

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4085976号
(P4085976)

(45) 発行日 平成20年5月14日(2008.5.14)

(24) 登録日 平成20年2月29日(2008.2.29)

(51) Int.Cl.		F I			
HO2M 7/48	(2007.01)	HO2M 7/48		F	
HO2P 21/00	(2006.01)	HO2P 5/408		A	
HO2P 27/04	(2006.01)				

請求項の数 5 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2003-431112 (P2003-431112)	(73) 特許権者	000003997
(22) 出願日	平成15年12月25日(2003.12.25)		日産自動車株式会社
(65) 公開番号	特開2005-192336 (P2005-192336A)		神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
(43) 公開日	平成17年7月14日(2005.7.14)	(74) 代理人	100083806
審査請求日	平成17年1月26日(2005.1.26)		弁理士 三好 秀和
前置審査		(72) 発明者	クライソン トロンナムチャイ
			神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内
		審査官	杉浦 貴之

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 インバータの制御装置及び制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

スイッチング素子のオン/オフを切り換えることにより負荷に接続する直流電源の正極/負極を切り換え、負荷に対し正弦波状の交流電流を供給するインバータの制御装置であって、

正弦波状の電流指令値を生成する電流指令生成部と、

三角状の搬送波を生成する三角状搬送波生成部と、

前記電流指令値に従うように前記インバータの出力値をPID制御するPID制御部と、

前記PID制御部の出力値と前記搬送波の大小関係に従って前記スイッチング素子のオン/オフ動作を制御する比較器と、

前記搬送波の周波数が所定の波形状で変化するように周波数を変調する搬送波周波数生成部と、

前記搬送波の周波数に基づいて制御遅れ時間を計算し、計算結果に基づいて前記電流指令値を補正する遅れ補償部と

を備えることを特徴とするインバータの制御装置。

【請求項2】

前記搬送波周波数生成部は、前記搬送波の振幅が最大値又は最小値に達したか否かを判別し、搬送波の振幅が最大値又は最小値に達するのに応じて、搬送波の周波数を減少又は増加させることにより周波数を変調することを特徴とする請求項1に記載のインバータの

制御装置。

【請求項 3】

前記負荷は 3 相交流モータであり、前記インバータの出力値を d q 軸上に変換して前記 P I D 制御部に入力する第 1 変換部と、前記 P I D 制御部の出力値を 3 相軸上に逆変換して前記比較器に入力する第 2 変換部とを備えることを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 に記載のインバータの制御装置。

【請求項 4】

前記搬送波周波数生成部は、前記搬送波の周波数が三角状で変化するように周波数を変調することを特徴とする請求項 1 から請求項 3 のうち、いずれか 1 項に記載のインバータの制御装置。

10

【請求項 5】

スイッチング素子のオン/オフを切り換えることにより負荷に接続する直流電源の正極/負極を切り換え、負荷に対して正弦波状の交流電流を供給するインバータの制御方法であって、

正弦波状の電流指令値を生成するステップと、

三角状の搬送波を生成するステップと、

前記電流指令値に従うように前記インバータの出力値を P I D 制御するステップと、

前記 P I D 制御後の前記インバータの出力値と前記搬送波の大小関係に従って前記スイッチング素子のオン/オフ動作を制御するステップと、

前記搬送波の周波数が所定の波形状で変化するように周波数を変調するステップと、

前記搬送波の周波数に基づいて制御遅れ時間を計算し、計算結果に基づいて前記電流指令値を補正するステップと

20

を有することを特徴とするインバータの制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直流電源の出力を P W M (Pulse Wide Modulation) 変調することによりモータに供給する正弦波状の交流電圧を出力するインバータの制御装置及び制御方法に関し、より詳しくは、モータ効率を悪化させることなく、搬送波に起因する不具合の発生を防止する技術に係わる。

30

【背景技術】

【0002】

従来より、3 相ブラシレス直流モータ（以下、モータと略記）の U 相，V 相，W 相の各相の電流値を検出し、正弦波状の電流指令値に従うように検出値を P I D（比例・積分・微分）制御して P I D 制御値を生成し、P I D 制御値を変調するために P I D 制御値と三角波状搬送波（以下、搬送波と略記）の大小関係に応じてインバータを構成するスイッチング素子のオン/オフを切り換える制御装置が知られている。そして、このような制御装置によれば、モータの U 相，V 相，W 相の各相に正弦波状の電流が流れるようにフィードバック制御を行うことが可能となる。

【0003】

40

ところで、上記インバータは、一般に、三角波比較型正弦波 P W M インバータと呼ばれているが、この三角波比較型正弦波 P W M インバータは、スイッチング動作に伴い、機械的/電氣的振動，雑音，騒音，E M I (ElectroMagnetic Interference) 等、搬送波の周波数に起因する不具合を発生することが知られている。このため、従来までの制御装置は、搬送波の周波数に起因する機械的/電氣的振動を低減するために、搬送波の周波数をランダムに切り換え、搬送波のスペクトラムを拡散させることにより、スペクトラムのピーク値を低く抑えている（例えば、特許文献 1 を参照）。

【特許文献 1】特開 2 0 0 0 - 1 8 4 7 2 9 号公報（段落 [0 0 1 9] ）

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

50

【 0 0 0 4 】

しかしながら、一般に、P I D制御を行う際の積分定数は搬送波の周波数に依存しているために、上記従来までの制御装置のように搬送波の周波数をランダムに切り換えた場合には、積分定数の計算が複雑になり、P I D制御の遅れ時間が増大する。さらに、インバータを制御する際は、通常、各相電流をサンプリングするために発生する遅れ時間、P I D制御の遅れ時間、制御周期による遅れ時間等の制御遅れ時間を補償するために、制御遅れ時間を予測し、フィードフォワードによる遅れ補償が行われるが、上記従来までの制御装置のように搬送波の周波数をランダムに切り換えた場合には、制御遅れを予測することが困難になるので、制御遅れを補償することができない。これらの理由から、従来までの制御装置によれば、電流を十分な精度で正弦波状に制御することができず、モータ効率が悪化することがある。

10

【 0 0 0 5 】

本発明は、上記課題を解決するためになされたものであり、モータ効率を悪化させることなく、搬送波に起因する不具合の発生を防止可能なインバータの制御装置及び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】

【 0 0 0 6 】

上記課題を解決するために、精力的な研究を重ねてきた結果、発明者は、搬送波の周波数が所定の波形状で変化するように搬送波の周波数を変調することにより、モータ効率を悪化させることなく、搬送波に起因する不具合の発生を防止できることを知見した。

20

【 0 0 0 7 】

上記知見に基づいた本発明に係るインバータの制御装置の一態様は、スイッチング素子のオン/オフを切り換えることにより負荷に接続する直流電源の正極/負極を切り換え、負荷に対して正弦波状の交流電流を供給するインバータの制御装置であって、正弦波状の電流指令値を生成する電流指令生成部と、三角状の搬送波を生成する三角状搬送波生成部と、電流指令値に従うようにインバータの出力値をP I D制御するP I D制御部と、P I D制御部の出力値と搬送波の大小関係に従ってスイッチング素子のオン/オフ動作を制御する比較器と、搬送波の周波数が所定の波形状で変化するように周波数を変調する搬送波周波数生成部とを備える。

30

【 0 0 0 8 】

また、上記知見に基づいた本発明に係るインバータの制御方法の一態様は、スイッチング素子のオン/オフを切り換えることにより負荷に接続する直流電源の正極/負極を切り換え、負荷に対して正弦波状の交流電流を供給するインバータの制御方法であって、正弦波状の電流指令値を生成するステップと、三角状の搬送波を生成するステップと、電流指令値に従うようにインバータの出力値をP I D制御するステップと、P I D制御後のインバータの出力値と搬送波の大小関係に従ってスイッチング素子のオン/オフ動作を制御するステップと、搬送波の周波数が所定の波形状で変化するように周波数を変調するステップとを有する。

【発明の効果】

【 0 0 0 9 】

本発明に係るインバータの制御装置及び制御方法によれば、搬送波の周波数が所定の波形状で変化するので、モータ効率を悪化させることなく、搬送波の周波数に起因する不具合の発生を防止することができる。

40

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 1 0 】

本発明は、図1に示すような、直流電源の出力をP W M変調することにより正弦波状の交流電流をモータに供給するインバータを備えるインバータシステムに適用することができる。以下、図面を参照して、本発明の第1, 第2, 第3の実施形態となるインバータシステムの構成と動作について説明する。

【実施例1】

50

【 0 0 1 1 】

始めに、図 1 ~ 図 8 を参照して、本発明の第 1 の実施形態となるインバータシステムの構成と動作について説明する。

【 0 0 1 2 】

[インバータシステムの構成]

本発明の第 1 の実施形態となるインバータシステム 1 は、図 1 に示すように、P W M インバータ 2、3 相ブラシレス直流モータ (以下、モータと略記) 3、電流センサ 4 a, 4 b, 4 c、電流指令生成部 5、P I D 制御部 6 a, 6 b, 6 c、三角波状搬送波生成部 7、比較器 8 a, 8 b, 8 c、及び搬送波周波数生成部 9 を主な構成要素として備える。

【 0 0 1 3 】

上記 P W M インバータ 2 は、比較器 8 a, 8 b, 8 c の制御に従って電池 B 及びコンデンサ C から成る直流電源の正極又は負極を選択し、選択した電極をモータ 3 の U 相, V 相, W 相の各電極に接続する 6 個のスイッチング素子 T_{u+} , T_{u-} , T_{v+} , T_{v-} , T_{w+} , T_{w-} を備え、これらのスイッチング素子は I G B T (Insulated Gate Bipolar Transistor) 等の半導体素子により構成されている。

【 0 0 1 4 】

上記電流センサ 4 a, 4 b, 4 c はそれぞれ、P W M インバータ 2 からモータ 3 に供給される U 相, V 相, W 相の電流値を検出し、上記電流指令生成部 5 は、電流センサ 4 a, 4 b, 4 c の検出値が正弦波状の交流電流に変換されるように、正弦波状の電流指令値を生成する。上記 P I D 制御部 6 a, 6 b, 6 c は、電流センサ 4 a, 4 b, 4 c の検出値が電流指令生成部 5 が生成した電流指令値に従うように、電流センサ 4 a, 4 b, 4 c の検出値を P I D 制御する。上記三角波状搬送波生成部 7 は三角波状搬送波を生成する。

【 0 0 1 5 】

上記比較器 8 a, 8 b, 8 c は、P I D 制御部 6 a, 6 b, 6 c の出力値と三角波状搬送波の大小関係を比較し、その大小関係に応じて P W M インバータ 2 のスイッチング素子 T_{u+} , T_{u-} , T_{v+} , T_{v-} , T_{w+} , T_{w-} のオン/オフを制御する信号を P W M インバータ 2 に入力する。U 相のスイッチング素子 T_{u+} , T_{u-} の制御を例として比較器 8 a の動作を具体的に説明すれば、比較器 8 a は、P I D 制御部 6 a の出力値が三角状搬送波よりも大きい場合、 T_{u+} , T_{u-} をそれぞれオン状態及びオフ状態に制御することにより正の電圧をモータの U 相に印加し、逆に P I D 制御部の出力値 6 a が三角状搬送波よりも小さい場合には、 T_{u+} , T_{u-} をそれぞれオフ状態及びオン状態に制御することにより、負の電圧をモータの U 相に印加する。

【 0 0 1 6 】

上記搬送波周波数生成部 9 は、三角波状搬送波生成部 7 から入力される三角状搬送波の山 (最大値) 又は谷 (最小値) のタイミングに合わせて、三角状搬送波の周波数 f を変化させる (詳しくは後述する)。

【 0 0 1 7 】

[周波数制御処理]

このような構成を有するインバータシステムでは、搬送波周波数生成部 9 が、以下に示す周波数制御処理を実行することにより、モータ効率を悪化させることなく、搬送波に起因する不具合の発生を防止する。以下、図 2 に示すフローチャートを参照して、この周波数制御処理を実行する際の搬送波周波数生成部 9 の動作について詳しく説明する。

【 0 0 1 8 】

図 2 に示すフローチャートは、三角状搬送波生成部 7 から搬送波周波数生成部 9 に三角状搬送波 (以下、搬送波と略記) が入力されることで開始となり、この周波数制御処理はステップ S 1 の処理に進む。

【 0 0 1 9 】

ステップ S 1 の処理では、搬送波周波数生成部 9 が、三角状搬送波生成部 7 から入力された搬送波が最大値若しくは最小値 (ピーク) であるか否かを判別する。そして、搬送波が最大値若しくは最小値であると判別するのに応じて、搬送波周波数生成部 9 は、この周

10

20

30

40

50

波数制御処理をステップ S 2 の処理に進める。

【 0 0 2 0 】

ステップ S 2 の処理では、搬送波周波数生成部 9 が、搬送波の周波数 f の変化値 が正、負のどちらであるかを判別する。そして、変化値 が負である場合、搬送波周波数生成部 9 は、この周波数制御処理をステップ S 5 の処理に進める。一方、変化値 が正である場合には、搬送波周波数生成部 9 は、この周波数制御処理をステップ S 3 の処理に進める。

【 0 0 2 1 】

ステップ S 3 の処理では、搬送波周波数生成部 9 が、周波数 f が上限値 f_{max} に達しているか否かを判別する。そして、判別の結果、周波数 f が上限値 f_{max} に達していない場合、搬送波周波数生成部 9 は、変化値 を変化させないように、この周波数制御処理をステップ S 7 の処理に進める。一方、周波数 f が上限値 f_{max} に達している場合には、搬送波周波数生成部 9 は、この周波数制御処理をステップ S 4 の処理に進める。

10

【 0 0 2 2 】

ステップ S 4 の処理では、搬送波周波数生成部 9 が、周波数 f を上限値 f_{max} から減少させるように、周波数 f の変化値 を変転させる。これにより、このステップ S 4 の処理は完了し、この周波数制御処理はステップ S 4 の処理からステップ S 7 の処理に進む。

【 0 0 2 3 】

ステップ S 5 の処理では、搬送波周波数生成部 9 が、周波数 f が下限値 f_{min} に達しているか判別する。そして、判別の結果、周波数 f が下限値 f_{min} に達していない場合、搬送波周波数生成部 9 は、変化値 を変化させないように、この周波数制御処理をステップ S 7 の処理に進める。一方、周波数 f が下限値 f_{min} に達している場合には、搬送波周波数生成部 9 は、この周波数制御処理をステップ S 6 の処理に進める。

20

【 0 0 2 4 】

ステップ S 6 の処理では、搬送波周波数生成部 9 が、周波数 f を下限値 f_{min} から増加させるように、周波数 f の変化値 を変転させる。これにより、このステップ S 6 の処理は完了し、この周波数制御処理はステップ S 6 の処理からステップ S 7 の処理に進む。

【 0 0 2 5 】

ステップ S 7 の処理では、搬送波周波数生成部 9 が、上記処理により決定された変化値 を現在の周波数 f に加算した値を次周期の搬送波周波数 f として三角波状搬送波生成部 7 に入力する。これにより、このステップ S 7 の処理は完了し、この周波数制御処理はステップ S 7 の処理からステップ S 1 の処理に戻る。そして、この一連の周波数制御処理によれば、図 3 に示すように、ある区間では搬送波周波数 f を単調に減少、ある区間では単調に増加させることにより、搬送波の周波数を三角状に変調し、図 4 の実線に示すような三角状搬送波を生成することができる。なお、図 3、図 4 はそれぞれ、搬送波の周波数をランダム及び三角状に変調した時の搬送波周波数の時間的变化、及び搬送波周波数が一定（点線）及び三角状に変調されている（実線）時の搬送波の時間的变化を示す。また、この実施形態では、図 3 に示すように、搬送波の周波数を直線状に変化させたが、周波数をランダムに変化させた場合等のように、搬送波の周波数 f の変化量が大きくならない限り、例えば曲線状に変化させる等、周波数をどのような形状で変化させてもよい。

30

40

【 0 0 2 6 】

ここで、図 5 を参照して、搬送波周波数 f を固定、ランダム、及び三角状に変調にした時のモータ相電流の変化について説明する。なお、図 5 (a)、(b)、(c) はそれぞれ、搬送波周波数 f を固定、ランダム、及び三角状に変調にした時のモータ相電流のスペクトラムのシミュレーション結果を示す。

【 0 0 2 7 】

図 5 から明らかのように、モータ相電流の高調波のピークは、固定、ランダム変調、三角状変調の順に低くなるのがわかる。具体的には、20 [kHz] では、搬送波周波数 f を固定した場合のピーク値は 11 [dB A] であるのに対し、ランダム変調した場合は 5 [dB A]、三角状変調した場合には 0 [dB A] まで低減している。また、30 [k

50

Hz]では、搬送波周波数を固定した場合のピーク値は - 1 [d B A]であるのに対し、ランダム変調した場合には - 4 [d B A]、三角状変調した場合には - 1 5 [d B A]まで低減している。

【 0 0 2 8 】

従って、搬送波の周波数を三角状に変調した場合には、従来までのように搬送波周波数をランダムに変調する場合と比較して、モータ相電流のスペクトラムのピーク値をより多く低減することができるので、搬送波の周波数に起因する不具合の発生をより効果的に防止することができる。

【 0 0 2 9 】

以上の説明から明らかなように、本発明の第 1 の実施形態となるインバータシステム 1 によれば、搬送波周波数生成部 9 が、搬送波の周波数 f を三角状に変調するので、周波数 f をランダムに変調した場合と比較して、搬送波の周波数に起因する不具合の発生をより効果的に防止することができる。

【 0 0 3 0 】

また、本発明の第 1 の実施形態となるインバータシステム 1 によれば、搬送波周波数生成部 9 は、搬送波周波数 f を三角状に変調するので、搬送波周波数 f を容易に計算、予測することが可能となる。そして、このような構成によれば、周波数 f や P I D 制御の積分定数の計算に要する時間を最小に抑えることができるので、計算時間に起因する制御の遅れ時間を最小に抑え、モータ効率が悪化することを防止できる。

【 0 0 3 1 】

さらに、本発明の第 1 の実施形態となるインバータシステム 1 によれば、搬送波周波数生成部 9 が、搬送波周波数 f を三角状に変調するので、制御遅れ時間を容易に予測することが可能となる。そして、このような構成によれば、フィードフォワードによる遅れ補償を行い、モータ効率が悪化することを防止できる。

【 0 0 3 2 】

また、本発明の第 1 の実施形態となるインバータシステム 1 によれば、搬送波周波数生成部 9 が、三角状搬送波生成部 7 から入力された搬送波が最大値若しくは最小値であるかを判別し、搬送波が最大値若しくは最小値のピークである場合、搬送波の周波数 f の変化値 を変転させるので、搬送波の周期の途中で制御の周期が変化したために積分定数の再計算を行うことができず、電流制御の精度が悪化することを防止できる。また、搬送波の周期の途中で制御の周期が変化したために、制御遅れ補償を再計算することができず、電流制御の精度が悪化することを防止できる。

【実施例 2】

【 0 0 3 3 】

次に、図 6 を参照して、本発明の第 2 の実施形態となるインバータシステムの構成と動作について説明する。

【 0 0 3 4 】

上記第 1 の実施形態では、U相、V相、W相各相の正弦波指令値に対して P I D 制御を行ったが、一般に、マイクロコンピュータ等を利用して P I D 制御部をデジタル形態で実現する場合には、このような方法は P I D 制御の精度を悪くすることが知られている。そこで、本発明の第 2 の実施形態となるインバータシステム 2 1 は、図 6 に示すように、3相 d q 変換部 2 2 が、電流センサの検出値を d q 仮想軸上に変換し、P I D 制御部 6 は、d q 仮想軸上で P I D 制御を行う。そして、d q 3 相変換部 2 3 は、P I D 制御部 6 の出力値を U 相、V 相、W 相の 3 相軸上に逆変換した後に比較器に入力する。

【 0 0 3 5 】

以上の説明から明らかなように、本発明の第 2 の実施形態となるインバータシステムによれば、3相 d q 変換部 2 2 が、電流センサの検出値を d q 仮想軸上に変換し、P I D 制御部 6 は、d q 仮想軸上で P I D 制御を行う。これにより、d q 仮想軸上では電流指令値が直流になるので、P I D 制御を容易にデジタル形態で実現することができる。

【 0 0 3 6 】

10

20

30

40

50

また、本発明の第2の実施形態となるインバータシステムによれば、PID制御部6，三角状搬送波生成部7，搬送波周波数生成部9，3相dq変換部22，及びdq3相変換部23をデジタル形態で構成することが可能になるので、インバータシステムを安価に構成することができる。

【実施例3】

【0037】

次に、図7に示すように、本発明の第3の実施形態となるインバータシステムの構成について説明する。

【0038】

本発明の第3の実施形態となるインバータシステム31は、図7に示すように、dq3相変換部23に遅れ補償部32が設けられている点が上記第2の実施形態となるインバータシステム21の構成とは異なる。そして、この遅れ補償部32は、搬送波周波数生成部9が生成した搬送波の周波数fに基づいて制御遅れ時間を計算し、計算結果に基づいて電流指令値を補正する。

【0039】

以上の説明から明らかなように、本発明の第3の実施形態となるインバータシステム31によれば、遅れ補償部32が、搬送波の周波数fに基づいて制御遅れ時間を計算するので、制御遅れを精度良く補償し、モータ効率が悪化することを防止できる。

【0040】

以上、本発明者によってなされた発明を適用した実施の形態について説明したが、この実施の形態による本発明の開示の一部をなす論述及び図面により本発明は限定されることはない。例えば、上記実施形態では、電流指令生成部5は、正弦波状の電流指令値を生成したが、基本波に3次高調波を加えた波形や図8に示すような正弦波に三角波を加えた波形の電流指令値を生成してもよい。このような波形の電流指令値を用いることにより、電圧の利用効率を向上させることが可能となる。また、上記実施形態では、搬送波の周波数を三角状に変調したが、三角状と近似できる波形であればどのような波形に変調してもよい。具体的には、搬送波の周期を三角状に変調しても、その周波数は、第1次近似では三角状になるので、上述の実施形態と同様の技術的効果を得ることができる。なお、搬送波の周期を三角状に変調する処理は、具体的には図9のフローチャートに示す処理により行うことができる。すなわち、搬送波の周期tを1増数し(ステップS11)、周期tが所定の周期以上になるのに応じて(ステップS12)、周期tを1減数する(ステップS13)。そして、減数した周期tが0である場合、周期tの変化値が0以上であるか否かを判別し(ステップS15)、減数した周期tが0でない場合には、ステップS13の処理に戻る。ステップS15の処理の結果、周期tの変化値が0以上であると判別された場合、周期tが最大値maxに達しているか判別し(ステップS16)、周期tが最大値maxに達している場合、時刻tの変化値を変転させる(ステップS17)。一方、周期tの変化値が0以下である場合には、周期tが最小値minに達しているか否かを判別し(ステップS18)、周期tが最小値minに達している場合、周期tの変化値を変転させる(ステップS19)。そして、これらの処理により決定された変化値を現在の周期tに加算した後(ステップS20)、この処理を再びステップS11の処理に戻す。このように、上記実施の形態に基づいて当業者等によりなされる他の実施の形態、実施例及び運用技術等は全て本発明の範疇に含まれることは勿論であることを付け加えておく。

【図面の簡単な説明】

【0041】

【図1】本発明の第1の実施形態となるインバータシステムの構成を示す図である。

【図2】図1に示す搬送波周波数生成部による周波数制御処理の流れを示すフローチャート図である。

【図3】本願発明及び従来までのインバータシステムにおける搬送波の周波数の時間的変化を示す図である。

10

20

30

40

50

【図4】本願発明及び従来までのインバータシステムにおける搬送波の時間的変化を示す図である。

【図5】搬送波の周波数を固定、ランダム、及び三角状に変調させた際のモータ相電流のスペクトラムのシミュレーション波形である。

【図6】本発明の第2の実施形態となるインバータシステムの構成を示す図である。

【図7】本発明の第3の実施形態となるインバータシステムの構成を示す図である。

【図8】本発明の実施形態となる電流指令生成部が生成する電流指令値の応用例を示す波形図である。

【図9】搬送波の周期を三角状に変調する際の処理の流れを示すフローチャート図である。

10

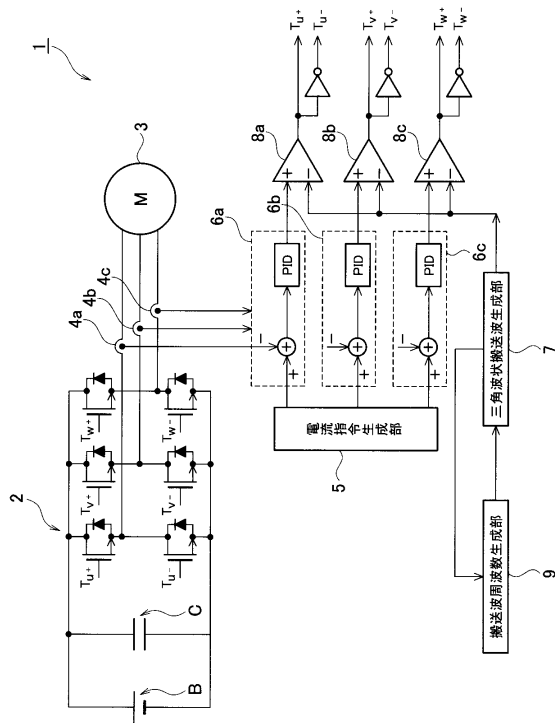
【符号の説明】

【0042】

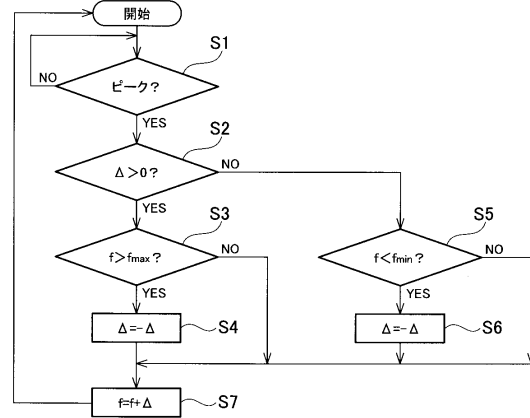
- 1, 21, 31 : インバータシステム
- 2 : PWMインバータ
- 3 : 3相ブラシレス直流モータ
- 4a, 4b, 4c : 電流センサ
- 5 : 電流指令生成部
- 6, 6a, 6b, 6c : PID制御部
- 7 : 三角波状搬送波生成部
- 8a, 8b, 8c : 比較器
- 9 : 搬送波周波数生成部
- 22 : 3相 dq変換部
- 23 : dq 3相変換部
- 32 : 遅れ補償部

20

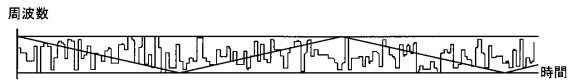
【図1】



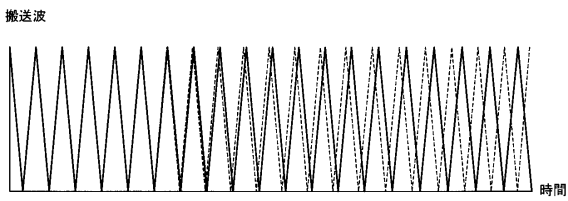
【図2】



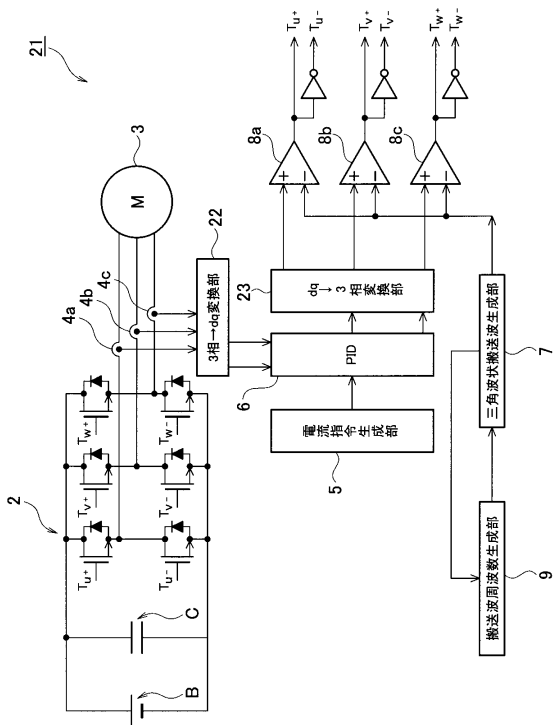
【 図 3 】



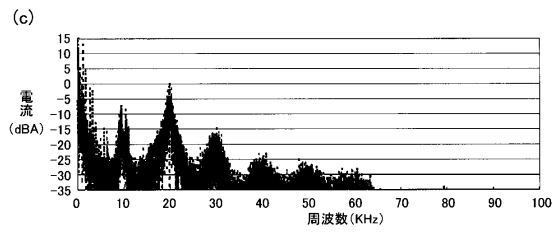
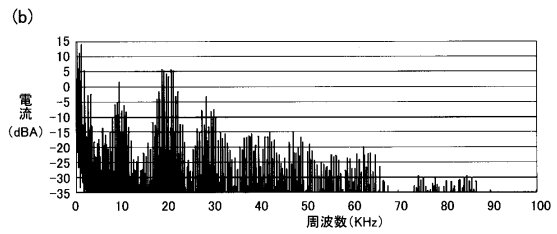
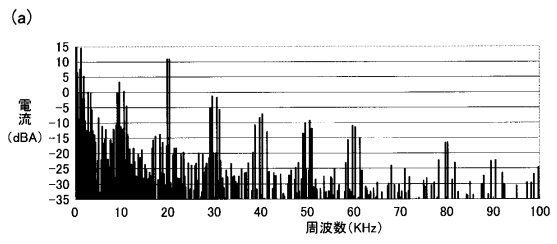
【 図 4 】



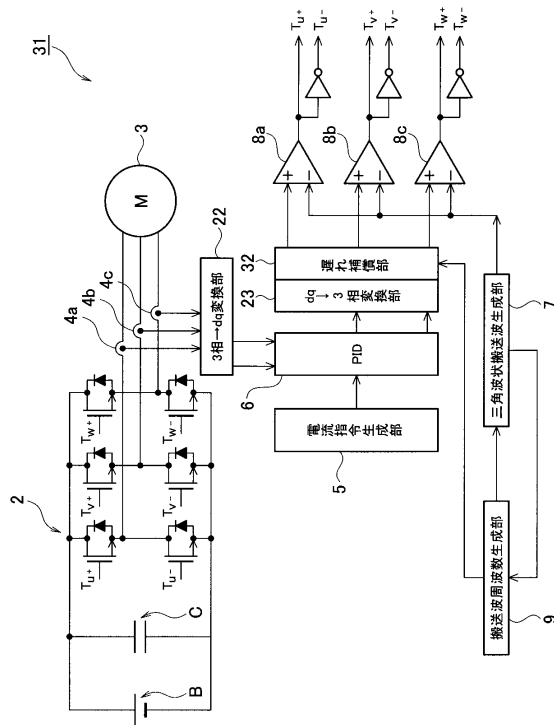
【 図 6 】



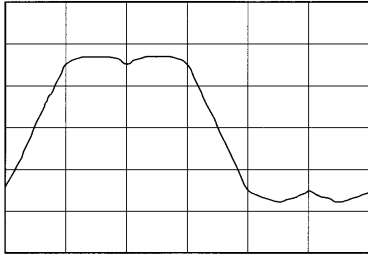
【 図 5 】



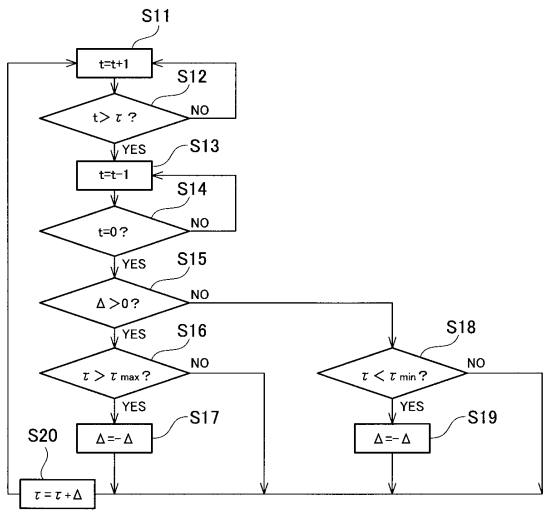
【 図 7 】



【 8 】



【 9 】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2000-184731(JP,A)
特開昭58-089070(JP,A)
特開昭63-077380(JP,A)
特開平07-227086(JP,A)
特開平03-052565(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/48
H02P 21/00
H02P 27/04