

(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2017-18000
(P2017-18000A)

(43) 公開日 平成29年1月19日(2017.1.19)

(51) Int.Cl. F I テーマコード (参考)
HO2M 7/48 (2007.01) HO2M 7/48 R 5H770
 HO2M 7/48 F

審査請求 有 請求項の数 4 O L (全 11 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2016-210987 (P2016-210987) (22) 出願日 平成28年10月27日 (2016.10.27) (62) 分割の表示 特願2012-207098 (P2012-207098) の分割 原出願日 平成24年9月20日 (2012.9.20)</p>	<p>(71) 出願人 000006633 京セラ株式会社 京都府京都市伏見区竹田鳥羽殿町6番地 (74) 代理人 100147485 弁理士 杉村 憲司 (74) 代理人 100188307 弁理士 太田 昌宏 (74) 代理人 100161148 弁理士 福尾 誠 (72) 発明者 馬場 雅博 京都府京都市伏見区竹田鳥羽殿町6番地 京セラ株式会社内 Fターム(参考) 5H770 AA01 AA05 BA11 CA01 CA05 DA01 DA41 EA01 HA02Y HA03Y HA05Y HA09Z</p>
--	--

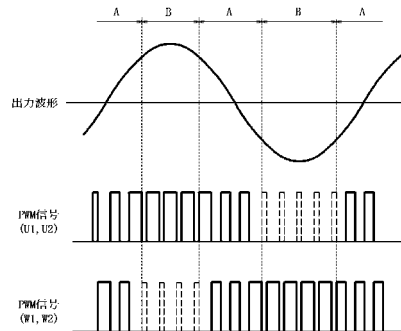
(54) 【発明の名称】 パワーコンディショナ、及びインバータの制御方法

(57) 【要約】

【課題】 インバータの出力交流電流のゼロクロス付近における乱れを防止し、高効率で、ノイズの発生を抑制する。

【解決手段】 パワーコンディショナ2は、出力交流電流の正負の極性が入れ替わるゼロクロスを含む所定期間では、各レグの上アーム及び下アームを交互にオンオフするようにPWM方式で作動させ、前記所定期間以外では、各レグの一方のアームのみをオンオフするようにPWM方式で作動させるインバータ1を備え、所定期間は、電力系統の電圧の高調波レベル又は周波数変化率により変化する。

【選択図】 図4



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

インバータを電力系統に接続させるパワーコンディショナであって、

上アーム及び下アームからなるレグを複数用いたブリッジ回路で構成され、直流を交流に変換するインバータであって、出力交流電流の正負の極性が入れ替わるゼロクロスを含む所定期間では、各レグの上アーム及び下アームを交互にオンオフするようにPWM方式で作動させ、前記所定期間以外では、各レグの一方のアームのみをオンオフするようにPWM方式で作動させるインバータを備え、

前記所定期間は、前記電力系統の電圧の高調波レベル又は周波数変化率により変化することを特徴とするパワーコンディショナ。

10

【請求項 2】

前記所定期間は、前記インバータの出力交流電流値により変化することを特徴とする、請求項 1 に記載のパワーコンディショナ。

【請求項 3】

前記所定期間は、当該パワーコンディショナの動作モードの変更時に増加することを特徴とする、請求項 1 又は 2 に記載のパワーコンディショナ。

【請求項 4】

上アーム及び下アームからなるレグを複数用いたブリッジ回路で構成され、直流を交流に変換するインバータを制御する方法であって、

出力交流電流の正負の極性が入れ替わるゼロクロスを含む所定期間では、各レグの上アーム及び下アームを交互にオンオフするようにPWM方式で作動させるステップと、

前記所定期間以外では、各レグの一方のアームのみをオンオフするようにPWM方式で作動させるステップと、

を含み、

前記所定期間は、前記インバータに接続された電力系統の電圧の高調波レベル又は周波数変化率により変化することを特徴とするインバータの制御方法。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、ブリッジ回路で構成され直流を交流に変換するインバータを備えるパワーコンディショナ、及び該インバータの制御方法に関する。

30

【背景技術】

【0002】

電力系統に連系し、直流電源からの入力を電力系統の電圧に同期する交流に変換するインバータは、一般的に上アーム及び下アームからなるレグを複数用いたブリッジ回路で構成される。各レグの一方のアームのみをオンオフするようにPWM方式で作動させた場合、出力交流電流の正負の極性が入れ替わるゼロクロスの付近において、アームの切り替えと交流電流のゼロクロスタイミングとがずれて電流波形に乱れが生じることがある。ゼロクロスタイミングのずれの要因としては、電力系統の電圧の高調波変動、電力系統の周波数変動、インバータが出力する無効電力の変動などが考えられる。

40

【0003】

図 9 は、従来 of インバータのゼロクロス付近における電流波形の乱れを示す図である。図 9 (b) は図 9 (a) のゼロクロス付近における波形を拡大して示しており、実線は電流波形、破線は電圧波形である。図 9 (c) は、第 1 のレグ及び第 2 のレグからなるブリッジ回路で構成されるインバータの各アームに対する PWM 信号を示している。インバータの出力を正とするときに、第 1 のレグの上アーム及び第 2 のレグの下アーム (図中では U 相と表示) をオンとし、インバータの出力を負とするときに、第 1 のレグの下アーム及び第 2 のレグの上アーム (図中では W 相と表示) をオンとする。このようにして各アームを PWM 方式で作動させる場合には、ゼロクロス付近でインバータの出力波形に乱れが生

50

じるおそれがある。そこで、U相のアーム及びW相のアームを相補にPWM方式で作動させるインバータが知られている（例えば、特許文献1参照）。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開平9-140157号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

特許文献1に開示されているように、U相のアーム及びW相のアームを相補にPWM方式で作動させると、ゼロクロス付近においてアームの切り替えと交流電流のゼロクロスとのタイミングのずれを解消することができる。しかし、U相のアーム及びW相のアームで頻りにスイッチングが行われることにより、効率の悪化やノイズが増加するといった問題が生じる。

10

【0006】

かかる事情に鑑みてなされた本発明の目的は、ゼロクロス付近での電流の乱れがなく、高効率で、ノイズの発生を抑制することが可能パワーコンディショナ、及びインバータの制御方法を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0007】

20

上記課題を解決するため、本発明に係るパワーコンディショナは、インバータを電力系統に接続させるパワーコンディショナであって、上アーム及び下アームからなるレグを複数用いたブリッジ回路で構成され、直流を交流に変換するインバータであって、出力交流電流の正負の極性が入れ替わるゼロクロスを含む所定期間では、各レグの上アーム及び下アームを交互にオンオフするようにPWM方式で作動させ、前記所定の期間以外では、各レグの一方のアームのみをオンオフするようにPWM方式で作動させるインバータを備え、前記所定期間は、前記電力系統の電圧の高調波レベル又は周波数変化率により変化することを特徴とする。

【0008】

さらに、本発明に係るパワーコンディショナにおいて、前記所定期間は、前記インバータの出力交流電流値により変化することを特徴とする。

30

【0009】

さらに、本発明に係るパワーコンディショナにおいて、前記所定期間は、当該パワーコンディショナの動作モードの変更時に増加することを特徴とする。

【0010】

また、上記課題を解決するため、本発明に係るインバータの制御方法は、上アーム及び下アームからなるレグを複数用いたブリッジ回路で構成され、直流を交流に変換するインバータを制御する方法であって、出力交流電流の正負の極性が入れ替わるゼロクロスを含む所定期間では、各レグの上アーム及び下アームを交互にオンオフするようにPWM方式で作動させるステップと、前記所定期間以外では、各レグの一方のアームのみをオンオフするようにPWM方式で作動させるステップと、を含み、前記所定期間は、前記インバータに接続された電力系統の電圧の高調波レベル又は周波数変化率により変化することを特徴とする。

40

【発明の効果】

【0011】

本発明によれば、インバータの出力交流電流のゼロクロス付近における乱れを防止し、高効率で、ノイズの発生を抑制することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【0012】

【図1】本発明の一実施形態に係るインバータの構成例を示すブロック図である。

50

【図 2】本発明の一実施形態に係るパワーコンディショナの構成例を示すブロック図である。

【図 3】本発明の一実施形態に係るインバータの制御を示すフローチャートである。

【図 4】本発明の一実施形態に係るインバータの出力波形及びスイッチング素子に入力される PWM 信号の一例を示す図である。

【図 5】図 4 に示す期間 A における PWM 信号を示す図である。

【図 6】本発明の一実施形態に係るインバータの制御部の構成例を示すブロック図である。

【図 7】本発明の一実施形態に係るインバータの PWM ユニットの動作を説明する図である。

【図 8】本発明の一実施形態に係るインバータの信号レベルをオフ固定とする期間の変化を示す図である。

【図 9】従来のインバータのゼロクロス付近における電流波形の乱れを示す図である

【発明を実施するための形態】

【0013】

以下、本発明の一実施形態について、図面を参照して詳細に説明する。

【0014】

図 1 は、本発明の一実施形態に係るインバータの構成例を示すブロック図である。図 1 に示すように、インバータ 1 は、スイッチング素子 U 1 , U 2 , W 1 , W 2 と、制御部 1 0 と、を備える。

【0015】

インバータ 1 は、上アーム（スイッチング素子 U 1 又は W 1 ）及び下アーム（スイッチング素子 U 2 又は W 2 ）からなるレグを複数用いたブリッジ回路で構成され、直流を交流に変換する。

【0016】

スイッチング素子 U 1 , U 2 がオンでスイッチング素子 W 1 , W 2 がオフのとき、ポイント P 2 に対するポイント P 1 の電圧は正となる。逆に、スイッチング素子 W 1 , W 2 がオンでスイッチング素子 U 1 , U 2 がオフのとき、ポイント P 2 に対するポイント P 1 の電圧は負となる。スイッチング素子 U 1 , U 2 , W 1 , W 2 にはそれぞれ帰還ダイオードが逆並列に接続されている。

【0017】

インバータ 1 は、連系リアクトル L 1 , L 2 を介して電力系統に連系される。なお、図 1 では電力系統に 2 線式で接続する例について示しているが、3 線式であっても同様に適用することができる。

【0018】

電流センサ 1 1 は、インバータ 1 の出力電流を検出し、制御部 1 0 に出力する。電圧センサ 1 2 は、インバータ 1 の出力電圧を検出し、制御部 1 0 に出力する。

【0019】

制御部 1 0 は、スイッチング素子 U 1 , U 2 , W 1 , W 2 に対してそれぞれ PWM 信号を出力し、インバータ 1 の出力電流を制御する。

【0020】

図 2 は、インバータ 1 を有するパワーコンディショナの構成例を示すブロック図である。図 2 に示すように、パワーコンディショナ 2 は、DC / DC コンバータ 3 と、中間リンクコンデンサ 4 と、インバータ 1 と、を備える。

【0021】

DC / DC コンバータ 3 は、直流入力電源 5 から入力される電圧を昇圧して一定の電圧に変換する。DC / DC コンバータ 3 に接続される直流入力電源 5 は、例えば太陽電池モジュールを複数枚直列接続した太陽電池ストリングである。

【0022】

中間リンクコンデンサ 4 は、DC / DC コンバータ 3 により昇圧された直流電圧を平滑

10

20

30

40

50

化し、インバータ 1 への入力電圧を安定させる。なお、DC/DCコンバータ 3 内に、出力電圧を安定させるために、更に平滑化用のコンデンサを設けてもよい。

【0023】

インバータ 1 は、中間リンクコンデンサ 4 により平滑化された直流電圧を交流に変換し、電力系統に連系する。

【0024】

図 3 は、制御部 10 によるインバータ 1 の制御を示すフローチャートである。制御部 10 は、インバータ 1 の出力交流電流の正負の極性が入れ替わるゼロクロスを含む所定期間を決定する（ステップ S101）。以下の説明において、このゼロクロスを含む所定期間を期間 A と称する。期間 A は、電力系統の位相から直接（例えば $30^\circ \sim 150^\circ$ ）決定してもよいし、電力系統の電圧やインバータ 1 の出力電流が所定の値以下となる期間としてもよい。また、インバータ 1 の出力波形において期間 A を除く期間を期間 B と称する。なお、期間 A、B のいずれか一方を決定すれば他方も自動的に決まるため、期間 A ではなく期間 B を決定してもよい。

10

【0025】

図 4 は、インバータ 1 の出力波形及びスイッチング素子に入力される PWM 信号の一例を示す図である。制御部 10 は、所定期間 A に該当する期間では（ステップ S102 - Yes）、各レグの上アーム及び下アームを交互に（相補的に）オンオフするように PWM 方式で作動させる（ステップ S103）。つまり、スイッチング素子 W1、W2 をオフしてスイッチング素子 U1、U2 をオン、スイッチング素子 U1、U2 をオフしてスイッチング素子 W1、W2 をオン、スイッチング素子 W1、W2 をオフしてスイッチング素子 U1、U2 をオン・・・と作動させる。

20

【0026】

一方、制御部 10 は、期間 A に該当しない（すなわち、期間 B に該当する）期間では（ステップ S102 - No）、各レグの一方のアームのみをオンオフするように PWM 方式で作動させる（ステップ S104）。つまり、スイッチング素子 U1、U2 のみをオン、オフ、オン、オフと作動させるか（図 4 の例では出力交流波形を正とする場合）、スイッチング素子 W1、W2 のみをオン、オフ、オン、オフと作動させる（図 4 の例では出力交流波形を負とする場合）。この作動により、ゼロクロスを含まない期間 B では、スイッチング素子 U1 及び U2、又はスイッチング素子 W1、W2 の出力レベルがオフに固定されることになる。

30

【0027】

図 5 は、図 4 に示す期間 A における PWM 信号を示す図である。スイッチング素子 U1、U2 がオンの時はスイッチング素子 W1、W2 がオフになり、スイッチング素子 W1、W2 がオンの時はスイッチング素子 U1、U2 がオフになる。スイッチング素子のオンとオフの過渡的な状態で両方のスイッチがオン状態にならないように、全スイッチング素子 U1、U2、W1、W2 がオフになるデッドタイムが挿入される。

【0028】

図 5 ではインバータ 1 の出力波形が負から正に変わるときの PWM 信号を示している。期間 t1 及び期間 t2 では、スイッチング素子 U1、U2 がオンの期間よりスイッチング素子 W1、W2 がオンの期間のほうが長いため、インバータ 1 の出力値は負となる。この場合、オン期間の差が大きいほど、インバータ 1 の負の出力値の絶対値は大きくなる。期間 t3 及び期間 t4 では、スイッチング素子 U1、U2 がオンの期間よりスイッチング素子 W1、W2 がオンの期間のほうが短くなるため、インバータ 1 の出力は正になる。この場合、オン期間の差が大きいほど、インバータ 1 の正の出力値は大きくなる。

40

【0029】

期間 A を長くすると、ゼロクロスを含むより長い期間において、各レグの上アーム及び下アームを交互にオンオフするように PWM 方式で作動させることとなり、電流波形をより安定させることができる。制御部 10 は、期間 A 及び期間 B の長さを、以下の様々な条件により変化させることができる。

50

【 0 0 3 0 】

第 1 の条件では、インバータ 1 が出力する交流電流値により、期間 A 及び期間 B の長さを変化させる。例えば太陽電池ストリングからの電力がインバータ 1 に入力される場合は、日射量が少ないときは出力電流値が小さくなる。出力電流値が小さい場合には、きれいな正弦波を生成するための制御が難しくなるので、期間 A を増加させ、期間 B を減少させる。

【 0 0 3 1 】

第 2 の条件では、電力系統の電圧の高調波レベルにより、期間 A 及び期間 B の長さを変化させる。電力系統の電圧が高調波レベルを多く含むとききれいな正弦波を生成するための制御が難しくなるので、期間 A を増加させ、期間 B を減少させる。

10

【 0 0 3 2 】

第 3 の条件では、インバータ 1 が注入する無効電力、又は該無効電力と有効電力との比により、期間 A 及び期間 B の長さを変化させる。単独運転（停電時にインバータ 1 が電力系統から解列されていない状態）を検出する目的や電力系統の電圧上昇抑制の目的でインバータ 1 が無効電力を注入することがあるが、その場合には電圧と電流の位相が揃わなくなる。そのため、無効電力の注入量が多い場合には、期間 A を増加させ、期間 B を減少させる。

【 0 0 3 3 】

第 4 の条件では、電力系統の周波数変化率により、期間 A 及び期間 B の長さを変化させる。電力系統の周波数変化率が大きい場合にはきれいな正弦波を生成するための制御が難しくなるので、期間 A を増加させ、期間 B を減少させる。

20

【 0 0 3 4 】

第 5 の条件では、電力系統の異常（例えば、周波数や電圧が高くなりすぎたり低くなりすぎたりした場合）を検出した場合に、期間 A を増加させ、期間 B を減少させる。

【 0 0 3 5 】

第 6 の条件では、パワーコンディショナ 2 の動作モードの変更時、例えば、運転を始める瞬間に期間 A を増加させ、期間 B を減少させる。

【 0 0 3 6 】

第 7 の条件では、これらの条件の任意の組み合わせにより、期間 A 及び期間 B を変化させる。

30

【 0 0 3 7 】

図 6 は、インバータ 1 の制御部 1 0 の構成例を示すブロック図である。図 6 に示すように、制御部 1 0 は、位相計測部 1 0 1 と、周波数計測部 1 0 2 と、高調波計測部 1 0 3 と、異常検出 / 運転制御部 1 0 4 と、電流制御部 1 0 5 と、スイッチ制御部 1 0 6 と、クロック生成部 1 0 7 と、PWM ユニット 1 0 8 と、を備える。

【 0 0 3 8 】

位相計測部 1 0 1 は、電圧センサ 1 2 から入力される電力系統の電圧の位相を取得し、電流制御部 1 0 5 及びスイッチ制御部 1 0 6 に出力する。

【 0 0 3 9 】

周波数計測部 1 0 2 は、電圧センサ 1 2 から入力される電力系統の電圧の周波数を取得し、スイッチ制御部 1 0 6 に出力する。

40

【 0 0 4 0 】

高調波計測部 1 0 3 は、電圧センサ 1 2 から入力される電力系統の電圧の高調波レベルを取得し、スイッチ制御部 1 0 6 に出力する。

【 0 0 4 1 】

異常検出 / 運転制御部 1 0 4 は、図示しない各種センサからの入力により電力系統の異常を監視するとともに、各種センサ入力やユーザインターフェースのスイッチ等の入力からパワーコンディショナ 2 の動作モードや出力電流を決定する。なお、インバータ 1 がパワーコンディショナ 2 に組み込まれる場合には、異常検出 / 運転制御部 1 0 4 は、パワーコンディショナ 2 の異常も監視する。

50

【 0 0 4 2 】

電流制御部 1 0 5 は、位相計測部 1 0 1 によって取得された電力系統の電圧の位相に合わせ、指定された有効電流・無効電流の正弦波を出力するよう制御し、電流センサ 1 1 によって取得された電流の実測値を得て、指令値との差が無くなるようにフィードバック制御を行い、各スイッチング素子 U 1 , U 2 , W 1 , W 2 に対するデューティ比を出力する。

【 0 0 4 3 】

スイッチ制御部 1 0 6 は、有効電流指令値と無効電流指令値、位相計測部 1 0 1 によって取得された電力系統の電圧の位相、周波数計測部 1 0 2 によって取得された電力系統の周波数の変化率、高調波計測部 1 0 3 によって取得された電力系統の高調波レベル、及び異常検出/運転制御部 1 0 4 によって取得された異常情報とパワーコンディショナ 2 の動作モードから、各スイッチング素子 U 1 , U 2 , W 1 , W 2 の信号レベルをオフ固定にするか否かを決定する。そして、信号レベルをオフ固定にするか否かを示す信号レベル制御信号を PWM ユニット 1 0 8 に出力する。信号レベルをオフ固定にする期間が期間 B に該当し、それ以外の期間が期間 A に該当する。

10

【 0 0 4 4 】

図 4 を参照すると、期間 A ではスイッチング素子 U 1 , U 2 , W 1 , W 2 全てについて信号レベルをオフ固定にはしない。期間 B のうちインバータ 1 の出力を正とする期間では、スイッチング素子 W 1 , W 2 について信号レベルをオフ固定とする。期間 B のうちインバータ 1 の出力を負とする期間では、スイッチング素子 U 1 , U 2 について信号レベルをオフ固定とする。スイッチ制御部 1 0 6 は、期間 A , B の長さを、上述した第 1 の条件から第 7 の条件により変化させる。

20

【 0 0 4 5 】

PWM ユニット 1 0 8 は、クロック生成部 1 0 7 により生成されたクロックと、電流制御部 1 0 5 によって生成されたデューティ比と、スイッチ制御部 1 0 6 によって生成された信号レベル制御信号とに基づき PWM 信号を生成し、スイッチング素子 U 1 , U 2 , W 1 , W 2 に出力する。

【 0 0 4 6 】

図 7 は、PWM ユニット 1 0 8 の動作を説明する図である。図 7 に示すように、PWM ユニット 1 0 8 は、クロック生成部 1 0 7 により生成されたクロックに同期した基準波形を生成する。そして、生成した基準波形の値が電流制御部 1 0 5 によって生成されたデューティ比以上となる期間においてオンとなり、生成した基準波形の値が電流制御部 1 0 5 によって生成されたデューティ比未満となる期間においてオフとなる信号(仮 PWM 信号)を生成する。さらに、PWM ユニット 1 0 8 は、スイッチ制御部 1 0 6 から入力される信号レベル制御信号から信号レベルオフ固定期間(期間 B)を決定し、仮 PWM 信号を信号レベルオフ固定期間においてオフ固定にすることで、PWM 信号を生成する。PWM 信号は各スイッチング素子 U 1 , U 2 , W 1 , W 2 ごとに生成する。

30

【 0 0 4 7 】

上述したように、インバータ 1 は、出力交流電流の正負の極性が入れ替わるゼロクロスを含む期間 A では、各レグの上アーム及び下アームを交互にオンオフするように PWM 方式で作動させ、期間 A 以外の期間 B では、各レグの一方のアームのみをオンオフするように PWM 方式で作動させる。そのため、本発明によれば、出力する交流電流の目標値と実際の出力値との誤差を小さくすることができ、ゼロクロス付近での電流の乱れがなくなる。また、全ての期間において各レグの上アーム及び下アームを交互にオンオフするように PWM 方式で作動させる場合と比較して、ノイズの発生を抑制することができる。

40

【 0 0 4 8 】

また、インバータ 1 は、上述した様々な条件に応じて、図 8 に示すように期間 A , B を変化させることにより、ゼロクロス付近での電流の乱れを防止できる範囲内で適応的に期間 A を短くすることができ、ノイズの発生を抑制することが可能となる。図 8 (a) は通常時のインバータ 1 の出力電圧を示しており、図 8 (b) は例えば電力系統の電圧の高調

50

波レベルが増加した時のインバータ1の出力電圧を示している。図8(b)は図8(a)の通常時と比較して、期間B(すなわち、信号レベルをオフ固定とする期間)が減少し、期間Aが増大している。なお、この図では、電力系統の電圧により期間A, Bを決定している。

【0049】

上述の実施形態は、代表的な例として説明したが、本発明の趣旨及び範囲内で、多くの変更および置換ができることは当業者に明らかである。したがって、本発明は、上述の実施形態によって制限するものと解するべきではなく、特許請求の範囲から逸脱することなく、種々の変形や変更が可能である。

【符号の説明】

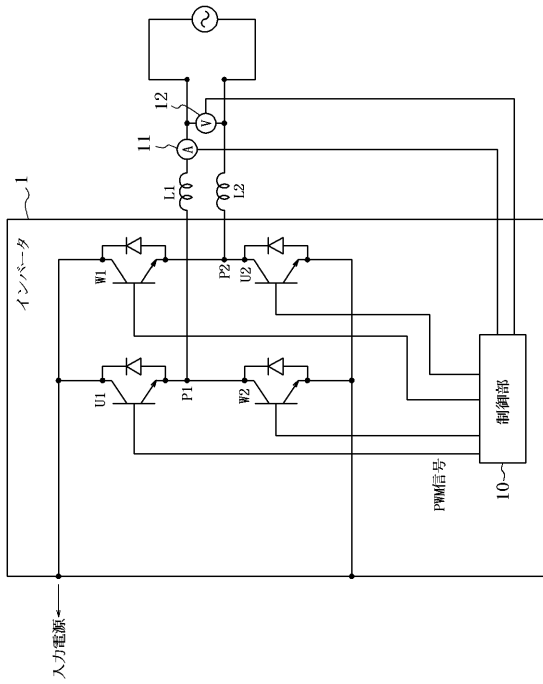
10

【0050】

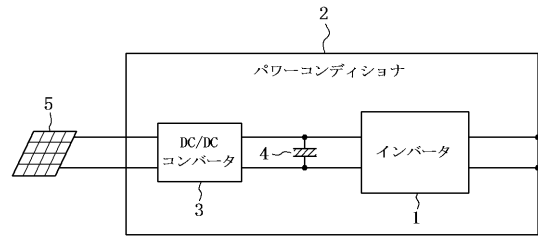
- 1 インバータ
- 2 パワーコンディショナ
- 3 DC/DCコンバータ
- 4 中間リンクコンデンサ
- 5 直流入力電源
- 10 制御部
- 11 電流センサ
- 12 電圧センサ
- 101 位相計測部
- 102 周波数計測部
- 103 高調波計測部
- 104 異常検出/運転制御部
- 105 電流制御部
- 106 スイッチ制御部
- 107 クロック生成部
- 108 PWMユニット

20

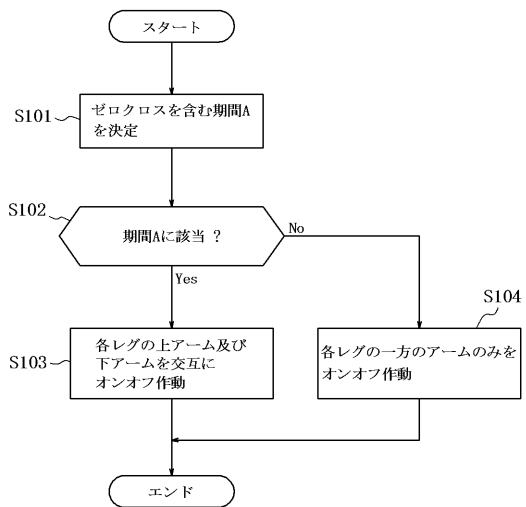
【 図 1 】



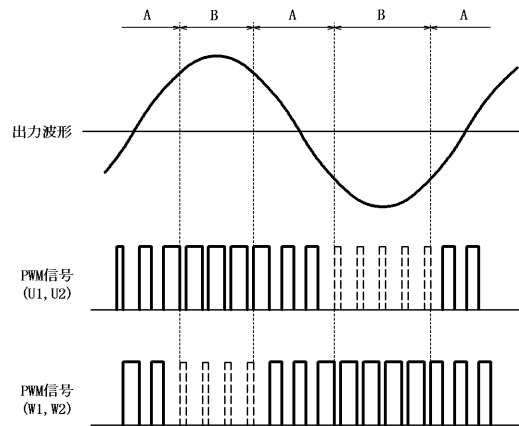
【 図 2 】



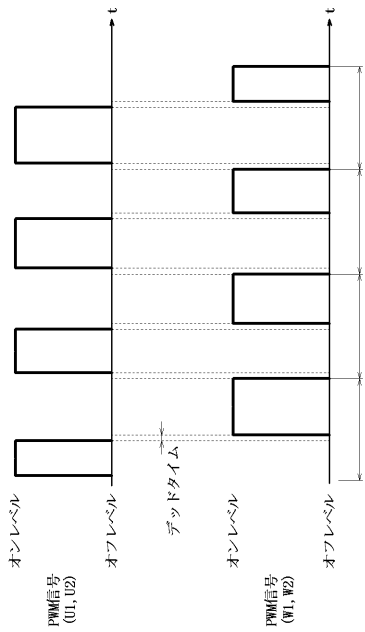
【 図 3 】



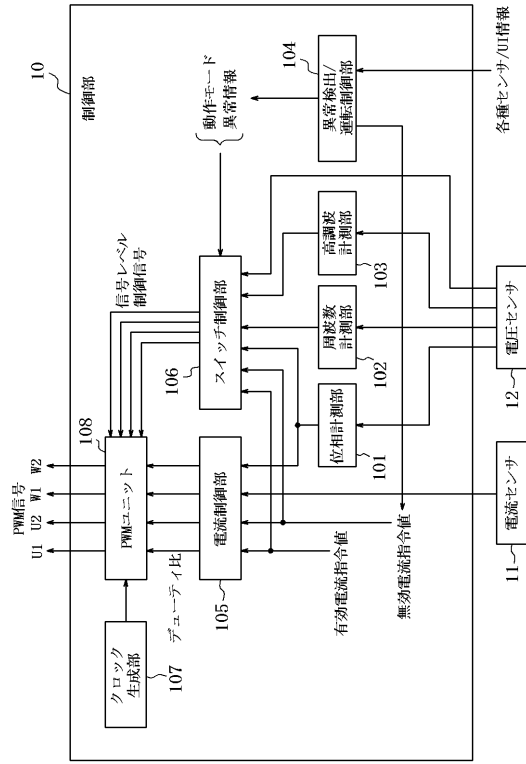
【 図 4 】



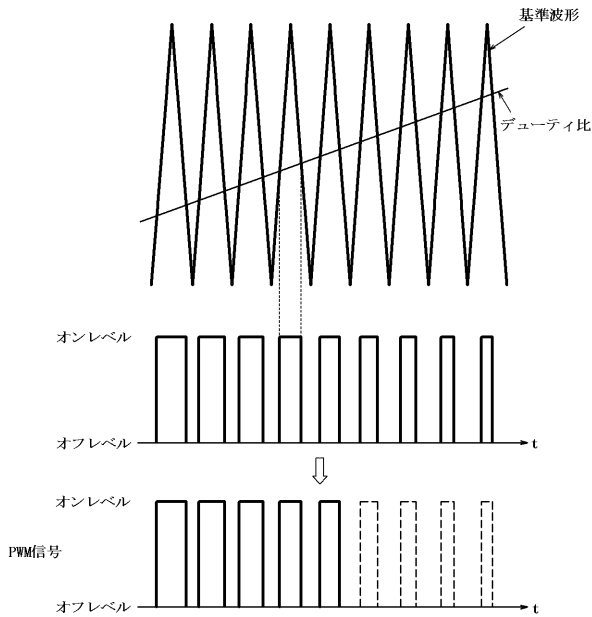
【 図 5 】



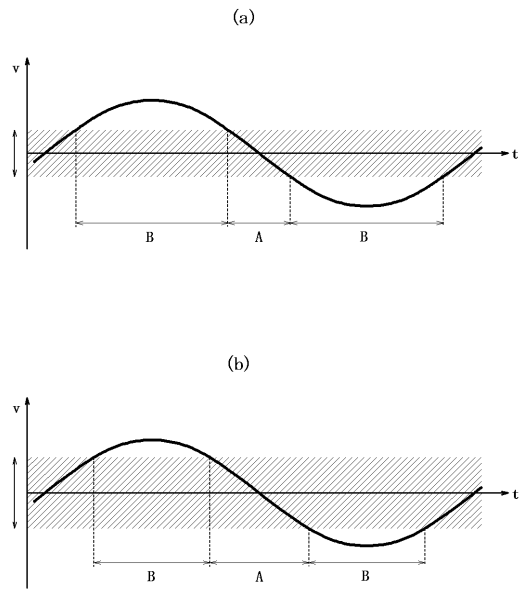
【 図 6 】



【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】

