

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4732106号  
(P4732106)

(45) 発行日 平成23年7月27日(2011.7.27)

(24) 登録日 平成23年4月28日(2011.4.28)

(51) Int.Cl. F I  
H O 2 P 6/08 (2006.01) H O 2 P 6/02 3 7 1 E

請求項の数 10 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2005-289056 (P2005-289056)	(73) 特許権者	302062931 ルネサスエレクトロニクス株式会社
(22) 出願日	平成17年9月30日(2005.9.30)		神奈川県川崎市中原区下沼部1753番地
(65) 公開番号	特開2007-104768 (P2007-104768A)	(74) 代理人	100103894 弁理士 冢入 健
(43) 公開日	平成19年4月19日(2007.4.19)	(72) 発明者	坪田 正志 神奈川県川崎市中原区下沼部1753番地 NECエレクトロニクス株式会社内
審査請求日	平成20年7月14日(2008.7.14)	審査官	齋藤 健児
		(56) 参考文献	特開2004-210247(JP, A) ) 特開2004-177273(JP, A) ) 最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ制御装置及びモータ制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

センサからの出力に基づいてモータを制御するモータ制御装置であって、  
前記センサを励磁する励磁電源に基づく値が記憶された記憶部と、  
前記記憶部に記憶された値に応じたデューティ比を有するようにパルス幅変調されたPWM出力信号を出力するPWM出力部と、  
前記PWM出力部からのPWM出力信号が入力されるフィルタと、  
前記励磁電源の振幅に応じたデューティ比を有するようパルス幅変調する振幅調整用PWM出力部とを備え、

前記フィルタに入力される前記PWM出力信号は前記振幅調整用PWM出力部の出力信号により前記励磁電源の振幅を調整され、前記フィルタの出力に基づいて前記センサの励磁電源が供給されるモータ制御回路。

【請求項2】

前記モータを駆動する駆動信号を生成する駆動信号生成部をさらに備え、  
前記駆動信号生成部がクロック信号に応じて動作するカウンタを備え、  
前記カウンタのカウント値に基づいて、前記PWM出力部が前記PWM信号を出力する請求項1に記載のモータ制御装置。

【請求項3】

前記カウンタのカウント値と比較される値が格納されたレジスタをさらに備え、  
前記カウンタの値と前記レジスタに格納された値の比較結果によって、前記PWM出力

10

20

信号のデューティ比を変更する請求項 2 に記載のモータ制御装置。

【請求項 4】

センサからの出力に基づいてモータを制御するモータ制御方法であって、  
前記センサを励磁する励磁電源に基づく値を記憶し、  
前記記憶された値に応じたデューティ比を有する P W M 出力信号を出力し、  
前記励磁電源の振幅に応じて前記励磁電源の振幅を調整する振幅調整用 P W M 出力信号を出力し、  
前記振幅調整用 P W M 出力信号と前記 P W M 出力信号とに基づいて前記センサの励磁電源を生成するモータ制御方法。

【請求項 5】

カウンタのカウンタ値に基づいて、前記モータを駆動する駆動信号を生成し、  
前記カウンタのカウンタ値に基づいて、前記 P W M 出力信号が生成される請求項 4 に記載のモータ制御方法。

【請求項 6】

前記カウンタのカウンタ値とレジスタに格納された値とを比較し、  
前記比較した結果に応じて、P W M 出力信号のデューティ比を変更する請求項 5 に記載のモータ制御方法。

【請求項 7】

センサからの出力に基づいてモータを制御するモータ制御装置であって、  
前記センサを励磁するための励磁電源を生成する励磁電源生成部と、  
前記励磁電源生成部からの励磁電源に基づき前記センサから出力されるセンサ出力信号を受けて制御信号を生成するフィードバック制御部と、を備え、  
前記励磁電源生成部は、波形テーブルからのデータに基づいて励磁電源を生成する第 1 の P W M 出力回路と、前記第 1 の P W M 出力回路とは別に設けられ前記フィードバック制御部からの制御信号に基づいて P W M 信号を出力する第 2 の P W M 出力回路と、前記第 1 及び第 2 の P W M 出力を合成することによって振幅を変更する回路とを備えるモータ制御回路。

【請求項 8】

前記第 1 の P W M 出力回路は、モータ駆動用の駆動信号を生成する駆動信号生成部内に設けられたモータ用 P W M 出力回路によって構成されていることを特徴とする請求項 7 記載のモータ制御回路。

【請求項 9】

前記モータ用 P W M 出力回路に設けられたカウンタの所定ビットのキャリーを出力する手段と、前記波形テーブルからの値と前記カウンタの出力値とを比較し比較結果を出力するコンパレータと、前記キャリー出力と前記比較結果とから P W M 信号を生成する回路とを備えることを特徴とする請求項 8 記載のモータ制御回路。

【請求項 10】

前記振幅を変更する回路は E X - N O R 回路によって構成されていることを特徴とする請求項 7 記載のモータ制御回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明はモータを制御するモータ制御装置及びその制御方法に関し、特に詳しくはセンサを備えたモータを制御するモータ制御装置及びその制御方法に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、モータに関してリニアな回転が要求され、そのためモータを精度良く制御するための技術が注目されている。その中でも、モータの回転角及び回転速度を検出するためにセンサを用いる技術が注目されており、その中でも検出の手段にレゾルバを用いるものが注目されている。レゾルバは回転トランスの一種であり、ステータとロータとを備え、モ

10

20

30

40

50

ータの回転に応じて回転するロータの位置をステータからの出力により検出する。レゾルバには、通常、励磁電源を供給し、その励磁電源に基づき、ステータとロータとの位置に応じた信号がレゾルバから出力される。ステータは通常90°異なる位置に配置されるため、レゾルバからは、正弦波（sin波）と余弦波（cos波）で変調された2種類の出力信号が出力される。（詳細には、非特許文献1に記載されている）

【0003】

このような、レゾルバを用いた従来のモータ制御方法では、レゾルバからの正弦波及び余弦波出力信号、すなわちアナログ信号をR/Dコンバータ（レゾルバ/デジタルコンバータ）を用いてデジタル信号化している（例えば、特許文献1参照）。なお、レゾルバへの励磁電源は、データROMに記憶された正弦波のデジタルデータをDACによってアナログデータに変換し、当該アナログデータをLPFによってフィルタリング（積分）し、増幅することによって生成されている。

10

【0004】

特許文献1に記載されるように、R/Dコンバータから出力されたデジタル信号と予め定められた期待値とを比較してモータの回転位置を検出し、検出されたモータの回転位置に基づいて、モータを駆動するための駆動電流を制御し、モータの回転速度をフィードバック制御する。すなわち、レゾルバからの出力信号によって現在のモータ回転速度が所望の速度より速いことが検出された場合には、回転速度を遅くするように駆動電流を制御し、遅いことが検出された場合には、回転速度を速くするように駆動電流が制御される。

【0005】

20

このとき、レゾルバからの出力信号をサンプリングするタイミングは予め定められており、例えば、0度、90度、180度の3点をサンプリングしている。正弦波であれば、0度及び180度では、励磁用正弦波の振幅の中心値となり、90度の位置では、励磁用正弦波の振幅の最大値を示していることになる。したがって、励磁用正弦波の振幅の中心値及び振幅の最大値の期待値とレゾルバから出力された正弦波及び余弦波からサンプリングされた実測値とを比較してずれを検出し、駆動電流を制御することによってフィードバックがかかっている。

【0006】

【特許文献1】特開2004-301806号公報

【非特許文献1】ブラシレスサーボモータの基礎と応用 P P 7 2 - 7 4 昭和60年6月30日 発行 総合電子出版社 編著者 土手 康彦 木下 斌

30

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

しかしながら、レゾルバはモータの近傍に配置されるため、モータ自身の発生する熱や、モータによって制御される装置の熱、レゾルバからモータ制御装置に至る経路の配線、正弦波及び余弦波を増幅する増幅回路のデバイスばらつき又は、増幅回路へ供給される電源電圧のばらつきによって、正弦波及び余弦波の振幅が変わってしまうという問題が発生している。例えば、レゾルバからの正弦波の振幅が変わり小さくなってしまった場合には、小さくなった振幅が最大値となるため、ダイナミックレンジが小さくなるという問題が起こる。具体的には、レゾルバから出力される信号はアナログ信号のため、MCU内部で信号を処理するためにA/D変換が行われているが、A/D変換回路の分解能は、振幅が期待値となったときを想定して設定されているため、振幅が期待値の50%になってしまった場合、A/D変換回路の分解能が相対的に小さくなってしまふこととなり、モータ制御の精度が低下することとなる。

40

【0008】

さらに、レゾルバからの出力信号の振幅値と、あらかじめ設定された期待値とを比較してモータの角度を検出するような制御を行っている場合には、振幅値自身が変化してしまうことによって、モータの角度が誤って検出されるという問題も発生する。

【0009】

50

本発明はこのような問題点に鑑みてなされたものであり、精度の高い制御を行うことができるモータ制御装置及びモータの制御方法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】

【0010】

本発明にかかるモータ制御装置は、センサからの出力に基づいてモータを制御するモータ制御装置であって、前記センサを励磁する励磁電源に基づく値が記憶された記憶部と、前記記憶部に記憶された値に応じたデューティ比を有するようパルス幅変調されたPWM出力信号を出力するPWM出力部と、前記PWM出力部からのPWM出力信号が入力されるフィルタとを備え、前記フィルタからの出力に基づいて前記センサの励磁電源が供給されるものである。これにより、記憶部に記憶された値をアナログに変換するDACをPWMに置き換えることでコストダウンを図ることができる。よって、高性能のモータ制御装置を低コストで提供することができる。

10

【0011】

本発明にかかるモータ制御方法は、センサからの出力に基づいてモータを制御するモータ制御方法であって、前記センサを励磁する励磁電源に基づく値を記憶し、前記記憶された値に応じたデューティ比を有するPWM出力信号を出力し、前記PWM出力信号に基づいて前記センサを励磁する励磁電源を生成するものである。これにより、記憶部に記憶された値をアナログに変換するDACをPWMに置き換えることでコストダウンを図ることができる。よって、低コストで高性能のモータ制御方法を提供することができる。

【0012】

20

本発明にかかるモータ制御回路は、センサからの出力に基づいてモータを制御するモータ制御装置であって、前記センサを励磁するための励磁電源を生成する励磁電源生成部と、前記励磁電源生成部からの励磁電源に基づき前記センサから出力されるセンサ出力信号を受けて制御信号を生成するフィードバック制御部と、前記制御信号に基づいて前記センサに供給する励磁電源の振幅を制御することを特徴とする。これにより、精度の高い制御を行うことができる。

【発明の効果】

【0013】

本発明によれば、センサからの出力信号の振幅が所期の値となるようにフィードバックをかけているため、当該出力信号に基づくモータへの駆動信号の高い精度を有するモータ制御装置及びモータの制御方法を提供することができる。

30

【発明を実施するための最良の形態】

【0014】

以下に、本発明を適用可能な実施の形態が説明される。以下の説明は、本発明の実施形態を説明するものであり、本発明は以下の実施形態に限定されるものではない。説明の明確化のため、以下の記載は、適宜、省略及び簡略化がなされている。又、当業者であれば、以下の実施形態の各要素を、本発明の範囲において容易に変更、追加、変換することが可能であろう。尚、各図において同一の符号を付されたものは同様の要素を示しており、適宜、説明が省略される。

【0015】

40

図1は本実施の形態にかかるモータ制御システムの構成を示す図である。10はモータ制御装置であるマイコン(MCU: Micro Controller Unit)、11は駆動信号生成部、12は波形テーブル、13はD/A変換回路、14はフィルタ、15は増幅器、16はシフトレジスタ回路、17は励磁電源供給ライン、18はフィードバック制御部、20はモータ、21はレゾルバ、23はモータ駆動回路、24はセンサ、25は増幅器、26は増幅器、27は正弦波出力ライン、28は余弦波出力ライン、101はA/D変換回路である。

【0016】

まず、モータ制御システムの全体の動作について図1を用いて説明する。モータ制御システムはモータ20とモータ20を制御するMCU10と、MCU10からの駆動信号に

50

より駆動電流を生成するモータ駆動回路23と、モータ20の回転角を検出するためのセンサであるレゾルバ21とを備えている。

【0017】

MCU10は外部から入力される制御信号、例えば、駆動信号生成部11の目標値設定回路111に設定される目標値に基づいて、モータ20を駆動するための駆動信号を生成する。この駆動信号はモータ駆動回路23に入力される。モータ駆動回路23はMCU10からの駆動信号に基づいて、モータ20を駆動するための駆動電流を生成する。モータ20は例えば、三相モータであり、モータ駆動回路23からのU相、V相、W相の駆動電流により駆動される。レゾルバ21はモータの回転角に対応する出力信号を出力する。このレゾルバ21からの出力信号及び回転目標値が増幅器25、26を介してMCU10に

10

【0018】

例えば、外部から所定の回転数でモータ20を回転させるよう目標値設定回路111に目標値が供給されると、MCU10に設けられた駆動信号生成部11はその回転数でモータを回転させるように駆動信号を生成する。ここで、モータ20が3相のDCブラシレスモータである場合について説明する。この場合、駆動信号はu1相、u2相、v1相、v2相、w1相及びw2相の6つの信号からなる。なお、u2相、v2相、w2相はそれぞれu1相、v1相、w1相の逆相である。すなわち、u1相、v1相、w1相は正相側の

20

【0019】

ここで、MCU10はパルス幅変調(PWM:Pulse Width Modulation)によりモータ20の制御を行う。具体的は、駆動信号生成部11が、モータ駆動回路23に設けられた3相分のスイッチング回路のスイッチング周期(PWMパルス周期)をフィードバック制御部18からの制御信号に基づいて設定し、設定されたスイッチング周期の中でスイッチング回路のオン時間を変化させて制御する。すなわち、所定のPWMパルス周期の中でパルス幅を変化させて、各相のデューティ比を制御する。このデューティ比に応じて、モータ20の各相に印加される電圧が変化するため、モータに流れる

30

【0020】

波形テーブル12には、レゾルバ21への励磁電源を生成する元となる正弦波を所定のサンプリング周波数でサンプリングしたデジタル値が記憶されている。波形テーブル12に記憶された値を読み出し、カウント値と比較して所定幅のパルスを生成し、当該パルスをフィルタリング(積分)することにより、正弦波が生成される。そして、コンペア値を波形テーブル12に記憶された順番で変更して、レゾルバ21へ供給する励磁電源を生成する。励磁電源は、励磁電源供給ライン17を介してレゾルバ21に供給される

40

【0021】

図1に示すよう、MCU10からの駆動信号はモータ駆動回路23に入力される。モータ駆動回路23は、上記のように各相に対応して設けられたスイッチング回路を備えてお

50

り、u 1 相、u 2 相、v 1 相、v 2 相、w 1 相及びw 2 相の駆動信号に基づいてスイッチング回路をオンオフして、モータ 2 0 にU相、V相及びW相の駆動電流を出力し、モータ 2 0 はモータ駆動回路 2 3 からの駆動電流に基づいて回転する。

#### 【 0 0 2 2 】

レゾルバ 2 1 はモータ 2 0 の回転角を検出し、その回転角に基づいた信号を出力する。レゾルバ 2 1 には、通常、MCU 1 0 から励磁電源が供給され、その励磁電源及びロータの位置に応じた信号がレゾルバ 2 1 から出力される。ステータは 9 0 °異なる位置に配置されているため、レゾルバ 2 1 に設けられたステータからは、正弦波 ( s i n 波 ) と余弦波 ( c o s 波 ) で変調された 2 種類の信号が出力される。このレゾルバ 2 1 からの出力を正弦波出力と余弦波出力とする。正弦波出力と余弦波出力とはそれぞれ正弦波出力ライン 2 7 又は余弦波出力ライン 2 8 を通り、増幅器 2 5 又は増幅器 2 6 を介して MCU 1 0 に入力される。MCU 1 0 のフィードバック制御部 1 8 は正弦波出力及び余弦波出力とに基づいて、レゾルバ 2 1 のロータの回転角、すなわちモータ 2 0 の回転角を算出する。フィードバック制御部 1 8 は算出した回転角に応じて、モータの回転速度を調整するフィードバック制御を行うために制御信号を出力する。駆動信号生成部 1 1 は、所定の値の間をカウントアップしカウントダウンする動作を繰り返すアップ/ダウンカウンタ 1 1 2 とコンペアレジスタ 1 1 3 とを備え、コンペアレジスタ 1 1 3 にフィードバック制御部 1 8 からの制御信号及び目標値設定回路 1 1 1 に設定された目標値に应答して閾値がセットされることによって PWM 信号を生成する。

10

#### 【 0 0 2 3 】

レゾルバ 2 1 には、レベルシフト回路 1 6 からフィルタ 1 4 及び増幅器 1 5 を介して励磁電源が入力される。レゾルバ 2 1 に供給される励磁電源とレゾルバ 2 1 からの出力を図 3 を用いて説明する。図 3 ( a ) は励磁電源を示し、図 3 ( b ) は正弦波出力を示し、図 3 ( c ) は余弦波出力を示している。すなわち、励磁電源として、図 3 ( a ) に示すような正弦波をレゾルバ 2 1 に入力すると、正弦波出力は図 3 ( b ) に示す波形となり、余弦波出力は図 3 ( c ) に示す波形となる。

20

#### 【 0 0 2 4 】

ここで、レゾルバ 2 1 からの出力は励磁電源に基づいて生成される。すなわち、レゾルバ 2 1 は正弦波によって励磁されている。したがって、励磁電源を  $A \cdot \sin(t)$ 、正弦波出力を  $V_s$ 、余弦波出力を  $V_c$  とすると、それぞれの出力は以下のようになる。

30

$$V_s = A \cdot \sin(t + \theta) \cdot \sin \alpha \quad \dots (1)$$

$$V_c = A \cdot \sin(t + \theta) \cdot \cos \alpha \quad \dots (2)$$

ここで、 $A$  は励磁電源の振幅、 $\omega$  は励磁電源の周波数に対する角速度、 $\theta$  はレゾルバのロータの回転角である。 $\alpha$  は励磁電源とレゾルバ 2 1 の出力のオフセット、すなわち、励磁電源とレゾルバ 2 1 の出力との間のあらかじめ計算された遅延である。

#### 【 0 0 2 5 】

このように、レゾルバ 2 1 からの出力は励磁電源と回転角  $\theta$  との関数になっている。式 ( 1 ) 及び ( 2 ) に示したように、正弦波出力  $V_s$  及び余弦波出力  $V_c$  は  $A \cdot \sin(t + \theta)$  が包絡線となる。図 3 ( b ) において、この包絡線を実線で示している。また、図 3 ( b ) 及び図 3 ( c ) に示す点線は、回転角  $\theta$  が変わった場合の出力を示している。正弦波出力  $V_s$  及び余弦波出力  $V_c$  の位相は 9 0 °ずれている。したがって、正弦波出力  $V_s$  の二乗と余弦波出力  $V_c$  の二乗の和は  $A \cdot \sin(t + \theta)$  となり、励磁電源に基づくものとなる。例えば、ロータの回転角  $\theta$  が 9 0 °で一定のとき、正弦波出力  $V_s$  が  $A \cdot \sin(t + \theta)$  となる。すなわち、正弦波出力  $V_s$  では図 3 ( b ) に示す実線が出力となる。

40

#### 【 0 0 2 6 】

この場合の余弦波出力  $V_c$  は 0 となる。すなわち、余弦波出力  $V_c$  は、図 3 に示す横軸と一致した実線となる。一方、ロータの回転角  $\theta$  が 9 0 °で一定のとき、正弦波出力  $V_s$  が  $A \cdot \sin(t + \theta)$  となり、余弦波出力  $V_c$  が 0 となる。モータ 2 0 の駆動中は、回転角  $\theta$  が変化するため、正弦波出力  $V_s$  と余弦波出力  $V_c$  は、 $V_s^2 + V_c^2 = (A \cdot$

50

$\sin(t + \theta)^2$  の条件を満たしながら、ロータの回転角  $\theta$  に応じて変化する。この正弦波出力  $V_s$  と余弦波出力  $V_c$  を検出して、所定の演算を行なうことにより、レゾルバ 21 のロータの回転角を算出することができる。モータ 20 の回転に応じてレゾルバ 21 のロータが回転するため、レゾルバ 21 のロータの回転角によりモータ 20 の回転角を算出することができる。

#### 【0027】

従って、図 3 (b) 及び図 3 (c) に示すように、正弦波出力  $V_s$  と余弦波出力  $V_c$  とが変化する。ここで、図 3 (b) では、実線が  $\sin \theta = 1$  で一定の時、すなわち、 $\theta = 90^\circ$  のときの正弦波出力を示し、その他の点線は、 $\sin \theta = -1$ 、 $\pm 1/3$ 、 $\pm 2/3$  で一定の時の、正弦波出力  $V_s$  をそれぞれ示している。また、図 3 (c) では、実線が  $\cos \theta = 0$  で一定の時、すなわち、 $\theta = 90^\circ$  のときの余弦波出力  $V_c$  を示し、その他の点線は、 $\sin \theta = \pm 1$ 、 $\pm 1/3$ 、 $\pm 2/3$  で一定の時の、余弦波出力  $V_c$  をそれぞれ示している。なお、実際にモータが回転しているときは、 $\theta$  が変化しているため、その  $\theta$  に応じて出力が変化する。モータ 20 の回転に応じてレゾルバ 21 のロータが回転するため、レゾルバ 21 のロータの回転角によりモータ 20 の回転角を算出することができる。

#### 【0028】

フィードバック制御部 18 は上記の正弦波出力  $V_s$  及び余弦波出力  $V_c$  を A/D 変換回路 101 にてデジタル値に変換した値に基づいてモータの回転角を算出する。例えば、フィードバック制御部 18 は、A/D 変換後の正弦波出力  $V_s$  及び余弦波出力  $V_c$  を所定のサンプリングポイント S でサンプリングする。このサンプリングポイント S として、本実施の形態では、例えば、図 3 (b) 及び (c) に示す励磁電源の最大変化する点である  $90^\circ$  及び  $270^\circ$  が設定されている。この場合、 $(t + \theta)$  が  $90^\circ$ 、 $270^\circ$  となるタイミングでの正弦波出力及び余弦波出力をサンプリングするよう、サンプリング周波数を設定する。

#### 【0029】

具体的には、図 3 (b) 及び図 3 (c) に示すように、励磁電源とレゾルバ 21 の出力の遅延  $\tau$  を考慮したタイミングで  $90^\circ$  及び  $270^\circ$  のポイントでサンプリングが行なわれ、 $V_s$  と  $V_c$  とを求める。次に、 $V_s$  と  $V_c$  の商、すなわち、 $V_s / V_c$  を演算することによって、 $V_s / V_c = \tan \theta$  から、 $\theta$  を算出することができる。そして、フィードバック制御部 18 は算出したモータ 20 の回転角  $\theta$  に基づいて駆動信号生成部 11 に制御信号を送信する。

#### 【0030】

駆動信号生成部 11 は、フィードバック制御部 18 からの制御信号及び目標値設定回路 111 に設定された目標値に基づいてフィードバック制御を行う。具体的には、駆動信号生成部 11 は、モータの回転角が想定された回転角度に達していない場合、回転速度を上げるように制御し、モータの回転角が想定された回転角度を越している場合、回転速度を下げるように制御する。このフィードバック制御は上記の駆動信号を形成するためのコンペアレジスタ 113 に設定されるコンペア値を変化させることにより実行される。

#### 【0031】

このように、駆動信号生成部 11 は、フィードバック制御部 18 からの制御信号及び目標値設定回路 111 に設定された目標値に応じた値をコンペア値として、コンペアレジスタ 113 に記憶し、記憶されたコンペア値とカウンタ 112 のカウンタ値とを比較することにより、パルス幅を変化させ、駆動電流を制御している。

#### 【0032】

なお、上述の説明では、レゾルバ 21 に設けられたステータを  $90^\circ$  ずれて配置しているため、レゾルバ 21 の出力は正弦波と余弦波出力が出力されるが、本発明はこの構成に限るものではない。

#### 【0033】

第 1 の実施の形態では、フィードバック制御部 18 内にレゾルバ 21 からの出力信号の

10

20

30

40

50

振幅期待値を保持する振幅期待値保持回路 181 を備え、当該出力信号の最大振幅値と比較している。比較の結果、レゾルバ 21 からの出力信号の最大振幅値が振幅期待値よりも小さかった場合、その差分に応じてレベルシフト回路 16 にて、レベルシフトを行い、励磁電源の振幅を差分に応じて大きくなるように制御する。逆にレゾルバからの出力信号の振幅値が振幅期待値よりも大きかった場合にも同様に、振幅期待値と出力信号の振幅値の差分に応じて小さくなるようにレベルシフト回路 16 を制御し、A/D変換回路 101 の分解能を十分に生かせる振幅となるようフィードバックをかける。なお、レベルシフトを行う手段としては、出力バッファに供給する電源電圧を差分に応じて大きくする方法等いろいろあるため、ここでは詳述しない。

#### 【0034】

このように、レゾルバ 21 からの出力信号の振幅と振幅期待値に基づいて励磁電源の振幅を制御することによって、フィードバック制御部 18 内に設けられた A/D変換回路の分解能を十分に活用することができ、ダイナミックレンジを大きくすることができるためモータ制御の精度を向上させることが可能となる。

#### 【0035】

本発明の第 2 の実施の形態にかかるモータ制御システムの構成を図 2 に示す。なお、図 1 と同じ参照番号を用いているブロックについては、既に説明済みのため説明を省略する。第 1 の実施の形態と異なる部分は、D/A変換回路 13 の代わりに PWM出力回路 19 が設けられている点であり、PWM出力回路 19 は、カウンタ 31、コンペアレジスタ 32 を備えている。

#### 【0036】

第 2 の実施の形態では、上記のレゾルバ 21 に供給する励磁電源を PWM出力回路 19 からの出力に基づいて生成している。PWM出力回路 19 はカウンタ 31 とコンペアレジスタ 32 とを備えている。カウンタ 31 は、例えば、駆動信号生成部 11 に設けられたカウンタ 112 と同様のアップダウンカウンタであり、外部から入力されたクロック又は M C U 10 の内部で生成されたクロックの周波数に応じて、カウンタ値をアップダウンする。具体的には、三角波を生成するため、所定値までのアップカウントとその所定値からのダウンカウントを繰り返し行なう。カウンタ 31 には、例えば、アップカウントとダウンカウントとの組み合わせで構成するもの、あるいはアップカウント動作とダウンカウント動作とが切り替えられる構成のものを用いることができる。

#### 【0037】

コンペアレジスタ 32 は波形テーブル 12 に記憶された値を格納し、カウンタ 31 との値と比較する。波形テーブル 12 には、励磁電源に基づく波形を所定のサンプリング周波数でサンプリングした値が順番に記憶されている。コンペアレジスタ 32 には波形テーブル 12 に記憶された値が一定の時間間隔で 1 つずつ順番に格納されていく。ここで、波形テーブル 12 は例えば、ROMやRAMなどのメモリ又はレジスタにより構成することができる。波形テーブル 12 がメモリによって構成される場合、波形テーブル 12 と PWM出力回路 19 との間の転送は DMA (ダイレクト・メモリ・アクセス) により実行される。そして、M C U 10 に設けられたタイマにより、メモリの読み出しアドレスが指定される。これにより、M C U 10 に設けられた CPU の負荷を軽減することができる。また、波形テーブル 12 としてレジスタを用いる場合、M C U 10 に設けられたタイマの一部とすることも可能である。そして、タイマにより指定されたタイミング、すなわち PWMパルス周期でコンペアレジスタ 32 に波形テーブル 12 の値が転送される。そして、コンペアレジスタ 32 は波形テーブル 12 のうちの一つの値を格納する。この場合、バスラインを専有することがないため、バスラインへの負荷を軽減することができる。

#### 【0038】

コンペアレジスタ 32 は、この波形テーブル 12 から読み出された値とカウンタ 31 のカウンタ値とを比較する。そして、カウンタ 31 のカウンタ値が波形テーブル 12 の値と一致したタイミングに基づいてパルス幅を設定する。具体的にはカウントアップ中に波形テーブル 12 の値と等しくなるタイミングとカウントダウン中に波形テーブル 12 の値と

10

20

30

40

50



等しくなるタイミングとの間の時間によりパルス幅が決定される。そして、波形テーブル 12 から転送された順番に上記の比較を繰り返し行い、パルス幅変調を行なう。PWM 出力回路 19 はこのようにしてパルス幅変調された信号を PWM 出力信号としてフィルタ 14 に出力する。

#### 【0039】

なお、カウンタ 31 はアップカウンタでもよく、あるいはダウンカウンタでもよい。アップカウンタを用いた場合、アップカウンタのカウント値とコンペア値との比較を行なってパルス幅を設定する。例えば、カウント値が 0 のタイミングとコンペア値と一致したタイミングとに基づいてパルス幅を設定する。ダウンカウンタを用いた場合も同様に、ダウンカウンタのカウント値とコンペア値との比較結果により、パルス幅を設定する。

10

#### 【0040】

フィルタ 14 は、PWM 出力信号を波形整形して、正弦波を出力する。フィルタ 14 は例えば、ローパスフィルタ (LPF) であり、PWM 出力信号の波形を正弦波に変換することができる。このフィルタ 14 では、PWM 出力信号のハイレベルの粗密により正弦波が生成される。すなわち、PWM 出力信号のデューティ比が高い位相すなわち、オンパルスの幅が長くなる位相では、励磁電源の電圧が高くなり、デューティ比が低い位相、すなわち、オンパルスの幅が短くなる位相では、励磁電源の電圧が低くなる。これにより、励磁電源が正弦波となる。このフィルタ 14 からの出力を増幅器 15 で増幅して、正弦波の励磁電源を生成し、レゾルバ 21 に供給する。また、フィルタ 14 にコンデンサを介して AC 化された信号を使用して増幅してもよい。

20

#### 【0041】

このように、PWM 出力を使用して、励磁電源を生成することにより、論理回路のみで励磁電源の生成を実現することができ、MCU 10 のチップサイズを小さくすることができる。すなわち、波形テーブル 12 に記憶された値をアナログに変換する DAC が不要となる。よって、アナログ素子である高抵抗素子を MCU 10 に形成する必要がなくなるため、回路規模を小さくすることができる。これにより、生産性を向上することができ、コストダウンを図ることができる。すなわち、簡易な構成で正確に励磁電源を供給することができるため、精度よくフィードバック制御を行うことができる。これにより、高性能のモータ制御装置を低コストで提供することができる。

#### 【0042】

上述の第 2 の実施の形態では PWM 出力回路を用いて励磁電源を生成していたが、その出力の振幅を変更する必要があるためレベルシフトするための回路構成が必要となっている。したがって、レベルシフト回路を用いずに振幅を変更する第 3 の実施の形態について以下に説明する。

30

#### 【0043】

この励磁電源の振幅を調整するための構成について図 4 を用いて詳細に説明する。図 4 ではモータ制御装置の一部の構成のみを示しており、図 1 及び図 2 で示した構成と同様の構成については、説明を省略する。図 4 に示すように励磁電源の振幅を調整するため、第 1 の PWM 出力回路 19 に加えて、第 2 の PWM 出力回路 41 と比較回路と EX-OR 回路 42 が MCU 10 内に設けられている。

40

#### 【0044】

波形テーブル 12 と第 1 の PWM 出力回路 19 は上述の構成と同様の構成であり、同様の処理を行なう。第 2 の PWM 出力回路 41 は一定の周期のパルスを出力し、そのパルスのデューティ比がフィードバック制御部 18 からの制御信号に基づいて変更される。すなわち、第 2 の PWM 出力回路 41 はレゾルバ出力の振幅に応じたデューティ比の第 2 PWM 出力信号を出力する。ここで、第 2 の PWM 出力回路 41 が出力するパルスの周波数は、第 1 の PWM 出力回路 19 が出力するパルスの周波数よりも高く設定されているものとする。

#### 【0045】

次に、第 1 の PWM 出力回路 19 からの第 1 の PWM 出力信号と第 2 の PWM 出力回路

50

4 1 からの第 2 の P W M 出力信号は E X - O R 回路 4 2 に入力される。E X - O R 回路 4 2 からの出力はフィルタ 1 4 に入力される。フィルタ 1 4 により正弦波に波形整形された信号は、増幅器 1 5 によって増幅され、励磁電源としてレゾルバ 2 1 に出力される。

【 0 0 4 6 】

この構成では、第 1 の P W M 出力回路 1 9 からの P W M 出力信号の振幅を調整することができる。すなわち、第 1 の P W M 出力信号に対して、周期の短い、すなわち周波数の高い第 2 の P W M 出力信号と E X - O R を取ることによって、第 2 の P W M 出力信号からの出力信号のデューティ比が大きい場合には、第 1 の P W M 出力回路 1 9 からの P W M 出力信号の振幅を増加させ、第 2 の P W M 出力信号からの出力信号のデューティ比が小さい場合には、第 1 の P W M 出力回路 1 9 からの P W M 出力信号の振幅を減少させるように機能する。

10

【 0 0 4 7 】

このように励磁電源の振幅調整用の P W M 出力回路 4 1 を設けることにより、容易に振幅調整を行うことができる。これにより、増幅器 2 5 や増幅器 2 6 の特性のばらつきやレゾルバ 2 1 の環境の変化があった場合でも、レゾルバ 2 1 により回転角及び回転速度を正確に検出することができる。なお、上記の説明では第 1 の P W M 出力回路 1 9 及び第 2 の P W M 出力回路 4 1 の出力は E X - O R 回路 4 2 に入力されたが、E X - N O R 回路に入力されてもよい。このような構成を用いることにより、第 1 の P W M 出力回路 1 9 の出力波形を変化させずに、その振幅のみを調整することができる。なお、第 2 の P W M 出力回路 4 1 のカウンタ周期は第 1 の P W M 出力回路 1 9 のカウンタ周期よりも短くすることが

20

【 0 0 4 8 】

上述の第 3 の実施の形態では、励磁電源を生成するために専用のカウンタ 3 1 を用いているが、駆動信号生成部 1 1 内部に有るカウンタ 1 1 を共通使用することによって、専用のカウンタ 3 1 を削減するものについて図 5 及び図 6 を用いて説明する。図 5 及び図 6 は、P W M 出力回路 1 9 1 と駆動信号生成部 1 1 4 とでカウンタを共用するための構成を示す図であり、M C U 1 0 の一部の構成を示している。本例では、励磁電源を生成するブロックは、駆動信号生成部 1 1 4 内のカウンタ 1 1 2、コンパレータ 5 2、波形テーブル 1 2 から読み出された値を保持するコンペアレジスタ 3 2、及びコンパレータ 5 2 及びカウンタ 1 1 2 からの信号をそれぞれリセット端子 R、セット端子 S に受けるフリップフロップ 5 3 とから構成され、フリップフロップ 5 3 の出力は E X - N O R 回路 4 2 の一端に供給される。

30

【 0 0 4 9 】

カウンタ 1 1 2 は上述の駆動信号生成部 1 1 4 に設けられたカウンタである。ここで、カウンタ 1 1 2 は、例えば、1 6 ビットのアップカウンタを用いることができる。すなわち、駆動信号生成部 1 1 4 ではクロック周波数に応じたカウント周期で 1 6 ビットのカウンタがカウントアップされる。一般に、励磁電源の P W M パルス周期は駆動信号の P W M パルス周期より短い。すなわち、励磁電源の第 P W M 出力回路 1 9 のカウンタのカウント数は駆動信号生成部 1 1 4 のカウンタのカウント数よりも少ない。したがって、P W M 出力回路 1 9 1 用のカウンタとして、下位 7 ビットを利用する。

40

【 0 0 5 0 】

以下、動作について説明する。上述の形態と同様に、コンペアレジスタ 3 2 には、波形テーブル 1 2 から正弦波のデータが読み出されてセットされ、コンパレータ 5 2 によりカウンタ 1 1 2 の下位 7 ビットの値がコンペアレジスタ 3 2 の値と比較される。このコンパレータ 5 2 から出力される比較結果（一致信号）によりフリップフロップ 5 3 がリセットされ、カウンタ 1 1 2 の 7 ビット目のキャリー信号によってフリップフロップ 5 3 をセットする。これによって、波形テーブルから読み出された正弦波のデータに基づいて、データの値に基づいたデューティ比を有する P W M 信号が生成される。このようにして、励磁電源の P W M パルス周期が駆動信号の P W M パルス周期と異なる場合でも、1 つのカウンタで駆動信号用と励磁電源用の 2 つの P W M 出力信号を得ることができる。よって、駆動

50

信号と励磁電源とでカウンタを共有することができ、回路規模をより小さくすることができ、コストダウンを図ることができる。

【 0 0 5 1 】

なお、上述の説明ではカウンタを16ビットカウンタと7ビットカウンタとして説明したが、これに限るものではない。ビット数の多いカウンタの下位ビットを利用することにより、カウンタを共有することができる。また、カウンタはアップカウンタに限らず、ダウンカウンタを用いることも可能である。

【 0 0 5 2 】

各実施の形態において、PWM出力回路19に用いるカウンタがアップダウンカウンタであるものについて説明したが、カウンタは、アップカウンタ又はダウンカウンタであっても良い。また、モータの回転角を検出するセンサとしてレゾルバを例にして説明したが、励磁電源が供給され、当該励磁電源に応じて回転角を検出するための信号を出力するセンサであれば良い。

10

【 0 0 5 3 】

また、レベルシフト回路によってD/A変換回路又はPWM出力回路の出力をレベルシフトし振幅を変えるものについて説明したが、D/A変換回路又はPWM出力回路の出力信号の振幅を変えるものであればレベルシフト回路以外を用いてもよい。また、波形テーブルからDMA転送でD/A変換回路又はPWM出力回路にコンペア値を設定するものについて説明したが、DMA転送を用いずに専用のデータ転送バスを用いてもよい。

【 0 0 5 4 】

また、励磁電源として正弦波を供給するものについて説明したが、正弦波以外の波形を励磁電源として供給するものであっても良い。

20

【 0 0 5 5 】

また、フィードバック制御部からの制御信号に応じて励磁電源の振幅を調整するものについて説明したが、MCU外部に設けられレゾルバへの励磁電源供給経路に設けられた増幅回路16又はMCU外部に設けられレゾルバからの出力経路に設けられた増幅器25、26の振幅を制御信号に基づいて変化させても良い。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 5 6 】

【 図 1 】 本発明の第1の実施の形態にかかるモータ制御装置が用いられたモータ制御システムの構成を示す図である。

30

【 図 2 】 本発明の第2の実施の形態にかかるモータ制御装置が用いられたモータ制御システムの構成を示す図である。

【 図 3 】 レゾルバの励磁電源とレゾルバの出力の波形を示す図である。

【 図 4 】 本発明の第3の実施の形態にかかるモータ制御装置において、励磁電源の振幅を調整するための構成を示す図である。

【 図 5 】 本発明の第4の実施の形態にかかるモータ制御装置においてカウンタを共有するための構成を示す図である。

【 図 6 】 本発明の第4の実施の形態にかかるモータ制御装置のPWM出力回路のブロック図である。

40

【 符号の説明 】

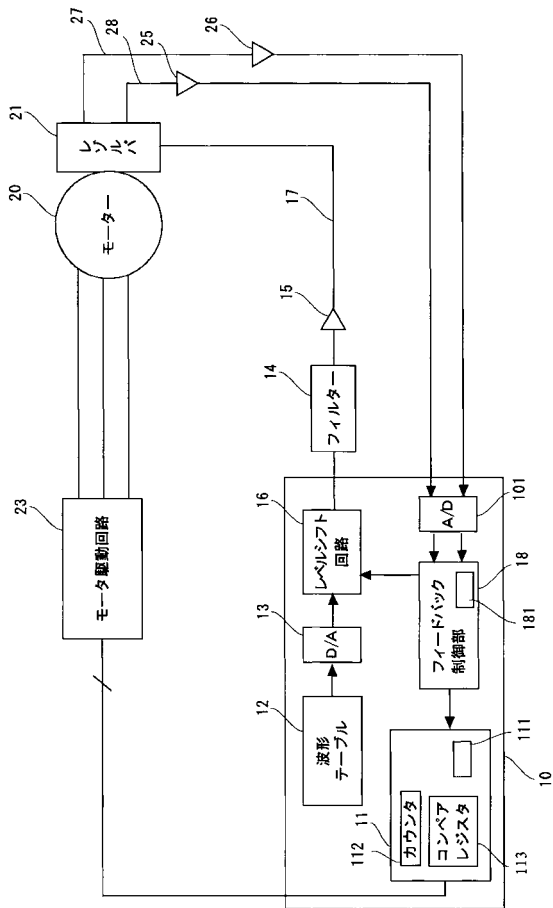
【 0 0 5 7 】

- 10 MCU、11 駆動信号生成部、12 波形テーブル、13 モータ駆動回路、
- 14 フィルタ、15 増幅器、16 レベルシフト回路、17 励磁電源供給ライン
- 18 フィードバック制御部、19 第1のPWM出力回路、20 モータ、
- 21 レゾルバ、23 モータ駆動回路、25 増幅器、26 増幅器、
- 27 正弦波出力ライン、28 余弦波出力ライン、31 カウンタ、
- 32 コンペアレジスタ、41 第2のPWM出力回路、42 EX-OR回路
- 51 カウンタ、52 コンペアレジスタ、101 A/D変換回路、
- 111 目標値設定回路、112 カウンタ、113 コンペアレジスタ、

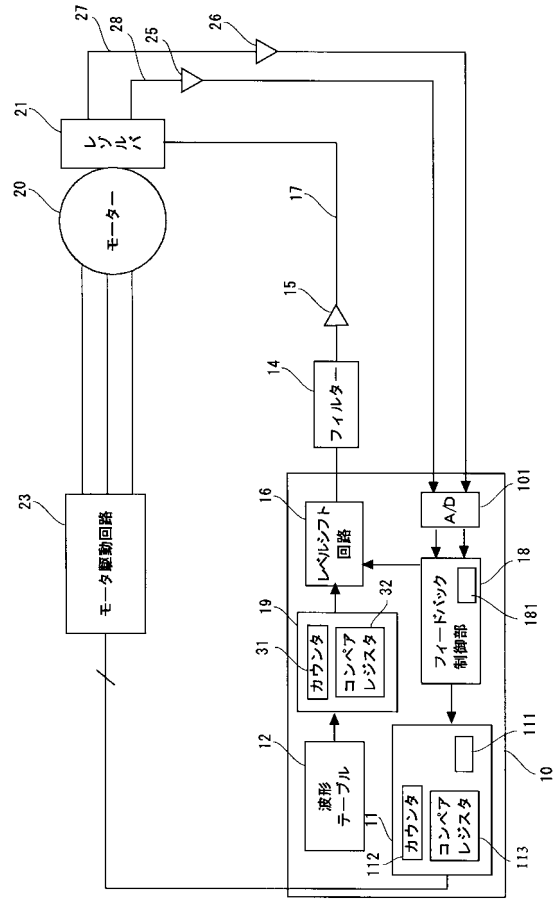
50

- 1 1 4 駆動信号生成部、1 8 1 期待値設定回路
- 1 9 1 第1のPWM出力回路(カウンタなし)、

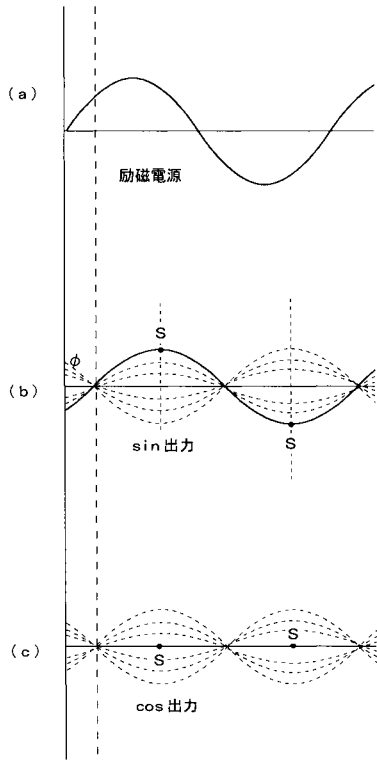
【図1】



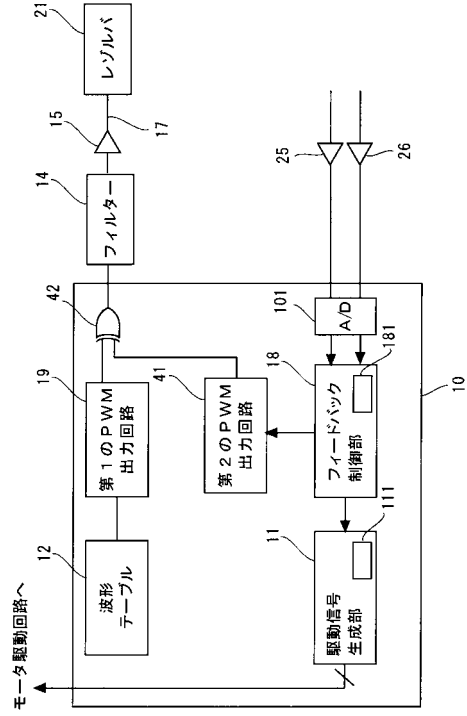
【図2】



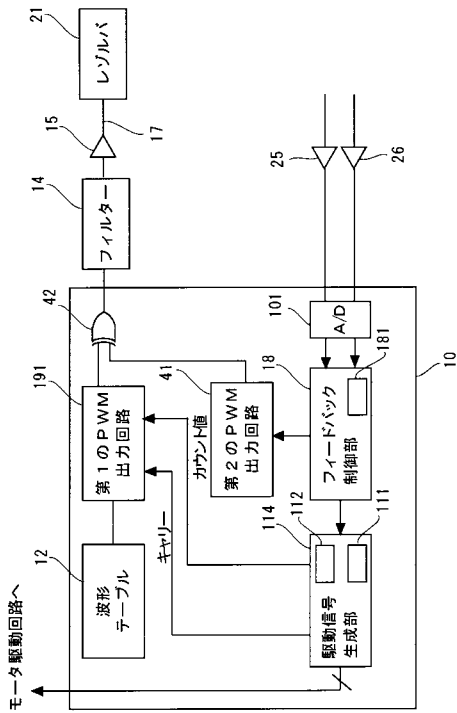
【図3】



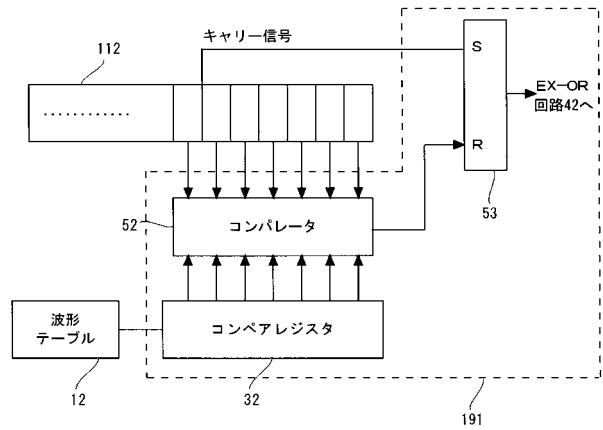
【図4】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

(58)調査した分野(Int.Cl. , DB名)

H02P 6/08