

(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2010-161902
(P2010-161902A)

(43) 公開日 平成22年7月22日(2010.7.22)

(51) Int.Cl.
H02M 7/48 (2007.01)

F I
H02M 7/48
H02M 7/48
H02M 7/48

F
R
J

テーマコード (参考)
5H007

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2009-3741 (P2009-3741)	(71) 出願人	000000262
(22) 出願日	平成21年1月9日 (2009.1.9)		株式会社ダイヘン
		(74) 代理人	100086380
			弁理士 吉田 稔
		(74) 代理人	100103078
			弁理士 田中 達也
		(74) 代理人	100115369
			弁理士 仙波 司
		(74) 代理人	100117178
			弁理士 古澤 寛
		(74) 代理人	100130650
			弁理士 鈴木 泰光
		(74) 代理人	100135389
			弁理士 白井 尚

最終頁に続く

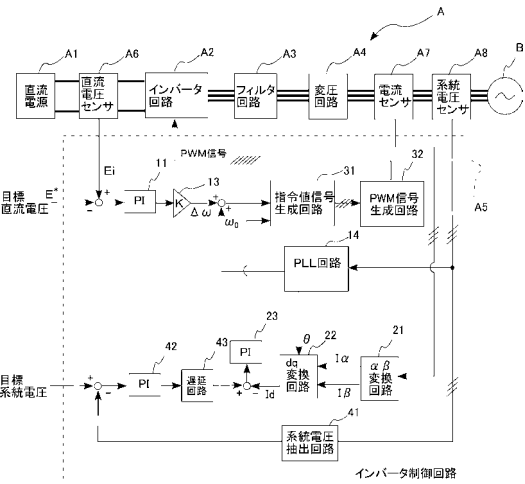
(54) 【発明の名称】 インバータ制御回路、このインバータ制御回路を備えた系統連系インバータシステム

(57) 【要約】

【課題】小規模単独系統に連系された場合に、系統への電力供給の負担が集中することを抑制することができるインバータシステムのインバータ制御回路を提供する。

【解決手段】インバータ回路A2をPWM制御するためのインバータ制御回路A5において、インバータ回路A2の出力電流から無効分電流を算出する無効分電流算出手段21、22と、無効分電流と目標無効分電流との偏差から無効分電流補正値を算出する無効分電流補正値算出手段23と、無効分電流補正値から指令値信号を生成する指令値信号生成手段31と、指令値信号に基づいてPWM信号を生成するPWM信号生成手段32とを備える。系統電圧補正値算出手段42が系統電圧と目標系統電圧との偏差から系統電圧補正値を算出し、算出手段43が系統電圧補正値と前回の目標無効分電流との間の値を目標無効分電流として算出する。

【選択図】図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

直流電源で生成される直流電力を交流電力に変換して電力系統に供給するインバータ回路を P W M 制御するためのインバータ制御回路であって、

前記インバータ回路の出力電流から無効分電流を算出する無効分電流算出手段と、

前記系統電圧と目標系統電圧との偏差から系統電圧補正値を算出する系統電圧補正値算出手段と、

前記系統電圧補正値から目標無効分電流を算出して出力する算出手段と、

前記無効分電流算出手段によって算出された無効分電流と前記算出手段から出力される目標無効分電流との偏差から無効分電流補正値を算出する無効分電流補正値算出手段と、

前記無効分電流補正値から指令値信号を生成する指令値信号生成手段と、

前記指令値信号に基づいて P W M 信号を生成する P W M 信号生成手段と、

を備えており、

前記算出手段は、前記系統電圧補正値と前回の目標無効分電流との間の値を前記目標無効分電流として算出する、

ことを特徴とするインバータ制御回路。

【請求項 2】

前記直流電源の直流電圧とその目標電圧とから、前記インバータ回路の出力電圧信号の角周波数と前記電力系統の系統電圧信号の角周波数との必要な角周波数差を算出する角周波数差算出手段と、

前記系統電圧信号の角周波数を検出する角周波数検出手段と、

を備え、

前記指令値信号生成手段は、前記角周波数検出手段によって検出された角周波数に前記角周波数差を加算した修正角周波数と前記無効分電流補正値とから指令値信号を生成する、

請求項 1 に記載のインバータ制御回路。

【請求項 3】

前記角周波数差算出手段は、

前記直流電源の直流電圧と前記目標電圧との偏差に基づいてフィードバック制御を行って直流電圧補正値を算出する直流電圧補正値算出手段と、

前記直流電圧補正値算出手段によって算出された直流電圧補正値に所定値を乗じて前記角周波数差を算出する乗算手段と、

を備えており、

前記所定値は、前記目標電圧に乗算した積が前記系統電圧信号の角周波数と一致するように設定されている、

請求項 2 に記載のインバータ制御回路。

【請求項 4】

前記角周波数検出手段は P L L 回路である、請求項 1 ないし 3 のいずれかに記載のインバータ制御回路。

【請求項 5】

前記指令値信号生成手段は、前記修正角周波数を角周波数とする正弦波を生成する、請求項 2 ないし 4 のいずれかに記載のインバータ制御回路。

【請求項 6】

請求項 1 ないし 5 のいずれかに記載のインバータ制御回路を備えている系統連系インバータシステム。

【請求項 7】

コンピュータを、

直流電源で生成される直流電力を交流電力に変換して電力系統に供給するインバータ回路を P W M 制御するためのインバータ制御回路として機能させるためのプログラムであって、

10

20

30

40

50

前記コンピュータを、
前記インバータ回路の出力電流から無効分電流を算出する無効分電流算出手段と、
前記系統電圧と目標系統電圧との偏差から系統電圧補正値を算出する系統電圧補正値算出手段と、
前記系統電圧補正値から目標無効分電流を算出して出力する算出手段と、
前記無効分電流算出手段によって算出された無効分電流と前記算出手段から出力される目標無効分電流との偏差から無効分電流補正値を算出する無効分電流補正値算出手段と、
前記無効分電流補正値から指令値信号を生成する指令値信号生成手段と、
前記指令値信号に基づいてP W M信号を生成するP W M信号生成手段と、
して機能させ、
前記算出手段は、前記系統電圧補正値と前回の目標無効分電流との間の値を前記目標無効分電流として算出する、
ことを特徴とするプログラム。

10

【請求項 8】

請求項 7 に記載のプログラムを記録したコンピュータ読み取り可能な記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直流電力を交流電力に変換するインバータ回路をP W M制御するためのインバータ制御回路、このインバータ制御回路を備えた系統連系インバータシステム、このインバータ制御回路を実現するためのプログラム、及びこのプログラムを記録した記録媒体に関する。

20

【背景技術】

【0002】

従来、太陽電池などによって生成される直流電力を交流電力に変換して出力するインバータシステムが開発されている。

【0003】

図 3 は、従来の系統連系インバータシステムを説明するためのブロック図である。系統連系インバータシステム 100 は、太陽電池を備えた直流電源 110 により生成された直流電力を、インバータ回路 120 で交流電力に変換し、商用電力系統 150 に供給するものである。インバータ制御回路 160 は、インバータ回路 120 を制御するP W M信号を生成するものである。系統連系インバータシステム 100 の電源容量は商用電力系統 150 の電源容量と比べて十分小さいものなので、系統連系インバータシステム 100 の出力の規定内の電圧変動や周波数変動は商用電力系統 150 に影響を与えない。また、商用電力系統 150 での負荷変動は商用電力系統 150 内で補償されるため、系統連系インバータシステム 100 が商用電力系統 150 の電圧制御や周波数制御を行う必要はない。したがって、インバータ制御回路 160 は、電流制御に関する補償のみを実施すればよいので、電流センサ 170 で計測した出力電流が目標電流となるように、フィードバック制御を行なっている。

30

【0004】

近年、太陽光などの自然エネルギーを用いた分散型電源と負荷とを持つ小規模系統で、電源および熱源を一括管理し、既存の商用電力系統から独立して運転可能な電力供給システムである「マイクログリッド」という概念が注目されている。

40

【0005】

図 4 は、小規模単独系統に系統連系インバータを連系させた状態を説明するための図である。これは、離島などの小規模系統で回転機形発電機を含まない場合の電力供給システムを表している。小規模単独系統は、複数の分散型電源D P S (Dispersed-type Power Source)、および、複数の負荷Lを備えている。分散型電源D P S は、太陽光や風力などの自然エネルギーを系統に供給可能な電力に変換するものであり、例えば、太陽電池を有する系統連系インバータシステムなどである。各分散型電源D P S は、電力蓄積装置B A T

50

を併設しているので、電力蓄積装置 B A T に電力を蓄積し電力蓄積装置 B A T から電力を放出することで、生成した電力の変動を補正することができる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特開2000-83324号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

図4の小規模単独系統において、分散型電源 D P S として系統連系インバータシステム 100 (図3参照)を用いた場合、所定の目標電流に制御された交流電力が小規模単独系統に供給される。直流電源 110 が生成する直流電力が変動した場合、電力蓄積装置 B A T に電力が蓄積または放出される。小規模単独系統には回転機形発電機が接続されていないので、各分散型電源 D P S が系統電圧を制御する必要がある。小規模単独系統に複数の電圧制御を行う分散型電源 D P S が存在する場合、負荷 L から各分散型電源 D P S までの線路インピーダンスおよび各分散型電源 D P S の機器インピーダンスにより、各分散型電源 D P S が供給する電力は異なる。供給電力に偏りがあると、各電力蓄積装置 B A T の蓄電量に偏りが生じる。また、系統において負荷が増加した場合などに、各分散型電源 D P S が供給する電力の偏りによって、一部の分散型電源 D P S の供給電力が過負荷耐量を超えると、当該分散型電源 D P S が系統から解列してしまう場合がある。この場合、電力供給バランスがさらにくずれることにより、系統上の分散型電源 D P S が次々と解列される系統擾乱が発生するという問題がある。

10

20

【0008】

本発明は上記した事情のもとで考え出されたものであって、小規模単独系統に連系された場合に、系統への電力供給の負担が集中することを抑制することができるインバータシステムのインバータ制御回路を提供することをその目的としている。

【課題を解決するための手段】

【0009】

上記課題を解決するため、本発明では、次の技術的手段を講じている。

【0010】

本発明の第1の側面によって提供されるインバータ制御回路は、直流電源で生成される直流電力を交流電力に変換して電力系統に供給するインバータ回路を P W M 制御するためのインバータ制御回路であって、前記インバータ回路の出力電流から無効分電流を算出する無効分電流算出手段と、前記系統電圧と目標系統電圧との偏差から系統電圧補正値を算出する系統電圧補正値算出手段と、前記系統電圧補正値から目標無効分電流を算出して出力する算出手段と、前記無効分電流算出手段によって算出された無効分電流と前記算出手段から出力される目標無効分電流との偏差から無効分電流補正値を算出する無効分電流補正値算出手段と、前記無効分電流補正値から指令値信号を生成する指令値信号生成手段と、前記指令値信号に基づいて P W M 信号を生成する P W M 信号生成手段と、を備えており、前記算出手段は、前記系統電圧補正値と前回の目標無効分電流との間の値を前記目標無効分電流として算出する、ことを特徴とする。

30

40

【0011】

この構成によると、前記系統電圧補正値が急変しても、前記算出手段により目標無効分電流をゆっくりとした変化にすることができる。したがって、前記電力系統の負荷変動時に供給する無効電力が急変することを抑制し、電力供給の負担が集中することを抑制する。これにより、電力供給の負担が集中して、前記インバータ回路が解列してしまうことを抑制することができる。

【0012】

本発明の好ましい実施の形態においては、前記直流電源の直流電圧とその目標電圧とから、前記インバータ回路の出力電圧信号の角周波数と前記電力系統の系統電圧信号の角周

50

波数との必要な角周波数差を算出する角周波数差算出手段と、前記系統電圧信号の角周波数を検出する角周波数検出手段と、を備え、前記指令値信号生成手段は、前記角周波数検出手段によって検出された角周波数に前記角周波数差を加算した修正角周波数と前記無効分電流補正值とから指令値信号を生成する。

【0013】

この構成によると、前記直流電源の直流電圧とその目標電圧とから算出された角周波数差に基づいて前記インバータ回路の出力電流が変化し、前記直流電源の直流電圧が前記目標電圧となるように制御される。したがって、前記直流電源の直流電圧が増加すると、前記インバータ回路の出力電圧信号の角周波数が上昇して、前記直流電源が出力する有効電力を積極的に前記電力系統に供給することができる。また、周波数制御を行うので、回転機形発電機と同様の特性を持つことになり、前記電力系統に安定した電力供給を行うことができる。

10

【0014】

本発明の好ましい実施の形態においては、前記角周波数差算出手段は、前記直流電源の直流電圧と前記目標電圧との偏差に基づいてフィードバック制御を行って直流電圧補正值を算出する直流電圧補正值算出手段と、前記直流電圧補正值算出手段によって算出された直流電圧補正值に所定値を乗じて前記角周波数差を算出する乗算手段と、を備えており、前記所定値は、前記目標電圧に乗算した積が前記系統電圧信号の角周波数と一致するように設定されている。

【0015】

20

本発明の好ましい実施の形態においては、前記角周波数検出手段はPLL回路である。

【0016】

本発明の好ましい実施の形態においては、前記指令値信号生成手段は、前記修正角周波数を角周波数とする正弦波を生成する。

【0017】

本発明の第2の側面によって提供される系統連系インバータシステムは、本発明の第1の側面によって提供されるインバータ制御回路を備えている。

【0018】

本発明の第3の側面によって提供されるプログラムは、コンピュータを、直流電源で生成される直流電力を交流電力に変換して電力系統に供給するインバータ回路をPWM制御するためのインバータ制御回路として機能させるためのプログラムであって、前記コンピュータを、前記インバータ回路の出力電流から無効分電流を算出する無効分電流算出手段と、前記系統電圧と目標系統電圧との偏差から系統電圧補正值を算出する系統電圧補正值算出手段と、前記系統電圧補正值から目標無効分電流を算出して出力する算出手段と、前記無効分電流算出手段によって算出された無効分電流と前記算出手段から出力される目標無効分電流との偏差から無効分電流補正值を算出する無効分電流補正值算出手段と、前記無効分電流補正值から指令値信号を生成する指令値信号生成手段と、前記指令値信号に基づいてPWM信号を生成するPWM信号生成手段と、して機能させ、前記算出手段は、前記系統電圧補正值と前回の目標無効分電流との間の値を前記目標無効分電流として算出する、ことを特徴とする。

30

40

【0019】

本発明の第4の側面によって提供される記録媒体は、本発明の第3の側面によって提供されるプログラムを記録したコンピュータ読み取り可能な記録媒体であることを特徴とする。

【0020】

本発明のその他の特徴および利点は、添付図面を参照して以下に行う詳細な説明によって、より明らかとなる。

【図面の簡単な説明】

【0021】

【図1】本発明に係るインバータ制御回路を備えた系統連系インバータシステムの第1実

50

施形態を説明するためのブロック図である。

【図 2】PLL 回路の一例を説明するための図である。

【図 3】従来の系統連系インバータシステムを説明するためのブロック図である。

【図 4】小規模単独系統に系統連系インバータシステムを連系させた状態を説明するための図である。

【発明を実施するための形態】

【0022】

以下、本発明の好ましい実施の形態を、図面を参照して具体的に説明する。

【0023】

図 1 は、本発明に係るインバータ制御回路を備えた系統連系インバータシステムの第 1 実施形態を説明するためのブロック図である。

10

【0024】

系統連系インバータシステム A は、直流電源 A 1、インバータ回路 A 2、フィルタ回路 A 3、変圧回路 A 4、インバータ制御回路 A 5、直流電圧センサ A 6、電流センサ A 7、系統電圧センサ A 8 を備えている。直流電源 A 1 は、インバータ回路 A 2 に接続している。インバータ回路 A 2、フィルタ回路 A 3、および変圧回路 A 4 は、この順で、U 相、V 相、W 相の出力電圧の出力ラインに直列に接続されている。インバータ回路 A 2 にはインバータ制御回路 A 5 が接続されている。系統連系インバータシステム A は、直流電源 A 1 により生成された直流電力を、インバータ回路 A 2 で交流電力に変換し、小規模単独系統 B（以下、場合により「系統 B」と省略する。）に供給するものである。

20

【0025】

直流電源 A 1 は、直流電力を生成するものであり、太陽光エネルギーを電気エネルギーに変換する太陽電池を備えている。

【0026】

インバータ回路 A 2 は、三相インバータであり、図示しない 3 組 6 個のスイッチング素子を備えた PWM 制御型インバータ回路である。インバータ回路 A 2 は、インバータ制御回路 A 5 から入力される PWM 信号に基づいて各スイッチング素子をオンオフ動作させることで、直流電源 A 1 から入力される直流電力を交流電力に変換する。

【0027】

フィルタ回路 A 3 は、リアクトルとキャパシタとを備えたローパスフィルタである。フィルタ回路 A 3 は、インバータ回路 A 2 から出力される交流電圧に含まれるスイッチングノイズを除去する。変圧回路 A 4 は、フィルタ回路 A 3 から出力される交流電圧を系統電圧とほぼ同一のレベルに昇圧または降圧する。

30

【0028】

直流電圧センサ A 6 は、直流電源 A 1 から出力される直流電圧を検出するものである。検出された直流電圧信号は、インバータ制御回路 A 5 に入力される。電流センサ A 7 は、変圧回路 A 4 から出力される交流電流を検出するものである。検出された交流電流信号は、インバータ制御回路 A 5 に入力される。系統電圧センサ A 8 は、系統 B の各相の電圧（以下、「系統電圧」という。）を検出するものである。検出された系統電圧信号は、インバータ制御回路 A 5 に入力される。

40

【0029】

インバータ制御回路 A 5 は、インバータ回路 A 2 のスイッチング素子のオンオフ動作を制御する PWM 信号を生成するものである。インバータ制御回路 A 5 は、直流電圧センサ A 6 から直流電圧信号を入力され、電流センサ A 7 から交流電流信号を入力され、系統電圧センサ A 8 から系統電圧信号を入力され、これらの信号を用いて PWM 信号を生成して、インバータ回路 A 2 に出力する。インバータ制御回路 A 5 は、PI 制御回路 1 1、乗算器 1 3、PLL（Phase-Locked Loop）回路 1 4、 $\alpha\beta$ 変換回路 2 1、 dq 変換回路 2 2、系統電圧抽出回路 4 1、PI 制御回路 4 2、遅延回路 4 3、PI 制御回路 2 3、指令値信号生成回路 3 1、および PWM 信号生成回路 3 2 を備えている。

【0030】

50

P I 制御回路 1 1 は、直流電圧センサ A 6 が検出した直流電圧 E_i と予め設定されている目標直流電圧 E^* との偏差に基づいて P I 制御を行い、補正値を乗算器 1 3 に出力するものである。P I 制御回路 1 1 は、応答速度の遅い制御とするために、時定数として比較的大きな値が設定されている。本実施形態においては、インバータ回路 A 2 の応答速度が小規模回転機形発電機と同程度の 2 ~ 3 秒の応答速度となるように、時定数が設定されている。なお、系統連系インバータシステム A が接続される小規模単独系統 B の規模や、小規模単独系統 B における系統連系インバータシステム A の接続される場所などに応じて、電力供給の負担が集中しないような応答速度となるように、時定数を適宜設定するようにしてもよい。

【 0 0 3 1 】

10

乗算器 1 3 は、P I 制御回路 1 1 から入力される補正値に所定の値 K を乗算することで、電力供給バランスに必要な、インバータ回路 A 2 の出力電圧信号の角周波数と系統電圧信号の角周波数との角周波数差 $\Delta \omega$ を擬似的に算出して出力するものである。所定の値 K は、目標直流電圧 E^* に乗算した積 ($K \cdot E^*$) が系統電圧信号の角周波数 ω_0 と一致するように設定されている。

【 0 0 3 2 】

P L L 回路 1 4 は、系統電圧センサ A 8 より入力される系統電圧信号から、系統電圧信号の角周波数 ω_0 を検出するものである。検出された角周波数 ω_0 は、乗算器 1 3 から出力された角周波数差 $\Delta \omega$ と加算される。

【 0 0 3 3 】

20

図 2 は、P L L 回路 1 4 の一例を説明するための図である。P L L 回路 1 4 は、 $\alpha \beta$ 変換回路 1 4 1、d q 変換回路 1 4 2、P I 制御回路 1 4 3、V C O (Voltage Controlled Oscillator) 1 4 4 を備えている。 $\alpha \beta$ 変換回路 1 4 1 は、系統電圧センサ A 8 より入力される 3 相の電圧信号 V_u 、 V_v 、 V_w を 2 相の電圧信号 V_α 、 V_β に変換するものである。d q 変換回路 1 4 2 は、 $\alpha \beta$ 変換回路 1 4 1 から電圧信号 V_α 、 V_β が入力され、V C O 回路 1 4 4 から位相 θ が入力される。d q 変換回路 1 4 2 は、電圧信号 V_α 、 V_β の位相 θ との位相差成分 V_d と同相成分 V_q とを算出する。P I 制御回路 1 4 3 は、位相差成分 V_d がゼロとなるように P I 制御を行ない、補正値を出力する。この補正値を系統電圧信号の目標角周波数 ω_0^* に加算した補正角周波数 ω_0 が、V C O 回路 1 4 4 に出力される。V C O 回路 1 4 4 は、入力に応じた位相 θ を d q 変換回路 1 4 2 に出力する。このフィードバック制御により、位相差成分 V_d がゼロになったところでロックされる。このとき、位相 θ が系統電圧の位相と一致する。したがって、P L L 回路 1 4 から出力される補正角周波数 ω_0 は、系統電圧信号の角周波数と一致することになる。

30

【 0 0 3 4 】

図 1 に戻って、 $\alpha \beta$ 変換回路 2 1 は、電流センサ A 7 より入力される 3 相の電流信号 I_u 、 I_v 、 I_w を 2 相の電流信号 I_α 、 I_β に変換するものである。d q 変換回路 2 2 は、 $\alpha \beta$ 変換回路 2 1 から電流信号 I_α 、 I_β が入力され、V C O 回路 1 4 4 から位相 θ が入力される。d q 変換回路 2 2 は、電流信号 I_α 、 I_β の位相 θ との位相差成分 I_d と同相成分 I_q とを算出する。この位相差成分 I_d は、インバータ回路 A 2 の出力電流のうちの出力電圧と位相が異なる電流成分であり、無効電力となるものなので、以下、無効分電流という。

40

【 0 0 3 5 】

系統電圧抽出回路 4 1 は、系統電圧センサ A 8 より入力される系統電圧信号から、例えば U 相の正相電圧信号を抽出して出力するものである。系統電圧抽出回路 4 1 は、図示しない $\alpha \beta$ 変換回路および d q 変換回路により、不平衡電圧から正相分を抽出する。

【 0 0 3 6 】

P I 制御回路 4 2 は、系統電圧抽出回路 4 1 から出力される系統電圧信号と、目標系統電圧との偏差に基づいて P I 制御を行い、補正値を出力するものである。遅延回路 4 3 は、P I 制御回路 4 2 より出力される補正値から目標無効分電流を算出して出力するものである。遅延回路 4 3 は、いわゆるリファレンスガバナであり、例えば、ローパスフィルタ

50

で構成されている。すなわち、遅延回路 4 3 は、P I 制御回路 4 2 より入力される補正值と前回の目標無効分電流との間の値であり、前回の目標無効分電流に最も近い修正値を最適化計算により算出し、この修正値を目標無効分電流として出力する。したがって、P I 制御回路 4 2 より入力される補正值が急変しても、遅延回路 4 3 から出力される目標無効分電流は、ゆっくり変化することになる。なお、特許請求の範囲における算出手段は、遅延回路 4 3 を示している。

【 0 0 3 7 】

P I 制御回路 2 3 は、d q 変換回路 2 2 が出力する無効分電流 I_d と遅延回路 4 3 が出力する目標無効分電流との偏差に基づいて P I 制御を行い、補正值を指令値信号生成回路 3 1 に出力するものである。

【 0 0 3 8 】

指令値信号生成回路 3 1 は、P L L 回路 1 4 が検出する系統電圧信号の角周波数 ω_0 に乗算器 1 3 から出力される角周波数差 $\Delta \omega$ を加算した補正角周波数 $(\omega_0 + \Delta \omega)$ 、および P I 制御回路 2 3 が出力する補正值が入力され、指令値信号を生成するものである。具体的には、指令値信号生成回路 3 1 は、入力される補正角周波数 $(\omega_0 + \Delta \omega)$ を時間 t で積分したものを位相とし、入力される補正值に基づいて振幅を変化された正弦波を生成する。指令値信号生成回路 3 1 は、この正弦波を U 相の指令値信号として、P W M 信号生成回路 3 2 に出力する。また、指令値信号生成回路 3 1 は、U 相の指令値信号より位相が $(1/3)\pi$ 遅れた正弦波を V 相の指令値信号として、 $(2/3)\pi$ 遅れた正弦波を W 相の指令値信号として、P W M 信号生成回路 3 2 に出力する。

【 0 0 3 9 】

P W M 信号生成回路 3 2 は、指令値信号生成回路 3 1 より入力される U 相、V 相、W 相の指令値信号と予め設定されているキャリア信号との差分に基づいて、デッドタイムを付加した U 相、V 相、W 相のパルス信号をそれぞれ生成する。P W M 信号生成回路 3 2 は、生成された U 相、V 相、W 相のパルス信号をそれぞれ U 相、V 相、W 相の P W M 信号としてインバータ回路 A 2 に出力する。インバータ回路 A 2 の U 相、V 相、W 相のスイッチング素子は、それぞれ U 相、V 相、W 相の P W M 信号に基づいてオンオフ動作する。なお、P W M 信号生成回路 3 2 は、U 相、V 相、W 相のパルス信号を反転したパルス信号も生成し、逆相の P W M 信号としてインバータ回路 A 2 に出力する。インバータ回路 A 2 の U 相、V 相、W 相の各スイッチング素子に直列接続されているスイッチング素子は、それぞれ逆相の P W M 信号に基づいて、U 相、V 相、W 相の各スイッチング素子とは反対にオンオフ動作する。

【 0 0 4 0 】

次に、系統連系インバータシステム A の動作について説明する。

【 0 0 4 1 】

インバータ回路 A 2 は、直流電源 A 1 が出力する直流電力を交流電力に変換する。フィルタ回路 A 3 は、インバータ回路 A 2 が出力する交流電圧のスイッチングノイズを除去する。変圧回路 A 4 は、フィルタ回路 A 3 が出力する交流電圧を変圧して、系統 B に供給する。インバータ制御回路 A 5 は、直流電圧センサ A 6 が検出した直流電圧信号、電流センサ A 7 が検出した交流電流信号、および系統電圧センサ A 8 が検出した系統電圧信号に基づいて P W M 信号を生成し、インバータ回路 A 2 に出力する。

【 0 0 4 2 】

例えば日射強度が増加するなどして、直流電源 A 1 の出力する直流電圧 E_i が目標直流電圧 E^* より大きくなった場合、直流電圧の増加量が P I 制御回路 1 1 に入力され、プラスの値の補正值が出力される。乗算器 1 3 は、この補正值に対応するプラスの角周波数差 $\Delta \omega$ を出力する。したがって、指令値信号生成回路 3 1 が出力する正弦波は、この角周波数差 $\Delta \omega$ の分だけ角周波数が大きいものとなる。インバータ制御回路 A 5 は、出力する P W M 信号を変化させて、インバータ回路 A 2 の出力電圧信号の角周波数を指令値信号生成回路 3 1 が出力する正弦波に応じて大きくする。これにより、インバータ回路 A 2 が出力する電流が増加されて、直流電源 A 1 の出力する直流電圧 E_i が減少する。一方、インバ

10

20

30

40

50

ータ回路 A 2 の出力電圧信号の角周波数の増加による系統電圧信号の角周波数 ω_0 の増加は、系統 B で吸収されて、目標角周波数 ω_s^* に制御される。

【 0 0 4 3 】

逆に、直流電圧 E_i が目標直流電圧 E^* より小さくなった場合、指令値信号生成回路 3 1 が出力する正弦波は、角周波数が小さいものとなる。インバータ制御回路 A 5 は、インバータ回路 A 2 の出力電圧信号の角周波数を指令値信号生成回路 3 1 が出力する正弦波に応じて小さくする。これにより、インバータ回路 A 2 が出力する電流が減少されて、直流電圧 E_i が増加する。一方、インバータ回路 A 2 の出力電圧信号の角周波数の減少による系統電圧信号の角周波数 ω_0 の減少は、系統 B で吸収されて、目標角周波数 ω_s^* に制御される。

10

【 0 0 4 4 】

負荷の変動により系統 B で有効電力の需要が増加した場合、系統電圧信号の角周波数が減少するので、PLL 回路 1 4 が出力する系統電圧信号の角周波数 ω_0 が減少する。すると、指令値信号生成回路 3 1 が出力する正弦波は、角周波数 ω_0 の減少分だけ角周波数が小さいものとなり、インバータ回路 A 2 の出力電圧の角周波数も小さくなる。これにより、インバータ回路 A 2 が出力する電流が減少されて、直流電圧 E_i が増加する。直流電圧 E_i の増加により、乗算器 1 3 が出力する角周波数差 $\Delta \omega$ が増加し、インバータ回路 A 2 の出力電圧信号の角周波数が大きくなって、有効電力が系統 B に供給される。

【 0 0 4 5 】

逆に、有効電力の需要が減少した場合、系統電圧信号の角周波数が増加するので、PLL 回路 1 4 が出力する系統電圧信号の角周波数 ω_0 が増加する。すると、指令値信号生成回路 3 1 が出力する正弦波は、角周波数 ω_0 の増加分だけ角周波数が大きいものとなり、インバータ回路 A 2 の出力電圧信号の角周波数も大きくなる。これにより、インバータ回路 A 2 が出力する電流が増加されて、直流電圧 E_i が減少する。直流電圧 E_i の減少により、乗算器 1 3 が出力する角周波数差 $\Delta \omega$ が減少し、インバータ回路 A 2 の出力電圧信号の角周波数が小さくなって、系統 B への有効電力の供給が抑制される。

20

【 0 0 4 6 】

負荷の変動により系統 B で無効電力の需要が変化して、系統電圧が変化した場合、系統連系インバータシステム A は、系統電圧を目標系統電圧とるように制御する。具体的には、無効電力の需要が増加して系統電圧が低下した場合、系統電圧センサ A 8 から入力される系統電圧と目標系統電圧との偏差がプラスになる。したがって、PI 制御回路 4 2 から出力される補正值である目標無効分電流が大きくなる。そうすると、dq 変換回路 2 2 から出力される無効分電流 I_d と目標無効分電流との偏差は大きくなり、PI 制御回路 2 3 が出力する補正值が大きくなる。したがって、指令値信号生成回路 3 1 から出力される正弦波の振幅が大きくなり、インバータ回路 A 2 の出力電圧の振幅が大きくなる。これにより、インバータ回路 A 2 が出力する無効分電流が増加し、無効電力が系統に供給されて、系統電圧が上昇する。

30

【 0 0 4 7 】

逆に、無効電力の需要が減少して系統電圧が上昇した場合、系統電圧センサ A 8 から入力される系統電圧と目標系統電圧との偏差がマイナスになる。したがって、PI 制御回路 4 2 から出力される補正值である目標無効分電流が小さくなる。そうすると、dq 変換回路 2 2 から出力される無効分電流 I_d と目標無効分電流との偏差は小さくなり、PI 制御回路 2 3 が出力する補正值が小さくなる。したがって、指令値信号生成回路 3 1 から出力される正弦波の振幅が小さくなり、インバータ回路 A 2 の出力電圧の振幅が小さくなる。これにより、インバータ回路 A 2 が出力する無効分電流が減少し、系統に供給される無効電力が減少されて、系統電圧が低下する。

40

【 0 0 4 8 】

次に、系統連系インバータシステム A の作用について説明する。

【 0 0 4 9 】

本実施形態において、PI 制御回路 1 1 は、時定数として比較的大きな値が設定されて

50

いるので、制御の応答速度が遅くなる。したがって、系統 B に連系された系統連系インバータシステム A の機器インピーダンスおよび負荷 L (図 4 参照) までの線路インピーダンスが小さい場合でも、負荷変動時に有効電力供給を行うタイミングが遅れることにより、系統 B への有効電力供給の負担が集中することを抑制することができる。これにより、他の分散型電源 D P S と有効電力供給のバランスをとることができる。また、遅延回路 4 3 により目標無効分電流の急変をゆっくりとした変化にすることができるので、無効電力の供給の偏りも少なくなる。これにより、系統 B に連系された系統連系インバータシステム A に電力供給の負担が集中して解列してしまうことを抑制することができる。

【 0 0 5 0 】

また、直流電源 A 1 の出力電圧 E_i が増加すると、インバータ回路 A 2 の出力電圧信号の角周波数が上昇するので、直流電源 A 1 が出力する有効電力を積極的に系統 B に供給することができる。また、周波数制御を行うので、回転機形発電機と同様の特性を持つことになり、系統 B に安定した電力供給を行うことができる。

10

【 0 0 5 1 】

なお、上記実施形態では、系統連系インバータシステムに本発明のインバータ制御回路を用いた場合について説明したが、従来のインバータ制御回路に上述した方法で P W M 制御を行なわせるプログラムをコンピュータ読み取り可能に記録した R O M などの記録媒体からコンピュータに読み込んで、そのプログラムを実行させることにより、本発明のインバータ制御回路を実現してもよい。

20

【 0 0 5 2 】

本発明に係るインバータ制御回路は、上述した実施形態に限定されるものではない。本発明に係るインバータ制御回路の各部の具体的な構成は、種々に設計変更自在である。

【 符号の説明 】

【 0 0 5 3 】

A 系統連系インバータシステム

A 1 直流電源

A 2 インバータ回路

A 3 フィルタ回路

A 4 変圧回路

A 5 インバータ制御回路

30

1 1 P I 制御回路 (角周波数差算出手段、直流電圧補正值算出手段)

1 3 乗算器 (角周波数差算出手段、乗算手段)

1 4 P L L 回路 (角周波数検出手段)

1 4 1 $\alpha \beta$ 変換回路

1 4 2 d q 変換回路

1 4 3 P I 制御回路

1 4 4 V C O 回路

2 1 $\alpha \beta$ 変換回路 (無効分電流算出手段)

2 2 d q 変換回路 (無効分電流算出手段)

2 3 P I 制御回路 (無効分電流補正值算出手段)

40

3 1 指令値信号生成回路

3 2 P W M 信号生成回路

4 1 系統電圧抽出回路

4 2 P I 制御回路 (系統電圧補正值算出手段)

4 3 遅延回路

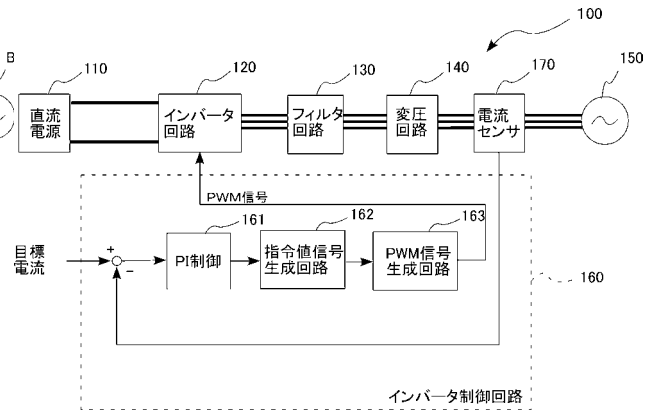
A 6 直流電圧センサ

A 7 電流センサ

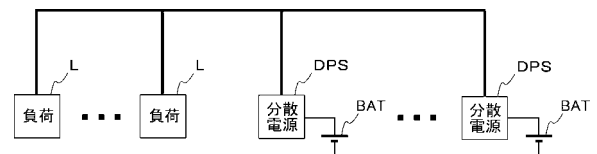
A 8 系統電圧センサ

B 小規模単独系統

【 図 3 】



【圖 2】



フロントページの続き

(72)発明者 服部 将之

大阪市淀川区田川 2 丁目 1 番 1 1 号 株式会社ダイヘン内

F ターム(参考) 5H007 AA06 BB07 CA01 CC23 CC32 DA06 DB01 DB13 DC02 DC05
EA02