

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4741875号
(P4741875)

(45) 発行日 平成23年8月10日 (2011.8.10)

(24) 登録日 平成23年5月13日 (2011.5.13)

(51) Int. Cl. F 1
 H02M 7/48 (2007.01) H02M 7/48

請求項の数 8 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2005-132718 (P2005-132718)	(73) 特許権者	000103976 オリジン電気株式会社 東京都豊島区高田1丁目18番1号
(22) 出願日	平成17年4月28日 (2005.4.28)	(73) 特許権者	000003687 東京電力株式会社 東京都千代田区内幸町1丁目1番3号
(65) 公開番号	特開2006-311736 (P2006-311736A)	(74) 代理人	100102185 弁理士 多田 繁範
(43) 公開日	平成18年11月9日 (2006.11.9)	(74) 代理人	100129399 弁理士 寺田 雅弘
審査請求日	平成20年2月5日 (2008.2.5)	(74) 代理人	100097216 弁理士 泉 和人
		(72) 発明者	大島 正明 東京都千代田区内幸町1丁目1番3号 東京電力株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電源装置の運転方法及び電源装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

出力電圧フィードバックゲインを、出力電流フィードフォワードゲインを、インバータ電流ゲインをGとすると、 $(1 - \cdot G) / (\cdot G)$ で表される直流抵抗値を等価内部インピーダンスとするインバータ装置を複数台並列接続して構成した電源装置の運転方法であって、

前記複数のインバータ装置が同一の周波数で動作し、

前記複数のインバータ装置の制御パラメータである前記出力電圧フィードバックゲインと前記出力電流フィードフォワードゲインの少なくとも一方を変えることによって、前記インバータ装置それぞれの前記等価内部インピーダンスを変化させて、前記インバータ装置の負荷分担を調整することを特徴とする電源装置の運転方法。

【請求項2】

一部の前記インバータ装置が負荷電力を実質的に分担しないように前記等価内部インピーダンスを個々のインバータ装置ごとに定める大きな値である第1の設定値にして事実上の休止状態にし、残りの前記インバータ装置の前記等価内部インピーダンスは負荷電力を供給することができる前記第1の設定値よりも小さい個々のインバータ装置ごとに定める第2の設定値にして負荷装置へ給電運転しているときに、又は全ての前記インバータ装置の前記等価内部インピーダンスを前記第2の設定値にして負荷装置へ給電運転しているときに、

負荷需要が減少する場合は、前記第2設定値にある前記等価内部インピーダンスを前記

第 1 の設定値にして前記インバータ装置の一部又は全部を事実上の休止状態にすることを特徴とする請求項 1 に記載の電源装置の運転方法。

【請求項 3】

一部の前記インバータ装置が負荷電力を実質的に分担しないように前記等価内部インピーダンスを個々のインバータ装置ごとに定める大きな値である第 1 の設定値にして事実上の休止状態にし、残りの前記インバータ装置の前記等価内部インピーダンスを前記第 1 の設定値よりも小さい個々のインバータ装置ごとに定める第 2 の設定値にして負荷装置へ給電運転しているときに、

負荷需要が増大する場合は、前記等価内部インピーダンスが前記第 1 の設定値にある一部又は全部の前記インバータ装置の前記等価内部インピーダンスを前記第 2 の設定値にして負荷装置へ給電することを特徴とする請求項 1 に記載の電源装置の運転方法。

10

【請求項 4】

出力電圧フィードバックゲインを G_v 、出力電流フィードフォワードゲインを G_i 、インバータ電流ゲインを G とするとき、 $(1 - G_v \cdot G) / (G \cdot G)$ で表される直流抵抗値を等価内部インピーダンスとするインバータ装置を複数台並列接続してなる電源装置であって、

前記複数のインバータ装置が同一の周波数で動作し、

前記複数のインバータ装置の制御パラメータである前記電圧フィードバックゲインと前記電流フィードフォワードゲインの双方又はいずれか一方を変えることによって、前記等価内部インピーダンスを変化させて前記インバータ装置の負荷分担を調整することを特徴とする電源装置。

20

【請求項 5】

一部の前記インバータ装置が負荷電力を実質的に分担しないように前記等価内部インピーダンスを大きな第 1 の設定値にして事実上の休止状態にし、残りの前記インバータ装置の前記等価内部インピーダンスは負荷電力を供給することができる前記第 1 の設定値よりも小さい任意の第 2 の設定値にして負荷装置へ給電運転しているときに、又は全ての前記インバータ装置の前記等価内部インピーダンスを前記任意の第 2 の設定値にして負荷装置へ給電しているときに、

負荷需要が減少するときは、給電運転している一部、又は全部のインバータの前記等価内部インピーダンスを前記第 1 の設定値にして前記インバータ装置を事実上の休止状態にすることを特徴とする請求項 4 に記載の電源装置。

30

【請求項 6】

一部の前記インバータ装置が負荷電力を実質的に分担しないように前記等価内部インピーダンスを前記第 1 の設定値にして事実上の休止状態にし、残りの前記インバータ装置の前記等価内部インピーダンスは前記任意の第 2 の設定値にして負荷装置へ給電運転しているときに、

負荷需要が増大するときは、前記等価内部インピーダンスが前記第 1 の設定値にある一部又は全部の前記インバータ装置の前記等価内部インピーダンスを前記任意の第 2 の設定値にして負荷装置へ給電運転することを特徴とする請求項 4 に記載の電源装置。

【請求項 7】

前記インバータ装置は、
直流入力を交流出力に変換するインバータと、
該インバータの出力側に備えられている出力フィルタと、
前記インバータと前記出力フィルタ間を流れる交流電流を検出する第 1 の電流検出手段と、

出力端子に流れる交流電流を検出する第 2 の電流検出手段と、

前記出力フィルタの電圧を検出する交流電圧検出手段と、

前記第 2 の電流検出手段からの電流検出信号に前記電流フィードフォワードゲインを乗じた信号と、前記交流電圧検出手段からの電圧検出値と指令電圧値との差を示す電圧信号値に前記電圧フィードバックゲインを乗じて得られる信号値とを加算して得られる電

40

50

流目標関数信号値 $J(t)$ を生じる電流目標値形成部と、

前記電流目標関数信号値 $J(t)$ と前記第 1 の電流検出手段からの電流検出信号値との差を示す誤差信号値 $e(t)$ を低減するように、一定のサンプリング周期毎に前記誤差信号 $e(t)$ をサンプリングしてインバータ電流の瞬時値を制御するゲート指令を前記インバータに与えるゲート指令・PWM制御部とを備えることを特徴とする請求項 4 から請求項 6 のいずれかに記載の電源装置。

【請求項 8】

前記インバータ装置の並列接続台数を N 、総需要負荷電力を W_t 、前記インバータ装置の定格電力を P_r 、電力効率の許容限度値 X_u に対応する出力電力の下限値を P_u 、定格電力 P_r と出力電力の下限値 P_u との間の任意の電力を P_d とするとき、 $P_d \cdot m > W_t$ 10
 $> P_d \cdot (m - 1)$ となる式を満足する台数 m ($m \leq N$) で運転を行うことを特徴とする請求項 4 から請求項 7 のいずれかに記載の電源装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、複数のインバータ装置を並列接続してなるインバータシステムによって負荷に交流電力を供給する電源装置、特に制御パラメータの調整で等価内部インピーダンスを変えることができる電源装置の運転に関する。

【背景技術】

【0002】 20

大容量の交流出力電力が必要とされる場合、複数のインバータ装置を並列接続することが行われている。特に、最近では電源の分散化が進み、並列接続されたインバータ装置を冗長運転することが広く行われている。このようなインバータシステムにおいては、それぞれのインバータ装置は遮断器のような電源スイッチを有し、インバータシステムからの切り離し又は投入、あるいは商用交流電源システムとの間の連系又は解列を行うのに、必ず前記電源スイッチをオン、オフさせていた（例えば、特許文献 1 参照）。また、負荷需要の増減にしたがって、インバータシステムを電力効率の高い範囲で運転したいという要望がある。従来の電源装置では、電源スイッチのオンオフによって、並列接続された電源のあるものだけを効率の高い範囲で運転し、他のインバータ装置を休止させるということは、電源スイッチの動作遅れ、アンバランスなどがあるために横流電流の増大など困難であった。更にまた、通常の運転中に電源スイッチをオン、オフさせることは、大きなサージ電圧が発生し、負荷に悪影響を与えるなどの問題がある。 30

【0003】

他方では、本発明が適用する電源技術の一例である定サンプリング型の誤差追従式電源技術に関しても種々の基本的な提案が既になされている（特許文献 2 ~ 特許文献 4）。この定サンプリング型の誤差追従式電源の概略について説明すると、インバータとその出力側に接続された出力フィルタとからなるインバータ装置の出力電流を検出する第 1 の電流検出手段と、前記インバータと前記出力フィルタ間を流れる交流電流を検出する第 2 の電流検出手段と、前記出力フィルタの電圧を検出する交流電圧検出手段とを備える。そして、前記第 1 の電流検出器からの電流検出信号に電流フィードフォワードゲイン K_{ff} を乗じた信号と、前記交流電圧検出器からの電圧検出信号と正弦波基準電圧信号で代表される指令電圧との差を示す電圧信号に電圧フィードバックゲイン K_{fb} を乗じて得られる信号とを加算して得られる電流目標関数信号 $J(t)$ を形成する。次に、電流目標関数信号 $J(t)$ と前記第 2 の電流検出器からの電流検出信号との差を示す誤差信号 $e(t)$ が目標追従範囲内であるか否かを一定のサンプリング周期毎に判定する。そして、前記誤差信号 $e(t)$ をサンプリングして電流の瞬時値を制御する高周波 PWM 信号を発生し、また、誤差信号 $e(t)$ に応じて、前記インバータのスイッチング素子のスイッチングモードを選択する。 40

【0004】

前記誤差信号 $e(t)$ が負になる場合には、インバータ装置の出力電流が電流目標関数信号 $J(t)$ よりも小さいので、インバータ装置の出力電流を増加させるスイッチングモード 50

を選択し、また、前記誤差信号 t が正になる場合には、インバータ装置の出力電流が電流目標関数信号 $J(t)$ よりも大きいので、インバータ装置の出力電流を減少させるスイッチングモードを選択することによって、第1の電流検出手段の電流検出信号を所定の範囲内に制御しようとするものである。

【特許文献1】特開平09-331681公報

【特許文献2】特開平07-7950公報

【特許文献3】特開2000-125575公報

【特許文献4】特開2000-341956公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

10

【0005】

しかし、前記特許文献1の発明などで開示されている従来の技術では、負荷にサージ電圧などの悪影響を与えることなく、負荷電力需要の変動に伴ってインバータ装置の負荷分担を変えるなどして電力効率の高い範囲でインバータシステムを運転することは難しいといった問題がある。また、前記特許文献2～4の発明における定サンプリング型の誤差追従式電源技術はいろいろな技術的優位性を有しているが、単一のインバータ装置に関する基本的な技術の開示が主であって、インバータ装置の並列運転に関する技術については未だ開示していない。

【0006】

本発明は、定サンプリング型の誤差追従式電源技術に代表される電源、つまり制御パラメータを調整するだけで等価内部インピーダンスを変化させることのできるインバータ装置の並列運転に適用するものであって、このような制御パラメータを調整するだけで等価内部インピーダンスを変化させることのできるインバータ装置を並列してなる電源装置における負荷分担などを適切に行うことによって、電力効率の高い領域で運転することを主目的としている。

20

【課題を解決するための手段】

【0007】

第1の発明は、前記課題を解決するために、出力電圧フィードバックゲインを、出力電流フィードフォワードゲインを、インバータ電流ゲインを G とするとき、 $(1 - \frac{1}{G}) / (\frac{1}{G} \cdot G)$ で表される直流抵抗値を等価内部インピーダンスとするインバータ装置を複数台並列接続して構成した電源装置の運転方法であって、前記複数のインバータ装置が同一の周波数で動作し、前記複数のインバータ装置の制御パラメータである前記出力電圧フィードバックゲイン と前記出力電流フィードフォワードゲイン の少なくとも一方を変えることによって、前記インバータ装置それぞれの前記等価内部インピーダンスを変化させて、前記インバータ装置の負荷分担を調整することを特徴とする電源装置の運転方法を提供する。

30

【0008】

第2の発明は、前記課題を解決するために、一部の前記インバータ装置が負荷電力を実質的に分担しないように前記等価内部インピーダンスを個々のインバータ装置ごとに定める大きな値である第1の設定値にして事実上の休止状態にし、残りの前記インバータ装置の前記等価内部インピーダンスは負荷電力を供給することができる前記第1の設定値よりも小さい個々のインバータ装置ごとに定める第2の設定値にして負荷装置へ給電運転しているときに、又は全ての前記インバータ装置の前記等価内部インピーダンスを前記第2の設定値にして負荷装置へ給電運転しているときに、負荷需要が減少する場合は、前記第2の設定値にある前記等価内部インピーダンスを前記第1の設定値にして前記インバータ装置の一部又は全部を事実上の休止状態にすることを特徴とする前記第1の発明に記載の電源装置の運転方法を提供する。

40

【0009】

第3の発明は、一部の前記インバータ装置が負荷電力を実質的に分担しないように前記等価内部インピーダンスを個々のインバータ装置ごとに定める大きな値である第1の設定

50

値にして事実上の休止状態にし、残りの前記インバータ装置の前記等価内部インピーダンスを前記第1の設定値よりも小さい個々のインバータ装置ごとに定める第2の設定値にして負荷装置へ給電運転しているときに、負荷需要が増大する場合は、前記等価内部インピーダンスが前記第1の設定値にある一部又は全部の前記インバータ装置の前記等価内部インピーダンスを前記第2の設定値にして負荷装置へ給電することを特徴とする前記第1の発明に記載の電源装置の運転方法を提供する。

【0010】

第4の発明は、出力電圧フィードバックゲインを K_v 、出力電流フィードフォワードゲインを K_i 、インバータ電流ゲインを G とするとき、 $(1 - K_v \cdot G) / (K_i \cdot G)$ で表される直流抵抗値を等価内部インピーダンスとするインバータ装置を複数台並列接続してなる電源装置であって、前記複数のインバータ装置が同一の周波数で動作し、前記複数のインバータ装置の制御パラメータである前記電圧フィードバックゲイン K_v と前記電流フィードフォワードゲイン K_i の双方又はいずれか一方を変えることによって、前記等価内部インピーダンスを変化させて前記インバータ装置の負荷分担を調整することを特徴とする電源装置を提供する。

10

【0011】

第5の発明は、一部の前記インバータ装置が負荷電力を実質的に分担しないように前記等価内部インピーダンスを大きな第1の設定値にして事実上の休止状態にし、残りの前記インバータ装置の前記等価内部インピーダンスは負荷電力を供給することができる前記第1の設定値よりも小さい任意の第2の設定値にして負荷装置へ給電運転しているときに、又は全ての前記インバータ装置の前記等価内部インピーダンスを前記任意の第2の設定値にして負荷装置へ給電しているときに、負荷需要が減少するときは、給電運転している一部、又は全部のインバータの前記等価内部インピーダンスを前記第1の設定値にして前記インバータ装置を事実上の休止状態にすることを特徴とする前記第4の発明に記載の電源装置を提供する。

20

【0012】

第6の発明は、一部の前記インバータ装置が負荷電力を実質的に分担しないように前記等価内部インピーダンスを前記第1の設定値にして事実上の休止状態にし、残りの前記インバータ装置の前記等価内部インピーダンスは前記任意の第2の設定値にして負荷装置へ給電運転しているときに、負荷需要が増大するときは、前記等価内部インピーダンスが前記第1の設定値にある一部又は全部の前記インバータ装置の前記等価内部インピーダンスを前記任意の第2の設定値にして負荷装置へ給電運転することを特徴とする前記第4の発明に記載の電源装置を提供する。

30

【0013】

第7の発明は、前記インバータ装置は、直流入力を交流出力に変換するインバータと、そのインバータの出力側に備えられている出力フィルタと、前記インバータと前記出力フィルタ間を流れる交流電流を検出する第1の電流検出手段と、出力端子に流れる交流電流を検出する第2の電流検出手段と、前記出力フィルタの電圧を検出する交流電圧検出手段と、前記第2の電流検出手段からの電流検出信号に前記電流フィードフォワードゲイン K_i を乗じた信号と、前記交流電圧検出手段からの電圧検出値と指令電圧値との差を示す電圧信号値に前記電圧フィードバックゲイン K_v を乗じて得られる信号値とを加算して得られる電流目標関数信号値 $J(t)$ を生じる電流目標値形成部と、前記電流目標関数信号値 $J(t)$ と前記第1の電流検出手段からの電流検出信号値との差を示す誤差信号値 $e(t)$ を低減するように、一定のサンプリング周期毎に前記誤差信号 $e(t)$ をサンプリングしてインバータ電流の瞬時値を制御するゲート指令を前記インバータに与えるゲート指令・PWM制御部とを備えることを特徴とする前記第4の発明から前記第6の発明のいずれかに記載の電源装置を提供する。

40

【0014】

第8の発明は、前記インバータ装置の並列接続台数を N 、総需要負荷電力を W_t 、前記インバータ装置の定格電力を P_r 、電力効率の許容限度値 X_u に対応する出力電力の下限

50

値を P_u 、定格電力 P_r と出力電力の下限値 P_u との間の任意の電力を P_d とするとき、 $P_d \cdot m > W_t > P_d \cdot (m - 1)$ となる式を満足する台数 m ($m \leq N$) で運転を行うことを特徴とする前記第 4 の発明から前記第 7 の発明のいずれかに記載の電源装置を提供する。

【発明の効果】

【0015】

第 1 の発明によれば、負荷電力需要の減少に応じて、定サンプリング型の誤差追従式電源装置が有する等価内部インピーダンスを選択的に設定することによって、各インバータ装置の負荷分担を自動的に変え、負荷電力需要が大幅かつ急激に減少しても、負荷にサージ電圧などを与えることなく、高い電力効率の領域で運転することができる。

10

【0016】

第 2 の発明によれば、実質的に出力電力を発生していない状態で、電源スイッチをオフして切り離しているため、負荷にサージ電圧などの影響を与えずに、より電力損失の小さな運転が可能となる。

【0017】

第 3 の発明によれば、負荷電力需要の増大に応じて、定サンプリング型の誤差追従式電源装置が有する等価内部インピーダンスを選択的に設定することによって、各インバータ装置の負荷分担を自動的に変え、負荷電力需要が大幅かつ急激に増大しても、負荷にサージ電圧などを与えることなく、高い電力効率の領域で運転することができる。

20

【0018】

第 4 の発明によれば、実質的に出力電力を発生していない状態で、電源スイッチをオンして接続しているため、負荷にサージ電圧などの影響を与えずに高電力効率の運転を継続することができる。

【0019】

第 5、第 6 の発明によれば、非常に簡単な手段で自動的に各インバータ装置の等価内部インピーダンスを所望値に設定できるので、電力効率の高い領域に容易に負荷分担を設定することが可能である。

【0020】

第 7 の発明によれば、負荷にサージ電圧などの影響を与えずに高電力効率の運転を行えるばかりでなく、インバータ装置間で流れる横流電流を許容値以下に制限することが可能である。

30

【0021】

第 8 の発明によれば、より一層、負荷にサージ電圧などによる悪影響を与えずに高電力効率の運転を行える。

【発明を実施するための最良の形態】

【0022】

[実施形態 1]

図 1 から図 3 によって本発明を実施するための実施形態 1 について説明する。図 1 は本発明が採用する制御パラメータのみによって等価内部インピーダンスを可変できるインバータ装置の一実施形態である定サンプリング型の誤差追従式単相交流インバータ装置 80 を説明するための図であり、図 2 はこのインバータ装置 80 の電力効率の一例を示す図である。図 3 はインバータ装置 80 を N 台並列接続してなる本発明の一実施形態である単相交流電源 100 を説明するための図である。まず、図 1 によって単相インバータを用いてなる定サンプリング型の誤差追従式単相交流インバータ装置 80 について説明すると、直流電源 1 の両端にインバータ 2 が接続される。直流電源 1 は一般的なものであって、例えば、商用交流電源の電圧を整流して交流を直流に変換する整流装置、又は太陽電池パネルなどである。インバータ 2 は、フルブリッジ接続してなる 4 個の IGBT のような半導体素子 $S_1 \sim S_4$ とそれら半導体素子のそれぞれに逆極性に並列接続されたダイオード $D_1 \sim D_4$ とからなる単相用のインバータである。ただし、インバータ 2 はフルブリッジ構成のものに限られることは無く、例えば、IGBT 又は MOSFET などのような半導体素

40

50

子 2 個とコンデンサ 2 個とをフルブリッジ構成に接続したハーフブリッジ型の単相インバータ、あるいは特許文献 8 に示されているように、直流電源 1 を 2 個直列に接続して単相倍電圧構成としてなるインバータ単相倍電圧型のインバータなどであってもよい。なお、直流電源 1 とインバータ 2 との間には電源スイッチ S_W が設けられている。

【 0 0 2 3 】

インバータ 2 の交流側ライン L_1 にはインバータ電流 i_1 を検出する変流器 (CT) のような第 1 の電流検出器 3 が備えられ、また、交流側ライン L_1 には、電流保持用インダクタ L_p が接続され、この電流保持用インダクタ L_p の負荷側と L_2 との間にフィルタ用抵抗 R_f とフィルタコンデンサ C_f とフィルタインダクタ L_f とからなる出力フィルタ回路 4 が接続される。このフィルタ抵抗 R_f とフィルタコンデンサ C_f とが直列接続された端子間には、フィルタ電圧検出器 5 が備えられている。出力フィルタ回路 4 はフィルタ抵抗 R_f とフィルタコンデンサ C_f とフィルタインダクタ L_f とからなるものに限られることは無い。また、フィルタインダクタ L_f を流れる誤差追従式単相交流インバータ装置 80 の出力電流 i_2 を検出する変流器のような第 2 の電流検出器 6 が備えられている。誤差追従式インバータ装置 80 の出力端子 7 A、7 B には外部回路として負荷 50 が接続されている。図 3 に示すように、出力端子 7 A、7 B には同一構成である他の誤差追従式インバータ装置の出力端子が並列に接続されている。負荷 50 は、電力供給を受ける一般的な交流負荷、あるいは整流回路と電力供給を受ける一般的な直流負荷、又は変圧器と整流回路と電力供給を受ける一般的な直流負荷などであり、インバータ装置 80 は、種々の負荷に給電が可能である。

【 0 0 2 4 】

この定サンプリング型の誤差追従式インバータ装置 80 は、総合的に制御を行うためのマイクロコンピュータ MC を備える。マイクロコンピュータ MC は、出力電流検出信号と出力電圧検出信号とを後述する所定の処理を行って電流目標関数信号 $J(t)$ を形成する電流目標値形成部 8、電流目標関数信号 $J(t)$ とインバータ電流検出信号とからインバータ 2 の半導体素子 $S_1 \sim S_4$ のスイッチングモードを選択するゲート指令・PWM 制御部 9、及びこの定サンプリング型の誤差追従式インバータ装置 80 の出力電力を監視して所定の利得変更などを行う出力監視・利得変更部 10 などを備える。この図面では、各検出信号をアナログ・デジタル (A/D) 変換する A/D 変換回路を省略している。

【 0 0 2 5 】

電流目標値形成部 8 は、180 度ずつ正負に極性が変わる基準正弦波電圧で代表される指令電圧 V_a を与える電圧指令手段 8 A、第 2 の電流検出器 6 によって検出された出力電流 i_2 の電流検出信号 i_2 に一方の制御パラメータである電流フィードフォワードゲイン K_{ff} を乗ずる電流利得手段 8 B、指令電圧 V_a からインバータ電圧検出器 5 によって検出されたインバータ電圧 v_1 の電圧検出値 v_1 を減算する第 1 の減算手段 8 C、それらの減算電圧に他方の制御パラメータであるフィードバックゲイン K_{fb} を乗ずる電圧利得手段 8 D、電圧フィードバックゲイン K_{fb} の乗じられた電圧値に対応した電流信号と電流フィードフォワードゲイン K_{ff} の乗じられた電流信号とを加算して電流目標関数信号 $J(t)$ を生じる第 2 の加算手段 8 E などからなる。

【 0 0 2 6 】

電圧指令手段 8 A は、誤差追従式単相交流インバータ装置 80 の外部からの同期信号に同期して 180 度で正負に変わる基準正弦波電圧 ($E \sin t$) である指令電圧 V_a を与える、又は予め決められた周波数の基準正弦波電圧 ($E \sin t$) で代表される指令電圧 V_a を発生する。この基準正弦波電圧 ($E \sin t$) は、誤差追従式単相交流インバータ装置 80 の出力周波数を決定する。例えば、誤差追従式単相交流インバータ装置 80 の出力周波数が 50 Hz ならば、前記基準正弦波電圧 ($E \sin t$) は 50 Hz に決められる。この基準正弦波電圧で代表される指令電圧 V_a は、誤差追従式単相交流インバータ装置の並列運転にとって重要であり、前記基準正弦波電圧の各 1 周期を決定する周期で同期信号が発生されるものとする。指令電圧 V_a は、前記基準正弦波電圧 ($E \sin t$) の瞬時値に相当するデジタル値として与えられる。この基準正弦波電圧 ($E \sin$

10

20

30

40

50

t) は、複数のインバータ装置が並列運転される場合には、外部からの共通の同期信号に同期することによって互いが同期してもよいし、あるいはそれぞれのインバータ装置の電圧指令手段 8 A が互いに等しい周波数を有すると共に、追従しあいながら同一時刻に基準正弦波形の指令電圧 V_a を発生するようなものであってもよい。なお、指令電圧 V_a は必ずしも正弦波である必要は無い。

【0027】

電流利得手段 8 B は、第 2 の電流検出器 6 によって検出された誤差追従式単相交流インバータ装置 8 0 の出力電流 i_2 の電流検出信号 i_2 に制御パラメータである電流フィードフォワードゲイン K_{if} を乗じて、 $i_2 \cdot K_{if}$ を与える。この電流フィードフォワードゲイン K_{if} は、出力電流によって出力電圧が変化しないようにするための電流利得であって、後述する本発明の重要なファクタとなるものである。本発明では、シーケンスによっても電流フィードフォワードゲイン K_{if} を設定可能なようになっている。なお、この実施形態では、出力電流 i_2 の電流検出信号 i_2 は短い一定時間ごとにサンプリングされる瞬時値に相当するデジタル値である。ここで、制御パラメータである電圧フィードバックゲイン K_{fb} はゼロよりも大きな数値であり、電流フィードフォワードゲイン K_{if} は 1 以下の数値である場合が多いが、1 よりも大きくすると負の等価内部インピーダンスが実現する。

【0028】

減算手段 8 C は、インバータ電圧 v_1 の電圧検出値 v_1 を短い一定時間ごとにサンプリングして得られた瞬時値に相当するデジタル値を指令電圧 V_a から減算して差を求める。その減算結果は $(V_a - v_1)$ で表される。したがって、電圧利得手段 8 D の出力側の信号は $(V_a - v_1)$ に電圧フィードバックゲイン K_{fb} の乗じられた $(V_a - v_1) \cdot K_{fb}$ となる。この電圧フィードバックゲイン K_{fb} も電流フィードフォワードゲイン K_{if} と同様にシーケンスに従って最適値に設定され得る電圧利得値であり、後述するが、本発明にあっては制御パラメータである電圧フィードバックゲイン K_{fb} と電流フィードフォワードゲイン K_{if} とは、インバータ装置の等価内部インピーダンスを決める上で非常に大切なファクタである。加算手段 8 E は、電流利得手段 8 B からの $i_2 \cdot K_{if}$ と電圧利得手段 8 D からの $(V_a - v_1) \cdot K_{fb}$ とを加算して、電流目標関数信号 $J(t)$ を生じる。そして、電流目標関数信号 $J(t)$ はゲート指令・PWM 制御部 9 に与えられる。

【0029】

マイクロコンピュータ MC におけるゲート指令・PWM 制御部 9 は、第 1 の電流検出器 3 によって検出されたインバータ電流 i_1 の電流検出信号 i_1 から電流目標関数信号 $J(t)$ を減算する減算手段 9 A を備える。この電流検出信号 i_1 も前述のように、短い一定時間ごとにサンプリングされる瞬時値に相当するデジタル値である。したがって、減算手段 9 A は $(i_1 - J(t))$ の演算を行って誤差信号 t を求める。この誤差信号は、ゲート指令・PWM 回路 9 B に入力され、ゲート指令・PWM 回路 9 C は下記のようにインバータ 2 の半導体素子 $S_1 \sim S_4$ のどれに与えるかをゲート選択する。

【0030】

ゲート指令・PWM 回路 9 B は、インバータ電流 i_1 の電流検出信号 i_1 と電流目標関数信号 $J(t)$ との差の極性に従ってゲート指令を行う。ゲート指令は次のとおりである。 $t = i_1 - J(t)$ が負の場合には、インバータ電流 i_1 が目標値よりも小さいのであるから、電流を増大させるスイッチングモードを選択する。そして、 $t = i_1 - J(t)$ が正の場合には、インバータ電流 i_1 が目標値よりも大きいから、電流を減少させるスイッチングモードを選択する。つまり、誤差追従式の PWM 制御では、誤差信号 t の極性によって下記のようにスイッチングモードを選択する。

(1) スwitchングモード 1 として、 $t = i_1 - J(t) < 0$ のとき、半導体素子 S_3 と S_4 とがオンであって、半導体素子 S_1 と S_2 とがオフである。

(2) スwitchングモード 2 として、 $t = i_1 - J(t) > 0$ のとき、半導体素子 S_1 と S_2 とがオンであって、半導体素子 S_3 と S_4 とがオフである。

(3) スwitchングモード 3 として、直流電源 1 からの電力供給は行わない環流モードがあり、この場合には、半導体素子 S_1 、 S_4 がオンで、半導体素子 S_2 、 S_3 がオフ、又

10

20

30

40

50

は半導体素子 S 2、S 3 がオンで、半導体素子 S 1、S 4 がオフである。

【 0 0 3 1 】

インバータ 2 の半導体素子 S 1 ~ S 4 は、誤差信号 t の極性に基づいて決められるゲート指令・PWM 回路 9 C からのゲート指令に基づいてオンするか、又はオフのままである。例えば、 $t = i 1 - J (t) \leq 0$ の状態が続けば、 $t = i 1 - J (t) > 0$ になるまで、半導体素子 S 1 と S 2 とはオン状態のままであり、半導体素子 S 3 と S 4 とはオフ状態のままである。この点が、通常用いられる三角波(鋸歯状波)比較方式による PWM 制御のスイッチング動作と異なる点である。

【 0 0 3 2 】

よく知られているように、一般的に電源は出力端から見た等価回路は電圧源と等価内部インピーダンスで表現される。もし、等価内部インピーダンスが 0 であるといくら電流を流しても出力端電圧が変化しない理想的な電源となる。実際には、この等価内部インピーダンスは 0 にはならず、自由に制御できないものとされている。この等価内部インピーダンスの求め方は、まず出力端を開放したとき(無負荷時)には電流が流れていないため、等価内部インピーダンスによる電圧降下は 0 である。したがって、無負荷時の電圧 V_o が電圧源の出力電圧となる。次に、インピーダンス X のある負荷を接続したときの出力電圧 V_c と無負荷電圧 V_o との電圧差が等価内部インピーダンスによる電圧降下となるので、そのときに流れる電流を I とすると、 $V_o - V_c = X I$ の関係になる。したがって、等価内部インピーダンス Z は、 $Z = (V_o - V_c) / I = (V_o - V_c) X / V_c$ となる。

【 0 0 3 3 】

定サンプリング型の誤差追従式インバータ装置においては、インバータの電流増幅器としての特性が数式で表現できる点に特徴があり、誤差追従式 PWM に適した上位制御(電流目標形成手段を用いた制御)を採用することにより等価内部インピーダンスを計算することができる。出力フィルタ 4 から見たインバータ 2 の等価内部インピーダンス Z は抵抗とキャパシタにより構成される。そして、合計抵抗値は制御パラメータである電流フィードフォワードゲインの増加に対して直線的に減少し、制御パラメータである電圧フィードバックゲインには反比例する。ほとんどの場合、等価回路内のキャパシタンスは小さな抵抗と並列され、その時定数は主回路電流の周波数成分に比べて無視できるほど短いので、インバータ 2 の等価内部インピーダンス Z は抵抗成分と考えることができる。このようなことから、インバータ 2 の電流ゲインを G とすると、インバータ 2 の等価内部インピーダンス Z は、 $(1 - \dots \cdot G) / (\dots \cdot G)$ [] の式で表される直流抵抗値にほぼ等しくなる。ここで、インバータ 2 の電流ゲイン G は、インバータ 2 のデッドタイム、直流電圧、交流電圧などから決まる値であって、ほとんどの場合が 0.99 程度になり、1 に近似することが可能な値である。なお、電流ゲイン G は計算などによって求めることができず、実測によって求められるインバータ装置固有の値である。しかし、同一回路構成で、電気的特性がほぼ同じインバータ装置にあっては、電流ゲイン G はほぼ同じ値となる。

【 0 0 3 4 】

図 1 に示す誤差追従式単相交流インバータ装置 8 0 は、複数台並列接続されるときにマスターのインバータ装置となるものである。マイクロコンピュータ MC は並列接続されるすべての誤差追従式単相交流インバータ装置の出力電力を監視して所定の利得変更を行う出力監視・利得変更部 1 0 を有する。この出力監視・利得変更部 1 0 は、この電力システム全体を総合的に監視・制御する別のマイクロコンピュータを別途備える場合には、そのマイクロコンピュータに内蔵してもよい。出力監視・利得変更部 1 0 は、インバータ電圧検出器 5 により検出された検出電圧 $v 1$ と、第 2 の電流検出器 6 により検出された電流検出信号 $i 2$ とをデジタル信号として受けて、出力電力を算出する。更に、出力監視・利得変更部 1 0 は、図 2 で示されるような出力電力に対する電力効率を示す効率特性を不図示の記憶部にデータとして格納している。この効率特性は、誤差追従式単相交流インバータ装置 8 0 を予め運転し測定して算出された結果である。しかし、図示しないが、インバータ 2 の入力側の電圧と電流とをサンプリングして入力電力を算出し、この算出した入力電力と前記算出された出力電力とから運転中に電力効率を求めながら、具体例で述

10

20

30

40

50

べるような制御を行っても良い。

【0035】

図3に示す単相交流電源装置100におけるN台並列接続されている誤差追従式単相交流インバータ装置80(1)、...80(N)のそれぞれの指令電圧 V_a は、前述したように互いに同期していなければならない。同期信号発生回路11は、信号線11Aを通してインバータ装置80(1)、...80(N)の各電圧指令手段8Aに同期信号を与える。なお、多数のインバータ装置を並列運転する場合には、信号線11Aとして光ファイバを用い、光同期信号を各インバータ装置の各電圧指令手段8Aに与えることにより、ノイズの影響を受けることがないので、正確な制御が可能となる。また、同期信号発生回路11は、予め決められた基準正弦波電圧の半周期又は1周期毎に、あるいは所定周期毎に同期信号を発生する。つまり、指令電圧 V_a としての前記基準正弦波電圧の各1周期を決定する周期で同期信号が発生されるものとする。各電圧指令手段8Aは各同期信号の立ち上がりで動作して基準正弦波電圧($E \sin t$)で代表される指令電圧 V_a を発生する。したがって、各インバータ装置の出力電圧の周波数は基準正弦波電圧($E \sin t$)の周波数と同じであり、位相も同じであるから、正常な状態では出力電圧の振幅が大幅に異なることは無い。なお、それぞれのインバータ装置の電圧指令手段8Aが互いに等しい周波数を有すると共に同期する基準正弦波形信号を発生し、かつ互いに追従しあいながら基準正弦波形信号を同一時刻に発生するものである場合には、同期信号発生回路11を省略することができる。

10

【0036】

本発明では、誤差追従式単相交流インバータ装置80(1)、...80(N)は、同期して定サンプリング型の誤差追従式でPWM制御しているが、誤差追従式単相交流インバータ装置80(1)、...80(N)の出力電圧の大きさ、つまり振幅は異なることが多い。この場合、出力電圧の振幅の大きなインバータ装置から振幅の小さなインバータ装置に出力電流の一部分が流れようとするが、本発明では誤差追従式単相交流インバータ装置80(1)、...80(N)が横流を許容値以下に抑制できる値以上の等価内部インピーダンス Z を有するので、出力電流が増えるほど出力フィルタ回路4の電圧降下が大きくなり、そのインバータの出力電圧が下がる方向になるので、結局はそれぞれのインバータ装置に出力電圧が互いに等しくなるように誤差追従式PWM制御が行われることになる。

20

【0037】

実施形態1の発明では、前述した $(1 - \cdot G) / (\cdot G)$ []の式で表される直流抵抗値にほぼ等しくなる等価内部インピーダンス Z を呈するインバータ装置、つまり同一回路構成で、電気的特性がほぼ同じである定サンプリング型の誤差追従式単相交流インバータ装置80(1)、...80(N)を、図3に示すようにN台並列接続し、それぞれの誤差追従式単相交流インバータ装置の等価内部インピーダンス Z を、負荷電力を所望の割合で分担、つまり所望の負荷分担となるように制御パラメータである電圧フィードバックゲイン と電流フィードフォワードゲイン とを設定することを特徴としている。等価内部インピーダンス Z は等価的なインピーダンスであるので、実際には電力損失を生じない。したがって、等価内部インピーダンス Z を大きくしても電力損失は増大しない。

30

【0038】

今、単相交流電源装置100におけるN台の誤差追従式単相交流インバータ装置80(1)、...80(N)が図2に示す定格出力電力 P_r の近辺で運転しているときには、誤差追従式インバータ装置80(1)、...80(N)は横流電流を許容値以下に制限でき、かつ定格電流を十分に流すことのできるインピーダンス値 Z_s を呈するように、制御パラメータである電圧フィードバックゲイン と電流フィードフォワードゲイン とが設定されている。この状態では、N台の定サンプリング型の誤差追従式インバータ装置80(1)、...80(N)はほぼ等しい負荷分担を行っている。このような運転中に、負荷電力需要が減少したとする。出力監視・利得変更部10には、N台の定サンプリング型の誤差追従式インバータ装置80(1)、...80(N)の出力データが入力されるので、出力監視・利得変更部10は、先ずその出力データから総需要負荷電力 W_t を算出する。次

40

50

に、N台の誤差追従式インバータ装置80(1)、……80(N)の定格出力電力Prとすると、総需要負荷電力Wtを満足できる台数mを算出する。つまり、 $Pr \cdot m > Wt > Pr \cdot (m - 1)$ を満足する台数mを算出する。ここで、定格出力電力Prを用いたのは、一般的に定格出力電力の近辺が最も電力効率が高いからであり、定格出力電力Prを図2に示す電力効率の許容限度値Xuに対応する出力電力の下限值Puに置き換える、あるいは定格出力電力Prと出力電力の前記下限値Puとの間の任意の電力値Pdに置き換えても、許容できる電力効率の範囲内で運転することができる。

【0039】

台数mを算出したら、m台の誤差追従式インバータ装置をそのまま運転する。そして、一方では、m台以外の(N-m)台のインバータ装置、つまりシーケンスで決められている(N-m)台については実質的に休止させるために、等価内部インピーダンスZを設定最大値Zmまで増大させる。出力監視・利得変更部10は、等価内部インピーダンスZを設定最大値Zmまで増大させるために、(N-m)台の当該誤差追従式インバータ装置の図示しないマイクロコンピュータに指令し、それらの電流利得手段8B、電圧利得手段8Dに対して制御パラメータである電流フィードフォワードゲイン、電圧フィードバックゲインを予め決めた値まで大幅に小さくする。なお、図2に示す電力効率の許容限度値Xuに対応する出力電力の下限值Puが定格電力Prの半分以下の値であるならば、運転台数が少なくても、 $Pr \cdot m > Wt > Pr \cdot (m - 1)$ の式を満足する台数で運転すれば、効率の高い並列運転が可能である。

【0040】

前述したように、電圧フィードバックゲインはゼロよりも小さな数値であり、電流フィードフォワードゲインは1以下の数値であり、電流利得Gは1に近似できる数値であるので、例えば、 $\beta = 10^{-5}$ に設定すれば、前述したように $(1 - \beta \cdot G) / (\beta \cdot G)$ []の式から等価内部インピーダンスZは直流抵抗値に等しいので、ほぼ 10^5 、つまり、ほぼ100kとなる。ここで、定格出力電圧Vrを200V、定格出力電流Irを20Aとすると、等価内部インピーダンスZがほぼ100kであることから、実際に流れる最大出力電流は約2mAであり、出力は400mW以下となる。定格出力電力は4kWであるので、この出力は無視できるほど小さく、したがって、休止状態といえる。そしてこのとき、制御パラメータである電流フィードフォワードゲイン、電圧フィードバックゲインを一瞬に変化させずに、ある設定時間Ts以上をかけて変化させることによって、負荷などがサージ電圧の影響を受けないショックレスの休止状態が実現できる。その設定時間Tsは、商用交流電系統に連系されていない自立運転の時には、出力電圧の周期の3倍程度以上、また、商用交流電系統に連系されているときには、商用交流電源の周期の50倍程度の時間長であることが好ましい。

【0041】

運転中に更に負荷電力の需要が低減したら、前述のようにして、運転する最適の台数mを算出し、それ以外の台数の誤差追従式インバータ装置の等価内部インピーダンスZを設定最大値Zmまで増大させることによって、実質的に休止状態にする。そして、休止状態にした後に、休止状態にあるインバータ装置の電源スイッチをオフにすることによって、負荷にサージなどの影響を与えることなく切り離しができ、それらインバータ装置の電力損失をゼロにできるので、より一層電力効率を向上させることができる。このように、休止状態にあるインバータ装置がある状態で運転しているときに、総需要負荷電力Wtが増大し、 $Pr \cdot m > Wt > Pr \cdot (m - 1)$ の式を満足できなくなり、台数がn($N - n > m$)であれば、 $Pr \cdot n > Wt > Pr \cdot (n - 1)$ の式を満足するときには、出力監視・利得変更部10は、休止中のインバータ装置のうちの(n-m)台のインバータ装置のマイクロコンピュータ(不図示)に指令を発生し、先ず、それらの電源スイッチSWをオンさせ、次にその電流利得手段8B、電圧利得手段8Dに対して電流フィードフォワードゲイン、電圧フィードバックゲインを元に戻して、等価内部インピーダンスZを値Zsに戻す。このインピーダンス値Zsは、横流電流を許容値以下に制限できる値であることが好ましい。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 2 】

($n - m$) 台のインバータ装置の投入は、シーケンスによって決められた順序で行われ、給電が開始される。したがって、この状態では N 台のインバータ装置が図 2 に示す電力効率の許容限度値 X_u よりも高い電力効率の領域でほぼ負荷電力を均等に分担して運転を行う。この際にも、制御パラメータである電流フィードフォワードゲイン、電圧フィードバックゲイン をある設定時間 T_s 以上をかけて変化させるのが好ましい。なお、インバータ装置を切り離すシーケンスは電力効率の低いものから休止させ、また、投入のシーケンスは電力効率の高いインバータ装置から投入させるものであっても良い。また必要ならば、運転する台数が p ($1 \leq p \leq N$) 台のときの定サンプリング型の誤差追従式電源全体の電力効率を予め測定して補正値を求め、その補正値を不図示のマイクロコンピュータに格納しておいて、前記式の電力効率にその補正値を反映させることによって、より正確に運転必要台数を求めることができる場合がある。

10

【 0 0 4 3 】

また、総需要負荷電力 W_t がかなり急激で大きく頻繁に変動するような負荷に電力を供給する場合には、実質的に給電を行っていない休止状態のインバータ装置の電源スイッチ SW をオフにせず、オンさせたままの状態にしておけば、電力需要の急激な増大に対しても十分に対応することができる。しかし、電力効率を第一に重要視するならば、前述のように、電源スイッチ SW のオン、オフを行うべきである。また、以上述べた具体例とは違って、予め決めたシーケンスに従って、並列運転状態のインバータ装置の負荷分担を変更したい場合には、そのシーケンスに従って電流フィードフォワードゲイン と電圧フィードバックゲイン とを、特に電流フィードフォワードゲイン を変更することによって実現できる。したがって、前述のようにして等価内部インピーダンス Z の値を変更することによって、容易に負荷分担を変更したり、所定の負荷分担を実現できる。

20

【 0 0 4 4 】

なお、インバータ 2 の構成については、前述したフルブリッジ構成の他にハーフブリッジ構成、又は直流電源 1 を 2 個直列に接続して単相倍電圧構成としてなる単相倍電圧型のインバータなどでもよく、これらの単体の動作については前掲の特許文献で説明されているから説明しないが、ハーフブリッジ構成、又は単相倍電圧型のインバータなどであっても、定サンプリング型で誤差追従式技術を採用した単相インバータ装置にあっては、 $(1 - \dots \cdot G) / (\dots \cdot G)$ の式で表される等価内部インピーダンス Z を呈する。したがって、これらインバータ装置においても、前述と同様に、負荷分担を容易かつ任意に変更することができる。なお、実施形態 1 では、減算手段 8 C 又は加算手段 8 E などの出力信号を予め決められた範囲に制限する電圧リミッタ、あるいは電流リミッタ、さらには PWM 制御誤差補正手段などについては、直接本発明に関係しないので省略してあるが、より好ましい動作や正確な制御を行うためにはこれら手段が必要とされる。後の実施形態でも同様であり、電圧リミッタ、あるいは電流リミッタ、又は PWM 制御誤差補正手段については、後述する定サンプリング型の誤差追従式三相交流インバータ装置において説明する。なお、本発明においては、電流フィードフォワードゲイン を負極の大きな値にすることによって、等価内部インピーダンス Z を容易に設定最大値 Z_m に設定することができる。

30

【 0 0 4 5 】

[実施形態 2]

以上の実施形態では単相構成の誤差追従式インバータ装置、それらの並列接続した誤差追従式電源装置、それらの投入、遮断（休止）について説明したが、定サンプリング型の三相交流誤差追従式インバータ装置を複数並列接続してなる定サンプリング型の誤差追従式電源装置における横流電流の制限も同様に行えるので、図 4、図 5 を利用して三相交流誤差追従式インバータ装置 9 0 を複数台並列接続してなる三相交流電源装置 2 0 0 について説明する。図 4、図 5 において、図 1 又は図 3 で用いた記号と同一の記号は同一の名称を示すものとする。この実施形態 2 もマイクロコンピュータ MC を使用しており、特に A/D 変換回路を示さないが、各アナログ検出信号はデジタル検出信号に変換され、その後の各処理についてはデジタル処理が行われるものとする。

40

50

【0046】

三相交流インバータ2は、MOSFET又はIGBTのような自己消弧型の電圧駆動素子で代表される半導体素子Sとこれに逆向きに並列接続されたダイオードDとからなる6個のスイッチ素子U、V、W、X、Y、Zを三相フルブリッジ構成に接続してなる三相用のインバータである。スイッチ素子UとXとの接続点aに接続されたラインをL1、スイッチ素子VとYとの接続点bに接続されたラインをL2、スイッチ素子WとZとの接続点cに接続されたラインをL3とする。それぞれのラインL1、L2、L3を流れるインバータ電流 i_{1a} 、 i_{1b} 、 i_{1c} を検出する電流検出器3A、3B、3Cを備える。それぞれのラインL1、L2、L3には電流保持用のインダクタ L_{p1} 、 L_{p2} 、 L_{p3} が直列に接続されている。また、ラインL1とL2間、ラインL2とL3間、ラインL1とL3間には、フィルタ抵抗 R_f とフィルタコンデンサ C_f とフィルタインダクタ L_f とからなる出力フィルタ回路がそれぞれ接続された出力フィルタ回路4が構成される。そして、各相間のフィルタ抵抗 R_f とフィルタコンデンサ C_f との端子間電圧をそれぞれ検出するフィルタ電圧検出器5A、5B、5Cを備えている。三相交流用の出力フィルタ回路4はフィルタ抵抗 R_f を含まない別の回路構成であっても勿論よい。

10

【0047】

更に、各相の出力電流 i_{2a} 、 i_{2b} 、 i_{2c} を検出する出力電流検出器6A、6B、6Cが備えられ、出力端子7Aと7Bとの間には負荷50Aが接続され、出力端子7Bと7Cとの間には負荷50Bが、また、出力端子7Aと7Cとの間には負荷50Cがそれぞれ接続されている。なお、1相分の電流検出器及び1相分のフィルタ電圧検出器、例えば3B、6B及び5Bを省略することができる。図4に示す定サンプリング型の誤差追従式三相交流インバータ装置90も、複数台並列接続されるときにマスターのインバータ装置となるものを示している。マイクロコンピュータMCは、単相の場合と同様に、出力電流検出信号と出力電圧検出信号とを後述する所定の処理を行って電流目標関数信号 $J(t)$ を生じる電流目標値形成部8、及び電流目標関数信号 $J(t)$ とインバータ電流検出信号とから三相交流インバータ2の半導体素子S1～S6のスイッチングモードを選択してパルス幅変調(PWM)を行うゲート指令・PWM制御部9、並列接続されるすべての三相交流誤差追従式インバータ装置90(1)、90(2)……90(N)の出力電力を監視して所定の制御を行う出力監視・利得変更部10を有する。更に、誤差追従式三相交流インバータ装置90は、後述するdq変換行列Uを有するdq変換手段12、ローパスフィルタ13、及びdq変換行列Uを有するdq変換手段14などを備える。なお、この出力監視・利得変更部10はこの電力システムを総合的に監視・制御するマイクロコンピュータを備える場合にはそのマイクロコンピュータに別途備えられても勿論よい。

20

30

【0048】

次に、電流目標値形成部8などについて説明しながらこの誤差追従式三相交流インバータ装置90の動作について説明を行う。電流目標値形成部8は出力する目標電圧となる三相平衡交流電圧の指令値、ここではフィルタコンデンサ C_f の端子電圧の目標電圧値をdq変換してなる指令電圧値 V_f を出力するフィルタ電圧指令手段8aを有する。ここで、dq変換について簡単に説明すると、dq変換は、三相交流インバータを取り扱う上で良く使われており、三相交流の電圧と電流とを電源電圧に同期したdq軸(回転座標系)上の値に変換するものであって、dq変換を行うことによって、三相交流を直流と同様に扱うことができる。コンデンサ電流指令手段8bは、フィルタコンデンサ C_f に流れる電流を補正するための直流の電流指令値 I_f を与える。フィルタコンデンサ C_f の電圧が直流の指令電圧値 V_f にあるものと想定して、そのときにフィルタコンデンサ C_f に流れる電流を予め計算して求め、その電流になるように電流指令を加えて補正している。要するに、負荷に流れる電流をフィードフォワードしているのと基本的には同じである。ここで、d軸電流は有効電流であって、q軸電流は無効電流であるので、コンデンサの場合には、dq座標では指令電圧値 V_f はd軸成分だけであり、電流指令値 I_f はq軸成分だけである。また、PWM電流誤差補償手段8cは、誤差追従式PWMでは電流指令値 I_f に対して出力電流にずれが生じるので、このずれをゼロにするために補正するものである。

40

50

【 0 0 4 9 】

フィルタ電圧検出器 5 A、5 B、5 C によって検出された検出電圧は、三相 - 二相変換後に dq 変換を行う行列 UM (行列 U は回転行列、行列 M は三相 - 二相変換行列である。) を有する座標変換手段 1 2 によって dq 変換された後に、ローパスフィルタ 1 3 を通して高周波成分が除去された後に、減算手段 8 d に信号 v_f として入力されると共に、出力監視・利得変更部 1 0 に入力される。減算手段 8 d はフィルタ電圧指令手段 8 a の電圧指令値 V_f から v_f を減算した $(V_f - v_f) = U v(t)$ 出力する。この値 $U v(t)$ は電圧リミッタ 8 e によって予め決められた範囲を制限され、電圧帰還手段 8 f によって一方の制御パラメータである電圧フィードバックゲイン K_v が乗ぜられた上で、加算手段 8 g に加えられる。他方、第 2 の電流検出器 6 A、6 B、6 C によって検出された出力電流 i_{2a} 、 i_{2b} 、 i_{2c} の電流検出信号は、 dq 変換を行う行列 UM を有する座標変換手段 1 4 によって前述のように dq 変換された後に、電流利得手段 8 h によって他方の制御パラメータである電流利得手段 8 h が乗ぜられた上で、加算手段 8 g に加えられる。また、前記出力電流 i_{2a} 、 i_{2b} 、 i_{2c} の電流検出信号は出力監視・利得変更部 1 0 にも入力される。

10

【 0 0 5 0 】

コンデンサ電流指令手段 8 b からの電流指令値 I_f は電流利得手段 8 i によって電流利得手段 8 i が乗ぜられた上で、加算手段 8 g に加えられる。ここで、電流利得手段 8 i は 1 以下、又は等価内部インピーダンス Z が負の場合には 1 よりも大きな数値であり、電圧フィードバックゲイン K_v と電流利得手段 8 i は 20 K_v はゼロよりも大きい数値である。そして、加算手段 8 g によって電圧値に対応する電流信号と電流信号と電流指令信号とが加算されてなる信号は、信号リミッタ 8 j によって予め決められた範囲に制限された上で、PWM 電流誤差補償手段 8 c からの電流補償値 I_c とが加算手段 8 k で加算され、逆座標変換を行う行列 $(UM)^{-1}$ を有する座標変換手段 8 l によって処理され、電流目標関数信号 $J(t)$ としてゲート指令・PWM 制御部 9 の減算手段 9 A に与えられる。

20

【 0 0 5 1 】

他方、各ライン L_1 、 L_2 、 L_3 を流れるインバータ電流 i_{1a} 、 i_{1b} 、 i_{1c} はそれぞれの電流検出器 3 A、3 B、3 C によって検出され、それら電流検出信号はゲート指令・PWM 制御部 9 に入力される。ゲート指令・PWM 制御部 9 では、電流目標関数信号 $J(t)$ からそれら電流検出信号を差し引いた誤差信号 i_t が求められ、単相のインバータ装置の場合と同様に、誤差信号 i_t の極性に従ってゲート指令、つまりスイッチングモードの選択を行う。三相交流インバータ装置における基本的なスイッチングモード、つまりゲート指令は下記の 6 通りである。

30

【 0 0 5 2 】

ライン L_1 、 L_2 、 L_3 を a 相、b 相、c 相とし、電流目標関数信号 $J(t)$ と各相を流れる電流 i_{1a} 、 i_{1b} 、 i_{1c} との差を a 、 b 、 c とする。

(1) スwitchingモード1は、 $a = 0$ 、 $b < 0$ 、 $c < 0$ の場合である。このとき、スイッチ素子 U 、 Y 、 Z がオンで、スイッチ素子 V 、 W 、 X がオフであり、a 相の電流保持用のインダクタ L_{p1} を流れる電流は増加する。

40

(2) スwitchingモード2は、 $a = 0$ 、 $b = 0$ 、 $c < 0$ の場合である。このとき、スイッチ素子 U 、 V 、 Z がオンで、スイッチ素子 W 、 X 、 Y がオフであり、a 相の電流保持用のインダクタ L_{p1} と b 相の電流保持用のインダクタ L_{p2} とを流れる電流は増加する。

(3) スwitchingモード3は、 $a < 0$ 、 $b = 0$ 、 $c < 0$ の場合である。このとき、スイッチ素子 V 、 X 、 Z がオンで、スイッチ素子 U 、 W 、 Y がオフであり、b 相の電流保持用のインダクタ L_{p2} を流れる電流は増加する。

(4) スwitchingモード4は、 $a < 0$ 、 $b = 0$ 、 $c = 0$ の場合である。このとき、スイッチ素子 V 、 W 、 X がオンで、スイッチ素子 U 、 Y 、 Z がオフであり、b 相の電流保持用のインダクタ L_{p2} と c 相の電流保持用のインダクタ L_{p3} とを流れる電流は増加

50

する。

(5) スイッチングモード5は、 $a < 0$ 、 $b < 0$ 、 $c = 0$ の場合である。このとき、スイッチ素子W、X、Yがオンで、スイッチ素子U、V、Zがオフであり、c相の電流保持用のインダクタ L_{p3} を流れる電流は増加する。

(6) スイッチングモード6は、 $a = 0$ 、 $b < 0$ 、 $c = 0$ の場合である。このとき、スイッチ素子U、W、Yがオンで、スイッチ素子V、X、Zがオフであり、a相の電流保持用のインダクタ L_{p1} とc相の電流保持用のインダクタ L_{p3} とを流れる電流は増加する。

【0053】

そして、前記誤差信号 a 、 b 、 c の極性に従って行われるゲート指令によって、前記誤差信号 a 、 b 、 c をゼロにするように制御される定サンプリング型の誤差追従式三相交流インバータ装置90にあっては、前記実施形態のインバータ装置と同様に $(1 - \cdot G) / (\cdot G) [\quad]$ の式で表される直流抵抗値にほぼ等しくなる等価内部インピーダンス Z を呈する。したがって、このような誤差追従式三相交流インバータ装置90を、図5に示すように、2台以上並列接続した各定サンプリング型の誤差追従式三相交流インバータ装置の共通の同期信号は座標変換手段8d、8j、8pにそれぞれ与えられ、各インバータ装置を同期させる。

【0054】

したがって、実施形態2でも、 $(1 - \cdot G) / (\cdot G) [\quad]$ の式で表される直流抵抗値にほぼ等しい等価内部インピーダンス Z を呈する三相交流インバータ装置、つまり回路構成が同一で電気的特性がほぼ同一である定サンプリング型の誤差追従式三相交流インバータ装置90を、図3に示した実施形態1の場合と同様に、N台並列接続し、横流を許容値以下に制限できる抵抗値になるように、制御パラメータである電圧フィードバックゲインと電流フィードフォワードゲインとを設定することによって、すべての三相交流インバータ2を同期させて運転することができる。このような運転中に、負荷電力需要が減少したとすると、出力監視・利得変更部10には、N台の定サンプリング型の誤差追従式三相交流インバータ装置90(1)、90(2).....90(N)のdq変換された出力データが入力されるので、出力監視・利得変更部10は、先ずその出力データから総需要負荷電力 W_t を算出する。次に、N台の定サンプリング型の誤差追従式三相交流インバータ装置90(1)、90(2).....90(N)の定格出力電力 P_r とすると、総需要負荷電力 W_t を満足できる台数 m を算出、つまり、 $P_r \cdot m > W_t > P_r \cdot (m - 1)$ を満足する台数 m を算出する。ここで、定格電力 P_r を用いたのは、一般的に定格電力近辺が最も電力効率が高いからであり、定格電力 P_r を図2に示す電力効率の許容限度値 X_u に対応する出力電力の下限值 P_u に置き換える、あるいは定格電力 P_r と出力電力の下限值 P_u との間の任意の電力値 P_d に置き換えても、許容できる電力効率の範囲内で運転することができる。なお、負荷電力需要の増大時などの負荷分担についても、前述した実施形態1の定サンプリング型の誤差追従式単相交流インバータ装置80と同様であるので、説明を省略する。また、三相インバータの出力電圧を 180° 位相の異なる正弦波、つまり単相3線電圧として用いた場合も、全く同様にこの発明を適用することができる。

【0055】

以上の実施形態では、定サンプリング型の誤差追従式インバータ装置を単独運転、並列運転にかかわらず独立に運転する場合について主に述べたが、商用交流電源系統に連系して運転する場合がある。この場合には、この誤差追従式インバータ装置を商用交流電源系統から切り離し、つまり解列したり、あるいは投入することが必要になる場合がある。商用交流電源系統に連系するときには、予め制御パラメータである電圧フィードバックゲインと電流フィードフォワードゲインとを適切に設定することによって、全てのインバータ装置の等価内部インピーダンス Z を設定最大値 Z_m にして休止状態にしておき、この状態で商用交流電源系統に連系させるのが好ましい。このようにすることによって、連系時に負荷にサージ電圧などの悪影響を与えないショックレスの連系が可能となる。そして、連系した後に、シーケンスに従って電圧フィードバックゲインと電流フィードフォ

10

20

30

40

50

ードゲイン とを大きくすることによって、各インバータ装置の等価内部インピーダンス Z を設定最大値 Z_m から運転時の値 Z_s まで徐々に小さくしながら、前記インバータ装置の位相を商用交流電源システムの位相に合わせる。このとき、連系時に商用交流電源システムにサージ電圧などの悪影響を与えないショックレスの連系とするために、インバータ装置の等価内部インピーダンス Z を、設定時間をかけて行うのが好ましい。また、各インバータ装置の等価内部インピーダンス Z は、前述のように横流を許容値に制限できる程度の値にすることが好ましい。なお、同期検定なしで商用交流電源システムに連系することができる。

【 0 0 5 6 】

給電中の前記インバータ装置を試験又は保守・点検するときには、試験又は保守・点検する当該インバータ装置の等価内部インピーダンス Z を最大設定値 Z_m まで増大させた後に試験又は保守・点検を行うか、あるいは当該インバータ装置の等価内部インピーダンス Z を最大設定値 Z_m まで増大させた後に、電源スイッチをオフにし、その後に試験又は保守・点検を行えば、試験又は保守・点検の場合にもサージの影響が小さいショックレスの給電休止が可能となる。また、逆に給電を休止していただいずれかのインバータ装置が出力電力の供給を開始するときには、最大設定値 Z_m に設定されている当該インバータ装置の前記等価内部インピーダンス Z を、設定時間をかけて前記最大設定値 Z_m よりも小さい等価内部インピーダンス Z_s まで減少させれば、サージの影響が小さいショックレスの給電開始が可能となる。

【 0 0 5 7 】

試験又は保守・点検の場合にも同様であり、当該インバータ装置の等価内部インピーダンス Z が最大設定値 Z_m のときに電源スイッチをオンにし、その後、制御パラメータである電圧フィードバックゲイン と電流フィードフォワードゲイン とを急峻に変化させずに、前述の設定時間以上かけて変化させることによって、当該インバータ装置の等価内部インピーダンス Z を運転時の小さな値まで減少させればよい。また、装置内にはフィルタ用などの容量の大きなコンデンサが含まれたり、負荷が容量性の場合には、電源スイッチをオンにしたときに大きな突入電流が流れるので、それを防止するために何らかの手段を講じなければならない。この発明では、電源スイッチのオン前に各インバータ装置の等価内部インピーダンスを大きな突入電流が流れることのない値にしておき、この状態で電源スイッチをオンにすることによって、特別な対策を講じることなくインバータ装置を通常の状態に起動することができる。その後、シーケンスに従って等価内部インピーダンス Z を通常の運転時の値 Z_s まで減少させればよい。なお、以上の実施形態では制御装置としてマイクロコンピュータを用いたが、個別のアナログ回路を組み合わせても勿論よい。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 5 8 】

【 図 1 】本発明に係る実施形態 1 に用いる定サンプリング型の誤差追従式単相インバータ装置 80 を示す図である。

【 図 2 】本発明に係る定サンプリング型の誤差追従式単相インバータ装置の電力効率の一例を示す図である。

【 図 3 】本発明に係る実施形態 1 における誤差追従式単相インバータ装置 80 を複数台並列に接続してなる単相電源装置 100 のブロック構成を示す図である。

【 図 4 】本発明に係る実施形態 2 に用いる定サンプリング型の誤差追従式三相インバータ装置 90 を示す図である。

【 図 5 】本発明に係る実施形態 2 における誤差追従式単相インバータ装置 90 を複数台並列に接続してなる三相電源装置 200 のブロック構成を示す図である。

【 符号の説明 】

【 0 0 5 9 】

- 1・・・直流電源
- 2・・・インバータ
- 3・・・インバータ電流検出器
- 4・・・出力フィルタ回路

10

20

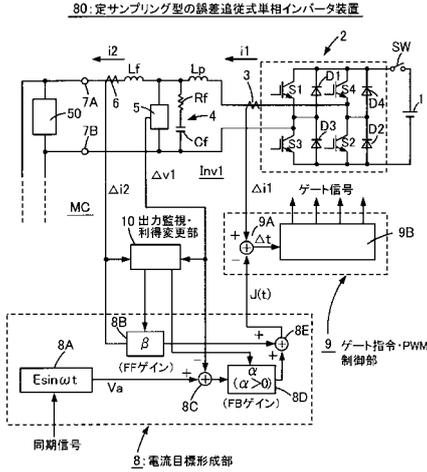
30

40

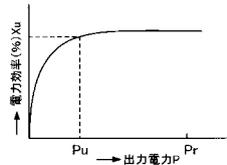
50

5 . . .	フィルタ電圧検出器	
6 . . .	出力電流検出器	
7 . . .	出力端子	
8 . . .	電流目標値形成部	
8 A . . .	電圧指令手段	
8 B . . .	電流利得手段	
8 C . . .	減算手段	
8 D . . .	電圧利得手段	
8 E . . .	加算手段	
8 a . . .	フィルタ電圧指令手段	10
8 b . . .	コンデンサ電流指令手段	
8 c . . .	P W M電流誤差補償手段	
8 d . . .	減算手段	
8 e . . .	電圧リミッタ	
8 f . . .	電圧帰還手段	
8 g . . .	加算手段	
8 h . . .	電流利得手段	
8 i . . .	電流利得手段	
8 j . . .	信号リミッタ	
8 k . . .	加算手段	20
8 l . . .	座標変換手段	
9 . . .	ゲート指令・P W M制御部	
9 A . . .	減算手段	
9 B . . .	ゲート指令・P W M回路	
1 0 . . .	出力監視・利得変更部	
1 1 . . .	同期信号発生回路	
1 2 . . .	座標変換手段	
1 3 . . .	ローパスフィルタ	
1 4 . . .	座標変換手段	
8 0 . . .	定サンプリング型の誤差追従式単相インバータ装置	30
9 0 . . .	定サンプリング型の誤差追従式三相インバータ装置	
1 0 0 . . .	単相電源装置	
2 0 0 . . .	三相電源装置	

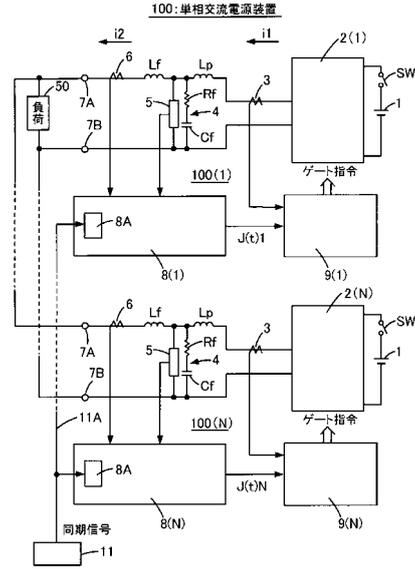
【図1】



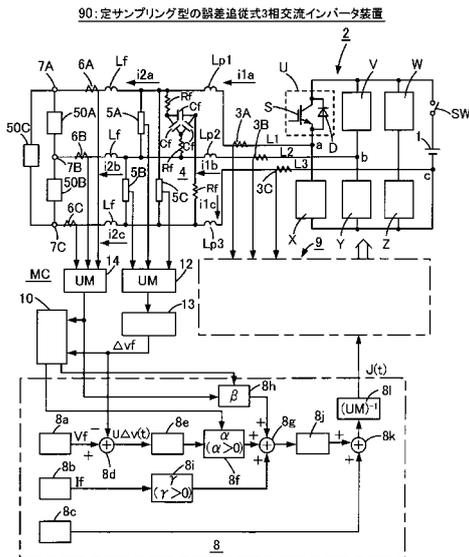
【図2】



【図3】



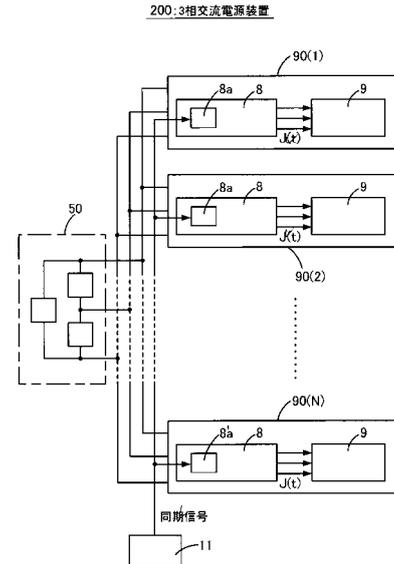
【図4】



$$U = \begin{pmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ \cos \omega t & \sin \omega t \end{pmatrix} \cdot M = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}$$

ω: フィルタ電圧指令の角周波数 (rad/s)

【図5】



フロントページの続き

- (72)発明者 福井 二郎
東京都豊島区高田1丁目18番1号 オリジン電気株式会社内
- (72)発明者 宇敷 修一
東京都豊島区高田1丁目18番1号 オリジン電気株式会社内

審査官 服部 俊樹

- (56)参考文献 特開平01-099477(JP,A)
特開昭58-218878(JP,A)
特開2001-177995(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 7/48