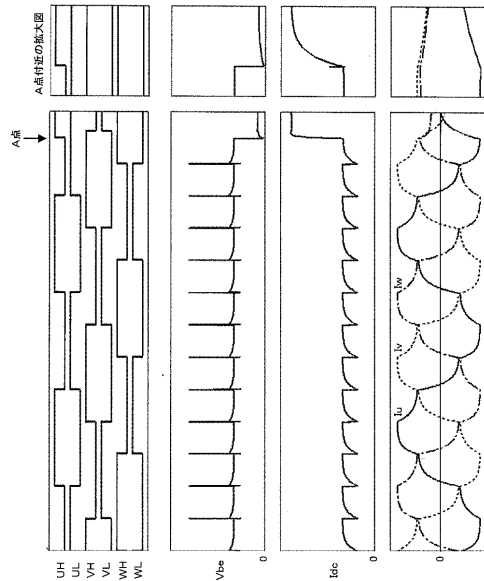
【0051】

1 電力変換装置、2 電力変換回路、3 制御回路、4 電圧検出回路、5 コンデンサ、6 a~f パワーMOSFET、7 バッテリ、8 配線インダクタンス、9 モータジェネレータ。

【図1】



【図2】



フロントページの続き

(72)発明者 浅井 孝公

東京都千代田区九段北一丁目13番5号 三菱電機エンジニアリング株式会社内

Fターム(参考) 5H006 BB01 BB05 CA02 CB01 CB07 DA04 DB01 DC05 FA02
5H007 AA06 AA17 BB06 CA02 CB02 CB05 CC07 CC23 DA05 DB01
DC05 FA03 FA06 FA13 FA19
5H505 AA16 BB02 BB03 BB06 CC02 DD03 EE30 HA09 HB02 JJ03
KK05 LL24 MM02 MM12