

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5590106号
(P5590106)

(45) 発行日 平成26年9月17日(2014.9.17)

(24) 登録日 平成26年8月8日(2014.8.8)

(51) Int. Cl.		F I			
HO2M	5/293	(2006.01)	HO2M	5/293	Z
HO2M	5/297	(2006.01)	HO2M	5/297	
HO2M	5/27	(2006.01)	HO2M	5/27	P

請求項の数 6 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2012-269528 (P2012-269528)	(73) 特許権者	000006622
(22) 出願日	平成24年12月10日 (2012.12.10)		株式会社安川電機
(65) 公開番号	特開2014-117079 (P2014-117079A)		福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
(43) 公開日	平成26年6月26日 (2014.6.26)	(74) 代理人	100089118
審査請求日	平成25年3月15日 (2013.3.15)		弁理士 酒井 宏明
		(72) 発明者	猪又 健太郎
			福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
			株式会社安川電機内
		(72) 発明者	山中 克利
			福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
			株式会社安川電機内
		(72) 発明者	原 英則
			福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
			株式会社安川電機内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 マトリクスコンバータ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流電源の各相と回転電機の各相とを接続する複数の双方向スイッチと、
前記複数の双方向スイッチを制御して前記交流電源と前記回転電機との間の電力変換制御を行う制御部と、を備え、

前記制御部は、

前記双方向スイッチを構成する複数の片方向スイッチング素子のそれぞれを個別に120°通電制御によってオンする前後で前記複数の片方向スイッチング素子をPWM制御によってオン/オフ制御する

ことを特徴とするマトリクスコンバータ。

10

【請求項2】

前記120°通電制御の期間においてキャリア信号の大きさ以上の変調波信号を生成し、当該変調波信号と前記キャリア信号とを比較することによって前記片方向スイッチング素子を制御するスイッチ駆動信号を生成する駆動信号生成器を備えた

ことを特徴とする請求項1に記載のマトリクスコンバータ。

【請求項3】

前記変調波信号は、正弦波信号または台形波信号である

ことを特徴とする請求項2に記載のマトリクスコンバータ。

【請求項4】

前記駆動信号生成器は、

20

前記キャリア信号として、極性の異なる第1のキャリア信号と第2のキャリア信号とを生成するキャリア信号生成器と、

前記変調波信号を生成する変調波信号生成器と、

前記第1のキャリア信号と前記変調波信号とを比較して第1のスイッチ駆動信号を生成する第1の比較器と、

前記第2のキャリア信号と前記変調波信号とを比較して第2のスイッチ駆動信号を生成する第2の比較器と、を備え、

前記第1のスイッチ駆動信号および前記第2のスイッチ駆動信号によってそれぞれ異なる前記片方向スイッチング素子を制御する

ことを特徴とする請求項2または3に記載のマトリクスコンバータ。

10

【請求項5】

前記制御部は、

前記双方向スイッチを構成する複数の片方向スイッチング素子を共に制御して前記電力変換制御を行う第1の制御モードと、前記双方向スイッチを構成する複数の片方向スイッチング素子を個別に制御して前記電力変換制御を行う第2の制御モードと、を切り替えて実行する

ことを特徴とする請求項1～4のいずれか一つに記載のマトリクスコンバータ。

【請求項6】

前記交流電源の電圧を検出する電圧検出部を備え、

前記制御部は、

前記交流電源の電圧が所定値を超える場合に、前記第1の制御モードによって前記電力変換制御を行い、前記交流電源の電圧が所定値以下である場合に、前記第2の制御モードによって前記電力変換制御を行う

ことを特徴とする請求項5に記載のマトリクスコンバータ。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

開示の実施形態は、マトリクスコンバータに関する。

【背景技術】

【0002】

マトリクスコンバータは、高調波電流の抑制や回生電力の有効利用が可能であることから、新しい電力変換装置として注目されている。かかるマトリクスコンバータには、交流電源の各相と回転電機の各相とを接続する複数の双方向スイッチを備え、これらの双方向スイッチを制御して電力変換を行うものがある。

30

【0003】

この種のマトリクスコンバータにおいて、交流電源が何らかの理由により低電圧となった場合に、電力変換動作を停止する技術が知られている。例えば、双方向スイッチによって交流電源の各相電圧を制御して発動機を駆動している状態で、交流電源が低電圧となった場合に、発動機への電力供給を停止させる技術がある（例えば、特許文献1参照）。

【先行技術文献】

40

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開2005-287200号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかしながら、回転電機を負荷とするマトリクスコンバータにおいては、交流電源が低電圧になった場合でも、電力変換動作を停止させずに継続させることが望ましい。

【0006】

実施形態の一態様は、上記に鑑みてなされたものであって、交流電源が低電圧になった

50

場合でも、電力変換動作を継続することができるマトリクスコンバータを提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0007】

実施形態の一態様に係るマトリクスコンバータは、複数の双方向スイッチと、制御部とを備える。複数の双方向スイッチは、交流電源の各相と回転電機の各相とを接続する。制御部は、前記複数の双方向スイッチを制御して前記交流電源と前記回転電機との間の電力変換制御を行う。さらに、前記制御部は、前記双方向スイッチを構成する複数の片方向スイッチング素子のそれぞれを個別に120°通電制御およびPWM制御を併用してオン/オフ制御する。

10

【発明の効果】

【0008】

実施形態の一態様によれば、交流電源が低電圧になった場合でも、電力変換動作を継続することができるマトリクスコンバータを提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0009】

【図1】図1は、実施形態に係るマトリクスコンバータの構成例を示す図である。

【図2】図2は、図1に示す双方向スイッチの構成例を示す図である。

【図3】図3は、図1に示す第2の駆動制御部の具体的構成の一例を示す図である。

【図4】図4は、系統無効電流指令と系統電圧値との関係の一例を示す図である。

20

【図5】図5は、電流形インバータモデルを示す図である。

【図6】図6は、系統位相とコンバータのスイッチ駆動信号との関係を示す図である。

【図7】図7は、系統パルスパターン生成器の具体的構成の一例を示す図である。

【図8】図8は、系統パルスパターン生成器の動作の一例を示す図である。

【図9】図9は、変形例1に係る変調波信号生成器の構成を示す図である。

【図10】図10は、変形例2に係るR相用駆動信号生成器の構成を示す図である。

【図11】図11は、発電機位相とインバータのスイッチ駆動信号との関係を示す図である。

【図12】図12は、図1に示す電力変換部の構成例を示す図である。

【発明を実施するための形態】

30

【0010】

以下、添付図面を参照して、本願の開示するマトリクスコンバータの実施形態を詳細に説明する。なお、以下に示す実施形態によりこの発明が限定されるものではない。

【0011】

図1は、実施形態に係るマトリクスコンバータの構成例を示す図である。以下の実施形態では、交流発電機(ACG)である回転電機の発電電力を変換して交流電源へ供給するマトリクスコンバータを例に挙げて説明するが、回転電機は交流発電機に限らず、例えば、交流電動機としてもよい。また、交流電源として電力系統(Grid)を例に挙げて説明するが、交流電源はこれに限られない。

【0012】

40

図1に示すように、実施形態に係るマトリクスコンバータ1は、3相交流の電力系統2と回転電機3との間に設けられ、電力系統2と回転電機3との間の電力変換を行う。なお、以下においては、回転電機3の一例として、同期発電機を用いた場合の例を説明する。

【0013】

回転電機3の回転軸には、回転電機3の回転位置を検出する位置検出器4が設けられており、かかる位置検出器4によって検出された回転電機3の回転位置 θ_g はマトリクスコンバータ1へ入力される。

【0014】

マトリクスコンバータ1は、電力変換部10と、LCフィルタ11と、電流検出部12と、電圧検出部13と、停電検出部14と、制御部15とを備える。また、マトリクスコ

50

ンバータ 1 は、系統側端子 T_r 、 T_s 、 T_t および発電機側端子 T_u 、 T_v 、 T_w を備え、系統側端子 T_r 、 T_s 、 T_t に電力系統 2 が接続され、発電機側端子 T_u 、 T_v 、 T_w に回転電機 3 が接続される。

【 0 0 1 5 】

電力変換部 10 は、電力系統 2 の R 相、S 相および T 相の各相と回転電機 3 の U 相、V 相および W 相の各相とを接続する複数の双方向スイッチ $S_{w1} \sim S_{w9}$ を備える。双方向スイッチ $S_{w1} \sim S_{w3}$ は、電力系統 2 の R 相、S 相、T 相と回転電機 3 の U 相とをそれぞれ接続する双方向スイッチである。双方向スイッチ $S_{w4} \sim S_{w6}$ は、電力系統 2 の R 相、S 相および T 相と回転電機 3 の V 相とをそれぞれ接続する双方向スイッチである。双方向スイッチ $S_{w7} \sim S_{w9}$ は、電力系統 2 の R 相、S 相および T 相と回転電機 3 の W 相とをそれぞれ接続する双方向スイッチである。

10

【 0 0 1 6 】

双方向スイッチ $S_{w1} \sim S_{w9}$ は、例えば、図 2 に示すような構成を有する。図 2 は、各双方向スイッチ $S_{w1} \sim S_{w9}$ の構成例を示す図である。図 2 に示すように、各双方向スイッチ $S_{w1} \sim S_{w9}$ は、片方向スイッチング素子 31 とダイオード 33 とによる直列接続体と、片方向スイッチング素子 32 とダイオード 34 とによる直列接続体とが、逆方向に並列に接続されて構成される。

【 0 0 1 7 】

片方向スイッチング素子 31、32 は、例えば、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) などの半導体素子が用いられる。双方向スイッチ $S_{w1} \sim S_{w9}$ を構成する片方向スイッチング素子 31、32 を個別にオン/オフすることで、通電方向を制御することができる。

20

【 0 0 1 8 】

なお、双方向スイッチ $S_{w1} \sim S_{w9}$ は、図 2 に示す構成に限られない。例えば、双方向スイッチ $S_{w1} \sim S_{w9}$ は、片方向スイッチング素子 31、32 をそれぞれ逆阻止型のスイッチング素子とし、これらのスイッチング素子を互いに逆方向に並列接続した構成でもよく、また、後述する図 12 に示す構成であってもよい。

【 0 0 1 9 】

LC フィルタ 11 は、電力系統 2 の R 相、S 相および T 相と電力変換部 10 との間に設けられ、電力変換部 10 から電力系統 2 へのノイズの影響を抑制する。具体的には、LC フィルタ 11 は、3 つのリアクトルと 3 つのコンデンサによって構成され、電力変換部 10 を構成する双方向スイッチ $S_{w1} \sim S_{w9}$ のスイッチングに起因する高周波成分 (PWM 成分) を除去する。これにより、電力変換部 10 によって発生する高周波成分の電力系統 2 への出力を抑制することができる。なお、LC フィルタ 11 は、図 1 に示す構成に限られず、例えば、リアクトルを設けない構成でもよい。

30

【 0 0 2 0 】

なお、3 つのリアクトルの一端は、電力系統 2 の R 相、S 相および T 相側と電力変換部 10 との間の電力系統 2 側に接続され、3 つのリアクトルの他端は、電力変換部 10 側に接続される。また、3 つコンデンサは、異なる 2 つのリアクトルの他端間に接続される。

【 0 0 2 1 】

40

電流検出部 12 は、電力系統 2 と LC フィルタ 11 との間に設けられ、電力系統 2 の R 相、S 相、T 相の各相と LC フィルタ 11 との間に流れる電流の電流値 I_r 、 I_s 、 I_t (以下、「系統相電流値 I_r 、 I_s 、 I_t 」と記載する) を検出する。なお、電流検出部 12 は、例えば、磁電変換素子であるホール素子を利用して電流を検出する電流センサである。

【 0 0 2 2 】

電圧検出部 13 は、電力系統 2 と電力変換部 10 との間に設けられ、電力系統 2 の R 相、S 相、T 相の各相の電圧値 V_r 、 V_s 、 V_t (以下、「系統相電圧値 V_r 、 V_s 、 V_t 」と記載する) を検出する。

【 0 0 2 3 】

50

停電検出部 14 は、系統電圧の電圧値 V_a (以下、系統電圧値 V_a と記載する) が電圧値 V_1 以下であるか否かを検出する。停電検出部 14 は、系統電圧値 V_a が電圧値 V_1 以下である場合には、電力系統 2 が停電したと判定して High レベルの停電検出信号 S_d を出力する。一方、停電検出部 14 は、系統電圧値 V_a が電圧値 V_1 を超える場合には、電力系統 2 が停電していないと判定して Low レベルの停電検出信号 S_d を出力する。

【0024】

停電検出部 14 は、系統相電圧値 V_r 、 V_s 、 V_t を固定座標上の直交した 2 軸の成分へ変換して、 α 軸方向の系統電圧値 V と β 軸方向の系統電圧値 V とを求める。そして、停電検出部 14 は、系統電圧値 V 、 V の自乗和平方根 ($= \sqrt{V^2 + V^2}$) を演算し、演算結果を系統電圧値 V_a とする。

10

【0025】

制御部 15 は、第 1 の駆動制御部 20 と、第 2 の駆動制御部 21 と、切替部 22 とを備える。第 1 の駆動制御部 20 は、回転電機 3 の発生するトルク量を指示するトルク指令に基づいて電圧指令を生成し、公知のマトリクスコンバータの PWM 制御方法によって電圧指令に応じた電圧を回転電機 3 に出力するためのスイッチ駆動信号 $S_1 \sim S_{18}$ を生成して電力変換部 10 へ出力する。

【0026】

なお、電圧指令は、トルク指令に基づいて公知の同期発電機のベクトル制御則によって生成される。また、スイッチ駆動信号 $S_1 \sim S_{18}$ によって、電力変換部 10 は、複数の双方向スイッチ $Sw_1 \sim Sw_9$ をそれぞれ構成する複数の片方向スイッチング素子 31、32 を共にオンにしつつ、電圧指令に応じた電圧を PWM 制御により出力し、流れる電流の大きさや通電方向が出力電圧と発電電圧の関係で決まる電力変換を行う。

20

【0027】

第 2 の駆動制御部 21 は、系統相電圧値 V_r 、 V_s 、 V_t および系統相電流値 I_r 、 I_s 、 I_t に基づいて、複数の双方向スイッチ $Sw_1 \sim Sw_9$ をそれぞれ構成する複数の片方向スイッチング素子 31、32 の一部をオンにして電力変換制御を行う。

【0028】

複数の双方向スイッチ $Sw_1 \sim Sw_9$ をそれぞれ構成する複数の片方向スイッチング素子 31、32 の一部をオンにすることで、通電方向を制御することができる。これにより、電力系統 2 の電圧が回転電機 3 の電圧よりも極端に低い停電のような場合であっても、回転電機 3 と電力系統 2 の間に大電流が流れ続けることを避け、電流制御を行いつつ電力変換動作を行うことができる。

30

【0029】

例えば、第 2 の駆動制御部 21 は、複数の双方向スイッチ $Sw_1 \sim Sw_9$ を構成する片方向スイッチング素子 31、32 のうち、電力系統 2 側のいずれか 2 つの相の間に電流を流す片方向スイッチング素子を常にオンにする。また、第 2 の駆動制御部 21 は、複数の双方向スイッチ $Sw_1 \sim Sw_9$ を構成する片方向スイッチング素子 31、32 のうち、回転電機 3 側のいずれか 2 つの相の間に電流を流す片方向スイッチング素子を常にオンにする。かかる制御によって、電力系統 2 のどれか 2 つの相の間および回転電機 3 のどれか 2 つの相の間に電流を流し続けることができる。

40

【0030】

かかる制御において、第 2 の駆動制御部 21 は、双方向スイッチ $Sw_1 \sim Sw_9$ を構成する複数の片方向スイッチング素子 31、32 のそれぞれを個別に 120° 通電制御および PWM 制御を併用してオン/オフ制御することで共振現象の発生を抑制する。なお、かかる点の詳細については、図 6 ~ 図 10 を参照して後述する。

【0031】

切替部 22 は、停電検出部 14 から出力される停電検出信号 S_d に基づいて、電力変換部 10 へ出力するスイッチ駆動信号 $S_1 \sim S_{18}$ を選択して出力する。具体的には、切替部 22 は、停電検出部 14 から出力される停電検出信号 S_d が Low レベルである場合、第 1 の駆動制御部 20 によって生成されるスイッチ駆動信号 $S_{a1} \sim S_{a18}$ をスイッチ

50

駆動信号 $S_1 \sim S_{18}$ として出力する。

【0032】

一方、切替部 22 は、停電検出部 14 から出力される停電検出信号 S_d が High レベルである場合、第 2 の駆動制御部 21 によって生成されるスイッチ駆動信号 $S_{b1} \sim S_{b18}$ をスイッチ駆動信号 $S_1 \sim S_{18}$ として出力する。

【0033】

したがって、電力系統 2 が低電圧になった場合に、第 2 の駆動制御部 21 によって生成されるスイッチ駆動信号 $S_{b1} \sim S_{b18}$ によって、双方向スイッチ $S_{w1} \sim S_{w9}$ をそれぞれ構成する複数の片方向スイッチング素子 31、32 の一部をオンにする電力変換制御を行う。これにより、電力系統 2 が低電圧になった場合でも、電力変換動作を継続することができる。

10

【0034】

このように、制御部 15 は、双方向スイッチ $S_{w1} \sim S_{w9}$ を構成する複数の片方向スイッチング素子 31、32 を共に制御して電力変換制御を行う第 1 の制御モードと、双方向スイッチ $S_{w1} \sim S_{w9}$ を構成する複数の片方向スイッチング素子 31、32 の一部を個別に制御して電力変換制御を行う第 2 の制御モードとを切り替えて実行する。

【0035】

具体的には、制御部 15 では、交流電源の電圧である系統電圧値 V_a が所定値である電圧値 V_1 を超える場合に、第 1 の駆動制御部 20 が第 1 の制御モードを実行する。一方、系統電圧値 V_a が電圧値 V_1 以下である場合に、第 2 の駆動制御部 21 が第 2 の制御モードを実行する。

20

【0036】

以下、第 2 の駆動制御部 21 の具体的構成の一例について具体的に説明する。図 3 は、第 2 の駆動制御部 21 の具体的構成の一例を示す図である。図 3 に示すように、第 2 の駆動制御部 21 は、有効電流補償部 41 と、無効電流補償部 42 と、パルスパターン生成部 43 とを備える。

【0037】

まず、有効電流補償部 41 について説明する。有効電流補償部 41 は、PQ変換器 51 と、ローパスフィルタ (LPF) 52 と、系統有効電流指令器 53 と、減算器 54 と、系統有効電流制御器 55 とを備える。かかる有効電流補償部 41 は、系統有効電流値が系統有効電流指令 I_{Pref} と一致するように、系統位相補償値 d_{rst} を生成し、生成した系統位相補償値 d_{rst} をパルスパターン生成部 43 へ出力する。

30

【0038】

PQ変換器 51 は、系統相電流値 I_r 、 I_s 、 I_t を固定座標上の直交した 2 軸の成分へ変換して、 θ 軸方向の系統電流値 I_d と q 軸方向の系統電流値 I_q とを求める。さらに、PQ変換器 51 は、 d 軸座標系の成分を、電力系統 2 の電圧位相 θ_{rst} (以下、「系統位相 θ_{rst} 」と記載する) に応じて回転する回転座標系の成分へ変換することによって、系統有効電流 I_P と系統無効電流 I_Q とを求める。

【0039】

PQ変換器 51 は、例えば、下記式 (1) の演算を行うことで、系統有効電流 I_P と系統無効電流 I_Q とを求める。

40

【数 1】

$$\begin{pmatrix} I_P \\ I_Q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_{rst} & -\sin \theta_{rst} \\ \sin \theta_{rst} & \cos \theta_{rst} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_r \\ I_s \\ I_t \end{pmatrix} \quad \dots (1)$$

【0040】

LPF 52 は、系統有効電流 I_P から高周波成分を除去して減算器 54 へ出力する。これにより、系統有効電流 I_P から高周波成分による影響を除去するようにしている。

【0041】

50

減算器 54 は、系統有効電流指令器 53 から出力される系統有効電流指令 I_{Pref} から LPF 52 の出力を減算することによって、系統有効電流指令 I_{Pref} と系統有効電流 I_P との偏差である系統有効電流偏差を演算し、系統有効電流制御器 55 へ出力する。

【0042】

系統有効電流制御器 55 は、例えば、PI (比例積分) 制御器から構成され、系統有効電流偏差がゼロとなるように比例積分演算を行うことによって、系統位相補償値 d_{rst} を生成する。ここでは、系統有効電流指令 I_{Pref} は、ゼロに設定されており、系統有効電流制御器 55 は、系統有効電流 I_P がゼロとなるように系統位相補償値 d_{rst} を生成する。

【0043】

次に、無効電流補償部 42 について説明する。無効電流補償部 42 は、ローパスフィルタ (LPF) 61 と、系統無効電流指令器 62 と、減算器 63 と、系統無効電流制御器 64 とを備える。かかる無効電流補償部 42 は、系統無効電流値が系統無効電流指令 I_{Qref} と一致するように、発電機位相補正值 d_{uvw} を生成し、生成した発電機位相補正值 d_{uvw} をパルスパターン生成部 43 へ出力する。

【0044】

減算器 63 は、系統無効電流指令器 62 から出力される系統無効電流指令 I_{Qref} から LPF 61 の出力を減算することによって、系統無効電流指令 I_{Qref} と系統無効電流 I_Q との偏差である系統無効電流偏差を演算し、系統無効電流制御器 64 へ出力する。

【0045】

系統無効電流制御器 64 は、例えば、PI 制御器から構成され、系統無効電流偏差がゼロとなるように比例積分演算を行うことによって、発電機位相補正值 d_{uvw} を生成する。系統無効電流指令 I_{Qref} は、例えば、系統電圧値 V_a に応じた値とすることができる。

【0046】

図 4 は、系統無効電流指令 I_{Qref} と系統電圧値 V_a との関係の一例を示す図である。図 4 に示すように、系統無効電流指令器 62 は、系統電圧値 V_a が第 2 閾値である電圧値 V_2 を超え、かつ第 1 閾値である電圧値 V_1 以下の領域では、系統電圧値 V_a の増加に伴い直線的に減少する系統無効電流指令 I_{Qref} を生成する。

【0047】

また、系統無効電流指令器 62 は、系統電圧値 V_a が第 2 閾値である電圧値 V_2 以下の場合に、最大値となり、第 1 閾値である電圧値 V_1 を超える領域では、ゼロ値となる系統無効電流指令 I_{Qref} を生成する。なお、系統無効電流指令 I_{Qref} と系統電圧値 V_a との関係は、図 4 に示す例に限定するものではなく、異なる関係であってもよい。

【0048】

次に、図 3 に示すパルスパターン生成部 43 について説明する。パルスパターン生成部 43 は、系統相電圧値 V_r 、 V_s 、 V_t 、回転位置 θ_G 、系統位相補償値 d_{rst} 、発電機位相補正值 d_{uvw} 、停電検出信号 S_d に基づき、双方向スイッチ $Sw_1 \sim Sw_9$ を駆動するスイッチ駆動信号 $S_1 \sim S_{18}$ を生成する。

【0049】

パルスパターン生成部 43 は、系統周波数検出器 70 と、保持器 71 と、積分器 72 と、加算器 73 と、発電機位相生成器 74 と、加算器 75 とを備える。また、パルスパターン生成部 43 は、系統パルスパターン生成器 76 と、発電機パルスパターン生成器 77 と、GeGr スイッチ駆動信号生成器 78 と、GrGe スイッチ駆動信号生成器 79 とを備える。

【0050】

系統周波数検出器 70 は、例えば、PLL (Phase Locked Loop) であり、系統相電圧値 V_r 、 V_s 、 V_t に基づき、電力系統 2 の電圧周波数と同期した系統周波数 f_{rst} を出力する。

【0051】

10

20

30

40

50

保持器 71 は、停電検出信号 S_d が Low レベルから $High$ レベルに変化したタイミングで、系統周波数検出器 70 から出力される系統周波数 f_{rst} を保持し、 $High$ レベルから Low レベルに変化したタイミングで、系統周波数 f_{rst} の保持を解除する。

【0052】

積分器 72 は、保持器 71 から出力される系統周波数 f_{rst} を積分し、系統位相 r_{rst} を生成し、有効電流補償部 41 および加算器 73 へ出力する。加算器 73 は、系統位相 r_{rst} に系統位相補償値 d_{rst} を加算して系統補正位相 r_{rst}' を生成し、生成した系統補正位相 r_{rst}' を系統パルスパターン生成器 76 へ出力する。

【0053】

発電機位相生成器 74 は、回転位置 θ_g に回転電機 3 の極対数を掛け算することにより、発電機位相 u_{vw} を生成し、加算器 75 へ出力する。加算器 75 は、発電機位相 u_{vw} に発電機位相補正值 $d_{u_{vw}}$ を加算して発電機補正位相 u_{vw}' を生成し、生成した発電機補正位相 u_{vw}' を発電機パルスパターン生成器 77 へ出力する。

【0054】

パルスパターン生成部 43 は、図 5 に示す電流形インバータモデルを用いてスイッチ駆動信号 $S_1 \sim S_{18}$ を生成する。図 5 は、電流形インバータモデルを示す図である。

【0055】

図 5 に示す電流形インバータモデル 80 は、コンバータ 81 とインバータ 82 を備えるモデルである。コンバータ 81 は、電力系統 2 の R 相、S 相、T 相にフルブリッジ接続された複数のスイッチング素子から構成される。かかるコンバータ 81 の各スイッチング素子は、スイッチ駆動信号 S_{rp} 、 S_{sp} 、 S_{tp} 、 S_{rn} 、 S_{sn} 、 S_{tn} (以下、「スイッチ駆動信号 $S_{rp} \sim S_{tn}$ 」と記載する) によって駆動される。

【0056】

インバータ 82 は、回転電機 3 の U 相、V 相、W 相にフルブリッジ接続された複数のスイッチング素子から構成される。かかるインバータ 82 の各スイッチング素子は、スイッチ駆動信号 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} 、 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} (以下、「スイッチ駆動信号 $S_{up} \sim S_{wn}$ 」と記載する) によって駆動される。

【0057】

系統パルスパターン生成器 76 は、系統位相 r_{rst} に対して 120° 通電の電流を流すコンバータ 81 のスイッチ駆動信号 $S_{rp} \sim S_{tn}$ のパターンを有しており、系統補正位相 r_{rst}' に応じてスイッチ駆動信号 $S_{rp} \sim S_{tn}$ を生成する。図 6 は、系統位相 r_{rst} とスイッチ駆動信号 $S_{rp} \sim S_{tn}$ との関係を示す図であり、系統位相 r_{rst} に対して 90° 進んだ 120° 通電の電流を流すための両者の関係を表すものである。

【0058】

系統補正位相 r_{rst}' は、系統有効電流 I_P がゼロとなるように求められた系統位相補償値 d_{rst} が系統位相 r_{rst} に加算されて生成される。そのため、系統パルスパターン生成器 76 は、系統補正位相 r_{rst}' に基づき、図 6 に示すようにスイッチ駆動信号 $S_{rp} \sim S_{tn}$ を生成することにより、電力系統 2 側に 90° 進みでかつ系統有効電流 I_P がゼロである無効電流を流すことができる。

【0059】

系統パルスパターン生成器 76 は、電力系統 2 側のいずれか 2 つの相の間に電流を流すスイッチング素子を常にオンにするようにスイッチ駆動信号 $S_{rp} \sim S_{tn}$ を生成する。例えば、 $0^\circ < r_{rst} < 30^\circ$ 、 $330^\circ < r_{rst} < 360^\circ$ の範囲にある場合、スイッチ駆動信号 S_{tn} 、 S_{sp} が $High$ レベルであり、その他は Low レベルである。これにより、T 相と S 相との間に電流が流れる。

【0060】

同様に、 $30^\circ < r_{rst} < 90^\circ$ の範囲にある場合、スイッチ駆動信号 S_{rn} 、 S_{sp} が $High$ レベルであり、R 相と S 相との間に電流が流れる。 $90^\circ < r_{rst} < 150^\circ$ の範囲にある場合、スイッチ駆動信号 S_{rn} 、 S_{tp} が $High$ レベルであり、R 相と T 相との間に電流が流れる。 $150^\circ < r_{rst} < 210^\circ$ の範囲にある場合、スイッ

10

20

30

40

50

チ駆動信号 S_{sn} 、 S_{tp} が High レベルであり、S 相と T 相との間に電流が流れる。

【0061】

$210^\circ < r_{rst} < 270^\circ$ の範囲にある場合、スイッチ駆動信号 S_{sn} 、 S_{rp} が High レベルであり、S 相と R 相との間に電流が流れる。 $270^\circ < r_{rst} < 330^\circ$ の範囲にある場合、スイッチ駆動信号 S_{tn} 、 S_{rp} が High レベルであり、T 相と R 相との間に電流が流れる。このように、系統パルスパターン生成器 76 は、系統位相 r_{rst} に対して 90° 進んだ位相の電流が流れるようにパルスパターンを生成する。

【0062】

電力系統 2 側のいずれか 2 つの相の間に電圧波形から位相が 90° 進んだ電流を流すように、コンバータ 81 に対して 120° 通電制御を行った場合、流れる電流に LC フィルタ 11 の共振周波数と一致する周波数成分が含まれることがあり、これによって共振現象が発生する。かかる共振現象が発生した場合、電力系統 2 側のいずれか 2 つの相の間に流れる電流や電圧の波形に歪が生じる。

【0063】

パルスパターン生成部 43 は、スイッチ駆動信号 $S_{rp} \sim S_{tn}$ によって駆動される各スイッチング素子に対して、 120° 通電制御および PWM 制御を併用してオン/オフ制御を行うことによって共振現象の発生を抑制する。

【0064】

例えば、図 6 に示すように、パルスパターン生成部 43 の系統パルスパターン生成器 76 は、 $30^\circ < r_{rst} < 150^\circ$ の範囲でスイッチ駆動信号 S_{rn} が High レベルとなる 120° 通電制御用のパルスパターンを生成する。

【0065】

かかる場合、系統パルスパターン生成器 76 は、例えば、 $0^\circ < r_{rst} < 30^\circ$ の範囲で、 r_{rst} が 30° に近くなるほど、スイッチ駆動信号 S_{rn} が High レベルとなるパルス幅が段階的に大きくなる PWM 制御用のパルスパターンを生成する。また、系統パルスパターン生成器 76 は、 $150^\circ < r_{rst} < 180^\circ$ の範囲で、 r_{rst} が 180° に近くなるほど、スイッチ駆動信号 S_{rn} が High レベルとなるパルスの幅が段階的に小さくなる PWM 制御用のパルスパターンを生成する。

【0066】

そして、系統パルスパターン生成器 76 は、他のスイッチ駆動信号 S_{sn} 、 S_{tn} 、 S_{rp} 、 S_{sp} 、 S_{tp} についても、図 6 に示すように、 120° 通電用のパルスパターンと PWM 制御用のパルスパターンとを同様に生成する。

【0067】

そして、パルスパターン生成部 43 は、これらのスイッチ駆動信号 $S_{rp} \sim S_{tn}$ 、および後に詳述する発電機パルスパターン生成器 77 によって生成されるスイッチ駆動信号 $S_{up} \sim S_{wn}$ に基づいてスイッチ駆動信号 $S_1 \sim S_{18}$ を生成する。これにより、電力系統 2 側のいずれか 2 つの相の間に流す電流の波形を正弦波形に近付けることができるので、共振現象の発生を抑制することができる。

【0068】

ここで、図 7 および図 8 を参照し、スイッチ駆動信号 $S_{rp} \sim S_{tn}$ を生成する系統パルスパターン生成器 76 の具体的構成の一例について説明する。図 7 は、系統パルスパターン生成器 76 の具体的構成の一例を示す図であり、図 8 は、系統パルスパターン生成器 76 の動作の一例を示す図である。

【0069】

図 7 に示すように、系統パルスパターン生成器 76 は、タイマ 91 と、位相シフト器 761、762 と、R 相用駆動信号生成器 90a と、S 相用駆動信号生成器 90b と、T 相用駆動信号生成器 90c とを備える。

【0070】

タイマ 91 は、停電検出信号 S_d が High レベルになった時点からの時間を計測する。かかるタイマ 91 は、図示しないプロセッサの動作クロックに基づいて時間の計測を行

10

20

30

40

50

い、計測した時間をR相用駆動信号生成器90aと、S相用駆動信号生成器90bと、T相用駆動信号生成器90cとへ出力する。

【0071】

位相シフト器761は、加算器73(図3参照)から入力される系統補正位相 rst' に 120° の位相を加算してS相用駆動信号生成器90bへ出力する。また、位相シフト器762は、加算器73(図3参照)から入力される系統補正位相 rst' に 240° の位相を加算してT相用駆動信号生成器90cへ出力する。なお、R相用駆動信号生成器90aには、加算器73(図3参照)から系統補正位相 rst' が入力される。

【0072】

R相用駆動信号生成器90aは、電力系統2のR相へ流す電流を制御するためのスイッチ駆動信号 Srp 、 Srn を生成してGeGrスイッチ駆動信号生成器78およびGrGeスイッチ駆動信号生成器79(図3参照)へ出力する。

10

【0073】

S相用駆動信号生成器90bは、電力系統2のS相へ流す電流を制御するためのスイッチ駆動信号 Ssp 、 Ssn を生成してGeGrスイッチ駆動信号生成器78およびGrGeスイッチ駆動信号生成器79(図3参照)へ出力する。

【0074】

T相用駆動信号生成器90cは、電力系統2のT相へ流す電流を制御するためのスイッチ駆動信号 Stp 、 Stn を生成してGeGrスイッチ駆動信号生成器78およびGrGeスイッチ駆動信号生成器79(図3参照)へ出力する。

20

【0075】

ここで、S相用駆動信号生成器90bは、スイッチ駆動信号 Srn よりも 120° 位相が遅れたスイッチ駆動信号 Ssn 、スイッチ駆動信号 Srp よりも 120° 位相が遅れたスイッチ駆動信号 Ssp を出力するが、R相用駆動信号生成器90aと同一構成である。

【0076】

また、T相用駆動信号生成器90cは、スイッチ駆動信号 Srn よりも 240° 位相が遅れたスイッチ駆動信号 Stn 、スイッチ駆動信号 Srp よりも 240° 位相が遅れたスイッチ駆動信号 Stp を出力するが、R相用駆動信号生成器90aと同一構成である。

【0077】

このため、ここでは、R相用駆動信号生成器90aの構成および動作について説明し、S相用駆動信号生成器90b、T相用駆動信号生成器90cが備える構成要素については、R相用駆動信号生成器90aと同一の符号を付することにより、その説明を省略する。

30

【0078】

R相用駆動信号生成器90aは、変調波信号生成器92と、キャリア信号生成器93と、比較器94とを備える。また、変調波信号生成器92は、正弦波生成器95と増幅器96とを備える。正弦波生成器95は、加算器73(図3参照)から入力される系統補正位相 rst' と 180° 位相の異なる正弦波信号を生成し、増幅器96へ出力する。このとき、正弦波生成器95は、振幅が「 -1 」と「 1 」との間で変動する正弦波信号を生成して増幅器96へ出力する。

【0079】

増幅器96は、正弦波生成器95から入力される変調波信号の振幅を2倍に増幅することによって変調波信号(図8参照)を生成し、比較器94へ出力する。

40

【0080】

キャリア信号生成器93は、三角波生成器97と増幅器98とを備える。三角波生成器97は、タイマ91から入力される時間と所定のキャリア周波数とに基づいて、図8に示すように、振幅が「 0 」と「 1 」との間で変動する三角波である第1のキャリア信号を生成し、比較器94と増幅器98とへ出力する。増幅器98は、図8に示すように、第1のキャリア信号を -1 倍に増幅することによって振幅が「 0 」と「 -1 」との間で変動する三角波である第2のキャリア信号を生成し、比較器94へ出力する。

【0081】

50

比較器 94 は、第 1 の比較器 99 と第 2 の比較器 100 とを備える。第 1 の比較器 99 の非反転入力には、変調波信号生成器 92 から変調波信号が入力され、反転入力には、キャリア信号生成器 93 から第 1 のキャリア信号が入力される。かかる第 1 の比較器 99 は、変調波信号と第 1 のキャリア信号とを逐次比較し、変調波信号の信号レベルが第 1 のキャリア信号の信号レベルよりも大きい位相の範囲で High レベルとなるスイッチ駆動信号 S_{rp} を生成する。

【0082】

そして、第 1 の比較器 99 は、生成したスイッチ駆動信号 S_{rp} を GeGr スwitch 駆動信号生成器 78 および GrGe スwitch 駆動信号生成器 79 (図 3 参照) へ出力する。ここで、振幅が「0」と「1」との間で変動する第 1 キャリア信号と比較される変調波信号の波形は、振幅が「-1」と「1」との間で変動する正弦波信号の振幅を 2 倍に増幅した正弦波の波形である。したがって、スイッチ駆動信号 S_{rp} は、 $210^\circ < r_{st} < 330^\circ$ の範囲では、常に High レベルとなり、 120° 通電制御用のパルスパターンになる。

10

【0083】

また、 $180^\circ < r_{st} < 210^\circ$ の範囲、および $330^\circ < r_{st} < 360^\circ$ の範囲で、スイッチ駆動信号 S_{rp} は、変調波信号が第 1 のキャリア信号よりも大きな位相の範囲で断続的に High レベルとなり、PWM 制御用のパルスパターンになる。

【0084】

一方、第 2 の比較器 100 の非反転入力には、キャリア信号生成器 93 から第 2 のキャリア信号が入力され、反転入力には、変調波信号生成器 92 から変調波信号が入力される。かかる第 2 の比較器 100 は、第 2 のキャリア信号と変調波信号とを逐次比較し、第 2 のキャリア信号の信号レベルが変調波信号の信号レベルよりも大きい位相の範囲で High レベルとなるスイッチ駆動信号 S_{rn} を生成する。

20

【0085】

そして、第 2 の比較器 100 は、生成したスイッチ駆動信号 S_{rn} を GeGr スwitch 駆動信号生成器 78 および GrGe スwitch 駆動信号生成器 79 (図 3 参照) へ出力する。これにより、スイッチ駆動信号 S_{rn} は、 $30^\circ < r_{st} < 150^\circ$ の範囲では、常に High レベルとなり、 120° 通電制御用のパルスパターンになる。

【0086】

また、 $0^\circ < r_{st} < 30^\circ$ の範囲、および $150^\circ < r_{st} < 180^\circ$ の範囲で、スイッチ駆動信号 S_{rn} は、第 2 のキャリア信号が変調波信号よりも大きな位相の範囲で断続的に High レベルとなり、PWM 制御用のパルスパターンになる。

30

【0087】

このように、R 相用駆動信号生成器 90a は、 120° 通電制御を行うためのスイッチ駆動信号 S_{rp} 、 S_{rn} と、 120° 通電制御を行う前後で PWM 制御を行うためのスイッチ駆動信号 S_{rp} 、 S_{rn} とを生成する。

【0088】

なお、図 7 に示すキャリア信号生成器 93 は、R 相用駆動信号生成器 90a、S 相用駆動信号生成器 90b、T 相用駆動信号生成器 90c のいずれか一つに設けられてもよい。例えば、R 相用駆動信号生成器 90a に選択的にキャリア信号生成器 93 を設けてもよい。かかる場合、R 相用駆動信号生成器 90a に設けられるキャリア信号生成器 93 によって、S 相用駆動信号生成器 90b および T 相用駆動信号生成器 90c の比較器 94 へ第 1 のキャリア信号と第 2 のキャリア信号とを供給する。

40

【0089】

また、R 相用駆動信号生成器 90a の変調波信号生成器 92 から出力される変調波信号の位相を 120° シフトさせた信号と、 240° シフトさせた信号とを S 相用駆動信号生成器 90b および T 相用駆動信号生成器 90c の比較器 94 へそれぞれ供給してもよい。かかる構成とすれば、位相シフト器 761、762 を省略することができるとともに、S 相用駆動信号生成器 90b および T 相用駆動信号生成器 90c から変調波信号生成器 92

50

を省略することができる。

【 0 0 9 0 】

また、図 7 に示す系統パルスパターン生成器 7 6 の構成は、一例であり、変調波信号生成器 9 2 の構成や、R 相用駆動信号生成器 9 0 a、S 相用駆動信号生成器 9 0 b、T 相用駆動信号生成器 9 0 c の構成は、さらに種々の変形が可能である。図 9 は、変形例 1 に係る変調波信号生成器 9 2 a の構成を示す図であり、図 1 0 は、変形例 2 に係る R 相用駆動信号生成器 9 0 d の構成を示す図である。

【 0 0 9 1 】

図 9 に示すように、変形例 1 に係る変調波信号生成器 9 2 a は、正弦波生成器 9 5 (図 7 参照) に代えて、台形波テーブル 9 5 a を備える。台形波テーブル 9 5 a は、1 2 0 ° 通電制御を行う位相範囲で振幅が「 1 」または「 - 1 」に固定され、1 2 0 ° 通電制御を行う前後の位相範囲で直線となる台形波が記憶されたテーブルである。そして、台形波テーブル 9 5 a は、加算器 7 3 (図 3 参照) から入力される系統補正位相 $r s t'$ に応じた位相で台形波を比較器 9 4 へ出力する。

10

【 0 0 9 2 】

かかる R 相用駆動信号生成器 9 0 a によっても、図 7 に示す R 相用駆動信号生成器 9 0 a と同様に、1 2 0 ° 通電制御を行うためのスイッチ駆動信号 $S r p$ 、 $S r n$ と、1 2 0 ° 通電制御を行う前後で P W M 制御を行うためのスイッチ駆動信号 $S r p$ 、 $S r n$ とを生成することができる。

【 0 0 9 3 】

これにより、R 相へ流す電流の波形をより正弦波形へ近付けることができるので、共振現象の発生を抑制することができる。したがって、電流および電圧の波形に生じる共振現象に起因した歪みを低減することができる。

20

【 0 0 9 4 】

なお、台形波テーブル 9 5 a によって記憶される台形波は、1 2 0 ° 通電制御を行う位相範囲で振幅が「 1 」または「 - 1 」に固定され、1 2 0 ° 通電制御を行う前後の位相範囲で、図 8 に示す変調波信号における対応部分の傾きを近似した曲線であってもよい。

【 0 0 9 5 】

また、図 1 0 に示すように、変形例 2 に係る R 相用駆動信号生成器 9 0 d は、 $S r p$ 用パルステーブル 1 0 1 と、 $S r n$ 用パルステーブル 1 0 2 とを備える。 $S r p$ 用パルステーブル 1 0 1 は、図 7 に示す第 1 の比較器 9 9 が出力するスイッチ駆動信号 $S r p$ を記憶したテーブルである。また、 $S r n$ 用パルステーブル 1 0 2 は、図 7 に示す第 2 の比較器 1 0 0 が出力するスイッチ駆動信号 $S r n$ を記憶したテーブルである。

30

【 0 0 9 6 】

$S r p$ 用パルステーブル 1 0 1 は、入力される系統補正位相 $r s t'$ に応じた位相でスイッチ駆動信号 $S r p$ を出力する。また、 $S r n$ 用パルステーブル 1 0 2 は、入力される系統補正位相 $r s t'$ に応じた位相でスイッチ駆動信号 $S r n$ を出力する。

【 0 0 9 7 】

上述したように、系統パルスパターン生成器 7 6 は、電力系統 2 の各相へ流す電流を制御するスイッチング素子に対して、1 2 0 ° 通電制御と P W M 制御を併用してオン/オフ制御を行うスイッチ駆動信号 $S r p \sim S t n$ のパルスパターンを生成する。これにより、電力系統 2 の各相へ流す電流の波形を正弦波の波形へ近付けることができるので、共振現象の発生を抑制することができ、電流および電圧の波形に生じる共振現象に起因した歪みを低減することができる。

40

【 0 0 9 8 】

また、系統パルスパターン生成器 7 6 は、電力系統 2 の各相へ流す電流を制御するスイッチング素子を 1 2 0 ° 制御によってオンにする前後で P W M 制御を行うスイッチ駆動信号 $S r p \sim S t n$ のパルスパターンを生成する。これにより、電力系統 2 の各相へ流す電流の波形を正弦波の波形へより正確に近付けることができる。

【 0 0 9 9 】

50

また、系統パルスパターン生成器76は、図8に示す第1および第2のキャリア信号と変調波信号を比較することで、 120° 通電制御用とPWM制御用とのスイッチ駆動信号 $S_{rp} \sim S_{tn}$ のパルスパターンを生成する。

【0100】

このため、系統パルスパターン生成器76は、 120° 通電制御用のスイッチ駆動信号 $S_{rp} \sim S_{tn}$ を生成する処理部と、PWM制御用のスイッチ駆動信号 $S_{rp} \sim S_{tn}$ とを個別に設ける必要がない。したがって、系統パルスパターン生成器76によれば、回路規模の増大を抑制しつつ、電流および電圧の波形に生じる共振現象に起因した歪みを低減することができる。

【0101】

なお、ここでは、 120° 通電制御を行う前後でPWM制御を行う場合について説明したが、 120° 通電制御を行う前または後のいずれか一方でPWM制御を行ってもよい。かかる制御を行うことによっても、PWM制御を行わない場合に比べて、共振現象の発生を抑制し、電流および電圧の波形に生じる共振現象に起因した歪みを低減することができる。

【0102】

図3へ戻り、発電機パルスパターン生成器77は、発電機補正位相 uvw' に応じたスイッチ駆動信号 $S_{up} \sim S_{wn}$ を生成する。ここで、図11を参照し、発電機位相 uvw とスイッチ駆動信号 $S_{up} \sim S_{wn}$ との関係について説明する。図11は、発電機位相 uvw とスイッチ駆動信号 $S_{up} \sim S_{wn}$ との関係を示す図である。

【0103】

発電機パルスパターン生成器77は、発電機位相 uvw に対して 120° 通電の電流を流すインバータ82のスイッチ駆動信号 $S_{up} \sim S_{wn}$ のパターンを有し、発電機補正位相 uvw' に応じてスイッチ駆動信号 $S_{up} \sim S_{wn}$ を出力する。

【0104】

発電機補正位相 uvw' は、偏差である系統無効電流偏差がゼロとなるように求められた発電機位相補正值 d_{uvw} が発電機位相 uvw に加算されて求められる。そのため、発電機パルスパターン生成器77は、発電機補正位相 uvw' を基準とすることで、図11に示すように、発電機位相 uvw に対して、 $90^\circ - d_{uvw}$ 遅れた電流が流れるように、スイッチ駆動信号 $S_{up} \sim S_{wn}$ を出力する。これにより、系統無効電流指令 I_{Qref} と等しい大きさの無効電流を電力系統2側に流すことができる。

【0105】

発電機パルスパターン生成器77は、回転電機3側のいずれか2つの相の間に電流を流すスイッチング素子を常にオンにするようにスイッチ駆動信号 $S_{up} \sim S_{wn}$ を出力する。例えば、 $0^\circ \leq uvw - d_{uvw} < 30^\circ$ 、 $330^\circ \leq uvw - d_{uvw} < 360^\circ$ の範囲にある場合、スイッチ駆動信号 S_{wp} 、 S_{vn} がHighレベルであり、その他はLowレベルである。これにより、W相とV相との間に電流が流れる。

【0106】

同様に、 $30^\circ \leq uvw - d_{uvw} < 90^\circ$ の範囲にある場合、スイッチ駆動信号 S_{up} 、 S_{vn} がHighレベルであり、U相とV相との間に電流が流れる。 $90^\circ \leq uvw - d_{uvw} < 150^\circ$ の範囲にある場合、スイッチ駆動信号 S_{up} 、 S_{wn} がHighレベルであり、U相とW相との間に電流が流れる。 $150^\circ \leq uvw - d_{uvw} < 210^\circ$ の範囲にある場合、スイッチ駆動信号 S_{vp} 、 S_{wn} がHighレベルであり、V相とW相との間に電流が流れる。

【0107】

$210^\circ \leq uvw - d_{uvw} < 270^\circ$ の範囲にある場合、スイッチ駆動信号 S_{vp} 、 S_{un} がHighレベルであり、V相とU相との間に電流が流れる。 $270^\circ \leq uvw - d_{uvw} < 330^\circ$ の範囲にある場合、スイッチ駆動信号 S_{wp} 、 S_{un} がHighレベルであり、W相とU相との間に電流が流れる。このように、発電機パルスパターン生成器77は、発電機位相 uvw に対して、 $90^\circ - d_{uvw}$ 遅れた電流が流れる

10

20

30

40

50

ようにパルスパターンを生成する。

【0108】

GeGrスイッチ駆動信号生成器78は、スイッチ駆動信号Srn、Ssn、Stn、Sup、Svp、Swpに基づき、下記式(2)を用いて、スイッチ駆動信号Sur、Sus、Sut、Svr、Svs、Svt、Swr、Sws、Swtを生成する。

【数2】

$$\begin{pmatrix} \text{Sur} & \text{Svr} & \text{Swr} \\ \text{Sus} & \text{Svs} & \text{Sws} \\ \text{Sut} & \text{Svt} & \text{Swt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{Srn} \\ \text{Ssn} \\ \text{Stn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{Sup} & \text{Svp} & \text{Swp} \end{pmatrix} \quad \dots(2)$$

10

【0109】

上記式(2)において、スイッチ駆動信号Sur、Sus、Sut、Svr、Svs、Svt、Swr、Sws、Swtは、図12に示すように、双方向スイッチSw1~Sw9のうち、回転電機3側から電力系統2へ電流を流す片方向スイッチング素子31、32を駆動する信号である。図12は、電力変換部10の構成例を示す図である。なお、図12に示す電力変換部10の構成例では、双方向スイッチSw1~Sw9の構成が図2に示す例とは異なる。すなわち、図12に示す双方向スイッチSw1~Sw9は、図2に示す双方向スイッチSw1~Sw9における片方向スイッチング素子31、32のコレクタ、ダイオード33、34を共通に接続した構成である。かかる接続構成であっても、図12

20

の動作と変わらない。

【0110】

GrGeスイッチ駆動信号生成器79は、スイッチ駆動信号Sun、Svn、Swn、Srp、Ssp、Stpに基づき、下記式(3)を用いて、スイッチ駆動信号Sru、Ssu、Stu、Srv、Ssv、Stv、Srw、Ssw、Stwを生成する。

【数3】

$$\begin{pmatrix} \text{Sru} & \text{Srv} & \text{Srw} \\ \text{Ssu} & \text{Ssv} & \text{Ssw} \\ \text{Stu} & \text{Stv} & \text{Stw} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{Sun} \\ \text{Svn} \\ \text{Swn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{Srp} & \text{Ssp} & \text{Stp} \end{pmatrix} \quad \dots(3)$$

30

【0111】

上記式(3)において、スイッチ駆動信号Sru、Ssu、Stu、Srv、Ssv、Stv、Srw、Ssw、Stwは、図12に示すように、双方向スイッチSw1~Sw9のうち電力系統2側から回転電機3側へ電流を流す片方向スイッチング素子31、32を駆動する信号である。

【0112】

このように生成されたスイッチ駆動信号Sur、Sru、Sus、Ssu、Sut、Stu、Svr、Srv、Svs、Ssv、Svt、Stv、Swr、Srw、Sws、Ssw、Swt、Stwは、スイッチ駆動信号S1~S18として、図12に示す対応関係にて、パルスパターン生成部43から電力変換部10へ出力される。

40

【0113】

これにより、複数の双方向スイッチSw1~Sw9を構成する片方向スイッチング素子31、32のうち、電力系統2側のいずれか2つの相の間に電流を流し、かつ、回転電機3側のいずれか2つの相の間に電流を流す片方向スイッチング素子が常にオンにされる。

【0114】

また、スイッチ駆動信号S1~S18によって、複数の双方向スイッチSw1~Sw9を構成する片方向スイッチング素子31、32のそれぞれに対して、個別に120°通電制御およびPWM制御が併用されてオン/オフ制御が行われる。これにより、電力系統2側に流れる電流の波形が正弦波形に近付けられるので、共振現象の発生が抑制され、電力

50

系統 2 側の電流波形および電圧波形に歪みが生じることを抑制することができる。

【 0 1 1 5 】

なお、スイッチ駆動信号 S_{rn} 、 S_{sn} 、 S_{tn} のいずれかが常に High レベルとなり、スイッチ駆動信号 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} のいずれかが常に High レベルとなる。そのため、複数の双方向スイッチ $Sw1 \sim Sw9$ を構成する片方向スイッチング素子 31、32 のうち、電力系統 2 側から回転電機 3 側へ電流を流す片方向スイッチング素子のいずれかが常にオンになる。

【 0 1 1 6 】

また、スイッチ駆動信号 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} のいずれかが常に High レベルとなり、スイッチ駆動信号 S_{rp} 、 S_{sp} 、 S_{tp} のいずれかが常に High レベルとなる。そのため、複数の双方向スイッチ $Sw1 \sim Sw9$ を構成する片方向スイッチング素子 31、32 のうち、回転電機 3 側から電力系統 2 側に電流を流す片方向スイッチング素子のいずれかが常にオンになる。

10

【 0 1 1 7 】

以上のように、本実施形態に係るマトリクスコンバータ 1 の制御部 15 は、第 1 の駆動制御部 20 と、第 2 の駆動制御部 21 とを備える。第 1 の駆動制御部 20 は、複数の双方向スイッチ $Sw1 \sim Sw9$ をそれぞれ構成する複数の片方向スイッチング素子 31、32 を共にオンにして行う電圧制御により電力変換を行う。一方、第 2 の駆動制御部 21 は、複数の双方向スイッチ $Sw1 \sim Sw9$ をそれぞれ構成する複数の片方向スイッチング素子 31、32 の一部をオンにして行う電流制御によって電力変換を行う。

20

【 0 1 1 8 】

そして、マトリクスコンバータ 1 は、電力系統 2 の電圧が所定値を超える場合に、第 1 の駆動制御部 20 によって電力変換制御を行い、電力系統 2 の電圧が所定値以下である場合に、第 2 の駆動制御部 21 によって電力変換制御を行う。これにより、マトリクスコンバータ 1 は、電力系統 2 が低電圧になった場合でも、電力系統 2 側に無効電流を流しながら電力変換動作を継続することができる。

【 0 1 1 9 】

また、第 2 の駆動制御部 21 は、双方向スイッチ $Sw1 \sim Sw9$ を構成する複数の片方向スイッチング素子 31、32 のそれぞれを個別に 120° 通電制御および PWM 制御を併用してオン/オフ制御する。これにより、マトリクスコンバータ 1 は、電力系統 2 側へ流す電流の電流波形を正弦波形に近付けることで、電力系統 2 側へ流す電流に起因した LC フィルタ 11 との共振現象によって電圧波形および電流波形に歪みが生じることを防止することができる。

30

【 0 1 2 0 】

発電システムでは、電力系統 2 が停電などにより低電圧になった場合に、電力系統 2 へ無効電力を供給することが要求される場合があり、本実施形態に係るマトリクスコンバータ 1 は、かかる要求に適切に対応することが可能となる。

【 0 1 2 1 】

なお、電力系統 2 の管理者側から無効電力の大きさを規定する系統無効電流指令 I_{Qref} が送信される場合、かかる系統無効電流指令 I_{Qref} を系統無効電流指令器 62 から減算器へ出力するようにしてもよい。このようにすることで、外部から電力系統 2 側の無効電流の大きさを設定することができる。

40

【 0 1 2 2 】

また、第 2 の駆動制御部 21 は、電流形インバータモデル 80 をスイッチングモデルとして採用している。コンバータ 81 には電圧波形から 90° 進んだ電流を流す 120° 通電のスイッチングパターンが与えられ、インバータ 82 には系統無効電流指令 I_{Qref} に応じた大きさの無効電流を流すための位相をもった 120° 通電のスイッチングパターンが与えられる。コンバータ 81 に与えられるスイッチングパターンとインバータ 82 に与えられるスイッチングパターンは合成されて双方向スイッチ $Sw1 \sim Sw9$ を構成する片方向スイッチング素子 31、32 に対するスイッチ駆動信号として出力される。

50

【 0 1 2 3 】

かかる処理により、双方向スイッチ $S w 1 \sim S w 9$ を構成する片方向スイッチング素子 3 1、3 2 に対するスイッチ駆動信号として出力されることから、系統無効電流指令 $I Q_{r e f}$ に応じた大きさの無効電流を電力系統 2 に容易且つ精度よく流すことができる。

【 0 1 2 4 】

また、上述した実施形態では、 120° 通電のスイッチングパターンを用いて電力変換部 1 0 を駆動するようにしたが、制御方法は 120° 通電のスイッチングパターンに限られるものではない。すなわち、片方向スイッチング素子 3 1、3 2 を個別に制御する電流制御を行うことによって電力系統 2 側に無効電流を流しながら電力変換動作を継続するものであればよく、種々の変更が可能である。

10

【 0 1 2 5 】

また、上述した実施形態では、回転電機 3 を同期発電機として説明したが、回転電機 3 を誘導発電機としてもよい。回転電機 3 を誘導発電機とする場合、マトリクスコンバータ 1 は、例えば、以下のように構成される。

【 0 1 2 6 】

停電発生後において誘導発電機は残留磁束による発電電圧が発生しており、位置検出器 4 は、誘導発電機の回転速度を検出する。制御部 1 5 は、公知の誘導機のベクトル制御則に従って、誘導発電機に対するトルク指令を略ゼロとした上で、かかるトルク指令に基づきすべり周波数指令を生成し、位置検出器 4 の検出した回転速度に加算して、出力周波数指令を生成する。

20

【 0 1 2 7 】

そして、制御部 1 5 は、出力周波数指令を積分することにより発電機位相 $u v w$ を生成し、生成した発電機位相 $u v w$ を発電機位相補正值 $d_{u v w}$ に加算することで、発電機補正位相 $u v w'$ を生成する。このようにすることで、電力系統 2 が低電圧になった場合でも、電力系統 2 側に無効電流を流しながら電力変換動作を継続することができる。

【 0 1 2 8 】

また、上述した実施形態では、回転電機 3 として発電機を適用した例を説明したが回転電機 3 として電動機を適用することもでき、電力系統 2 の電圧が低電圧になった場合であっても、電動機の手起電力によって運転を継続することができる。

30

【 0 1 2 9 】

すなわち、電力系統 2 の電圧が低電圧になった場合、電力系統 2 から電動機への電力供給が困難になるが、電動機の回転子は減速しつつも回転状態にある。そのため、かかる回転によって発生する起電力を、例えば、無効電力として電力系統 2 へ供給することで運転を継続することができる。

【 0 1 3 0 】

また、上述した実施形態では、有効電流補償部 4 1 の一例として、図 3 に示す構成を説明したが、有効電流補償部 4 1 は、テーブルを用いた構成であってもよい。すなわち、有効電流補償部 4 1 において、系統有効電流 $I P$ および系統無効電流 $I Q$ と系統位相補償値 $d_{r s t}$ との関係を示す二次元テーブルを記憶する記憶部を設け、かかるテーブルから系統相電流値 $I r$ 、 $I s$ 、 $I t$ に基づいて、系統位相補償値 $d_{r s t}$ を出力してもよい。また、 $d_{r s t} = -\tan^{-1}(I Q / I P)$ の演算により系統位相補償値 $d_{r s t}$ を求めて出力してもよい。

40

【 0 1 3 1 】

また、上述した実施形態では、無効電流補償部 4 2 の一例として、図 3 に示す構成を説明したが、無効電流補償部 4 2 は、テーブルを用いた構成であってもよい。すなわち、無効電流補償部 4 2 において、系統無効電流指令 $I Q_{r e f}$ と発電機位相補正值 $d_{u v w}$ との関係を示すテーブルを記憶する記憶部を設け、かかるテーブルから系統無効電流指令 $I Q_{r e f}$ に基づいて、発電機位相補正值 $d_{u v w}$ を出力してもよい。

【 0 1 3 2 】

50

また、上述した実施形態において、系統パルスパターン生成器76は、系統位相 $r s t$ に対して 90° 遅れた 120° 通電の電流を流すスイッチ駆動信号 $S r p \sim S t n$ を生成することもできる。これにより、電力系統2側に 90° 遅れでかつ系統有効電流 $I P$ がゼロである無効電流を流すことができる。なお、電力系統2側に 90° 遅れによる無効電流を流すのか 90° 進みによる無効電流を流すのかは、例えば、外部から系統パルスパターン生成器76への設定によって選択することができる。

【0133】

さらなる効果や変形例は、当業者によって容易に導き出すことができる。よって、本発明のより広範な態様は、以上のように表しかつ記述した特定の詳細及び代表的な実施形態に限定されるものではない。したがって、添付の特許請求の範囲及びその均等物によって定義される総括的な発明の概念の精神または範囲から逸脱することなく、様々な変更が可能である。

10

【符号の説明】

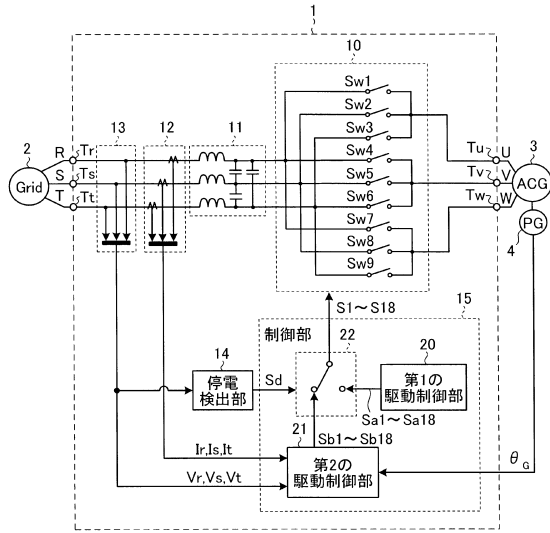
【0134】

- 1 マトリクスコンバータ
- 2 電力系統（交流電源）
- 3 回転電機
 - 10 電力変換部
 - 11 LCフィルタ
 - 12 電流検出部
 - 13 電圧検出部
 - 14 停電検出部
 - 15 制御部
- 20 第1の駆動制御部
 - 21 第2の駆動制御部
 - 22 切替部
- 90 a、90 d R相用駆動信号生成器
- 90 b S相用駆動信号生成器
- 90 c T相用駆動信号生成器
- 92 変調波信号生成器
- 93 キャリア信号生成器
- 94 比較器
 - 95 a 台形波テーブル
- 99 第1の比較器
 - 100 第2の比較器
 - 101 $S r p$ 用パルステーブル
 - 102 $S r n$ 用パルステーブル

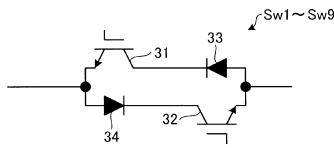
20

30

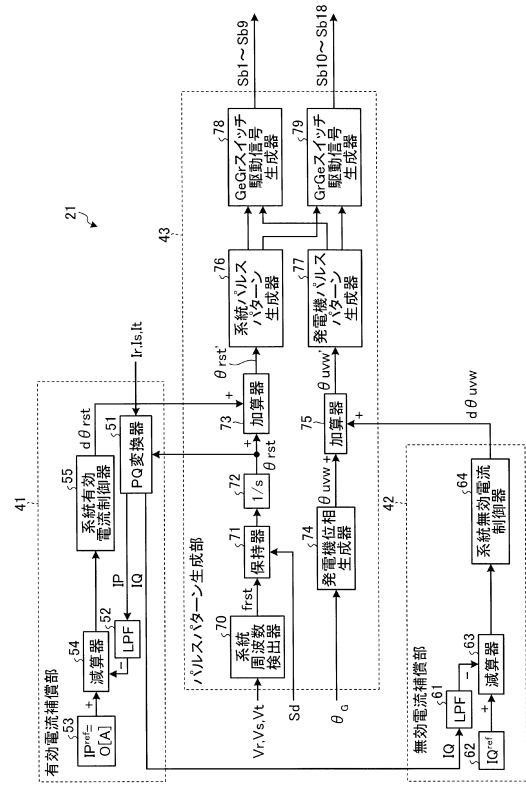
【図1】



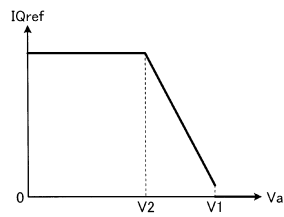
【図2】



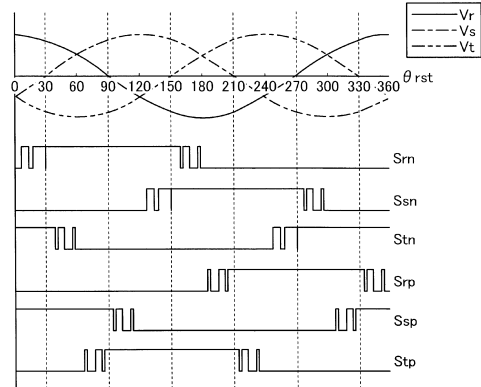
【図3】



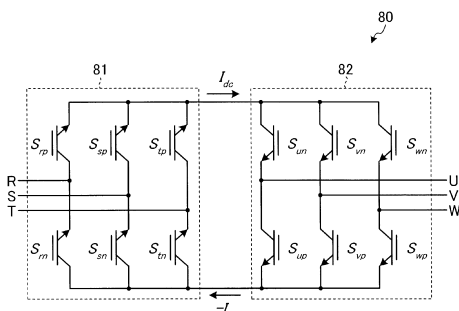
【図4】



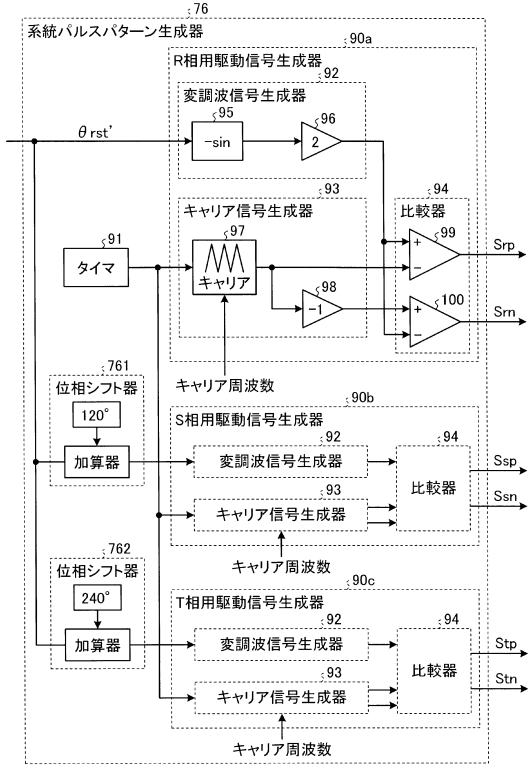
【図6】



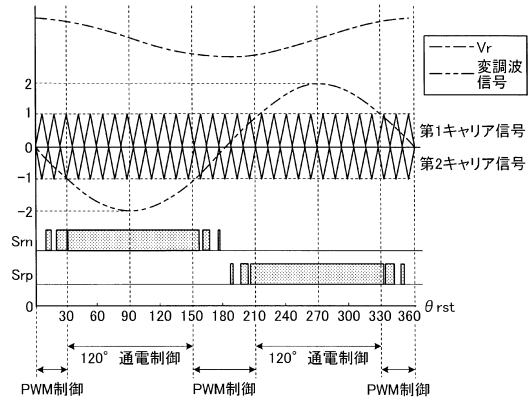
【図5】



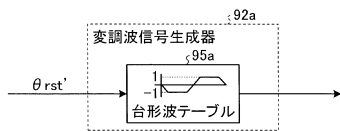
【図7】



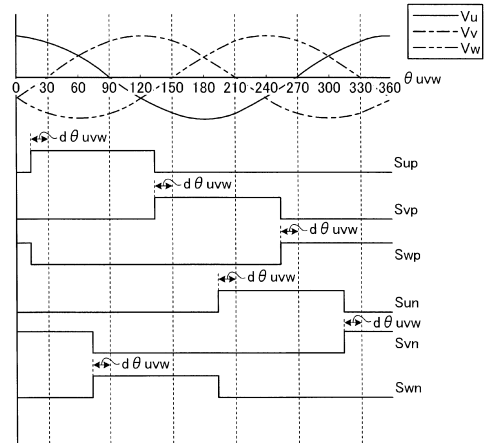
【図8】



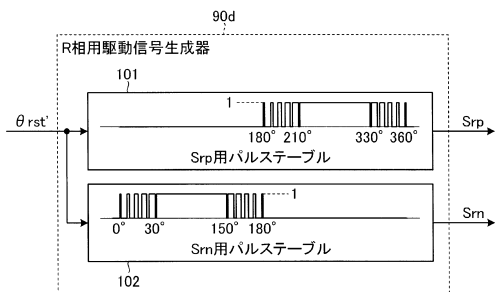
【図9】



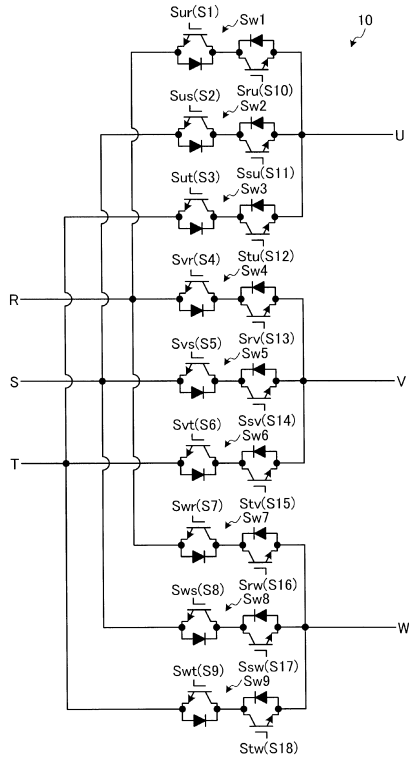
【図11】



【図10】



【 図 1 2 】



フロントページの続き

- (72)発明者 森本 進也
福岡県北九州市八幡西区黒崎城石 2 番 1 号 株式会社安川電機内
- (72)発明者 武田 弘太郎
福岡県北九州市八幡西区黒崎城石 2 番 1 号 株式会社安川電機内

審査官 松本 泰典

- (56)参考文献 特開 2 0 1 2 - 1 8 6 9 2 4 (J P , A)
特開 2 0 0 5 - 2 8 7 2 0 0 (J P , A)
特開 2 0 0 8 - 1 7 2 9 2 5 (J P , A)
特開 2 0 0 4 - 2 5 4 3 6 0 (J P , A)
特開 2 0 0 3 - 1 0 9 7 4 3 (J P , A)

- (58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
- | | |
|---------|-----------|
| H 0 2 M | 5 / 2 9 3 |
| H 0 2 M | 5 / 2 7 |
| H 0 2 M | 5 / 2 9 7 |