

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

入力電圧をモータに供給するための電源回路と、前記モータに流れる電流を定電流値となるよう制御する定電流駆動回路とを有するモータ駆動装置において、

前記定電流駆動回路が有する電流検出手段で検出された電流値と指令された定電流値とを比較して、比較結果に基づいて前記モータに流れる電流を制御する制御信号を発生する信号発生手段と、

前記信号発生手段から発生した制御信号を受けて、前記制御信号に同期して前記入力電圧を変化させて前記モータに供給する可変電源回路とを有することを特徴とするモータ駆動装置。

10

【請求項 2】

前記可変電源回路は、前記制御信号に同期して前記入力電圧を昇圧して前記モータに供給する昇圧電源回路を含むことを特徴とする請求項 1 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 3】

前記制御信号は、前記比較結果の電圧レベルでパルス幅変調されたパルス信号であることを特徴とする請求項 1 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 4】

前記制御信号を遅延させて前記定電流駆動回路の制御を行なうマスク回路を更に有することを特徴とする請求項 1 に記載のモータ駆動装置。

20

【請求項 5】

前記モータは、ステッピングであって、

前記ステッピングモータの回転方向と回転速度を制御する信号を発生するための相励磁パターン生成回路を更に有することを特徴とする請求項 1 乃至 4 の何れか 1 項に記載のモータ駆動装置。

【請求項 6】

前記可変電源回路を、前記ステッピングモータの各励磁相ごとに有することを特徴とする請求項 5 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 7】

前記相励磁パターン生成回路は、前記ステッピングモータの回転速度を示す定電流値を指令する電流指令手段を有することを特徴とする請求項 5 に記載のモータ駆動装置。

30

【請求項 8】

画像形成装置における負荷を駆動させるためのステッピングモータを駆動するモータ駆動装置であって、

ステッピングモータの各相の巻線へ供給された電流を検出する電流検出手段と、

前記電流検出手段により検出された巻線電流が所定の電流値となるように、電流値を指令するための電流指令手段と、

前記電流検出手段により検出された巻線電流と前記電流指令手段により指令された電流値との差を検出するための比較手段と、

前記比較手段により検出された巻線電流の差に応じて、前記各相の巻線へ供給される電流のオン/オフデューティ比を決定する P W M 制御手段と、

40

前記 P W M 制御手段から出力される P W M 信号に基づき、第 1 の半導体スイッチ素子をオン/オフ制御することで巻線電流を定電流制御する定電流制御手段と、

前記定電流制御手段に直列に接続されたコイルおよび半導体整流素子と、前記コイルおよび半導体整流素子の間に並列に接続された第 2 の半導体スイッチ素子と、コンデンサとからなる電源供給手段とを有し、

前記定電流制御を行うための P W M 制御手段により生成される前記 P W M 信号を、前記電源供給手段の第 2 の半導体スイッチ素子のオン/オフ制御を行う信号とし、

前記電源供給手段の構成要素であるコイルおよびコンデンサにより決定される回路時定数を、前記ステッピングモータの巻線と第 1 の半導体スイッチ素子および回路抵抗の総和による抵抗分との回路時定数の $1/2$ 以下とすることを特徴とするモータ駆動装置。

50

【請求項 9】

前記 P W M 制御手段は、前記電流指令手段が指令した電流値と前記電流検出手段が検出した巻線電流の検出値とを前記比較手段により比較した結果の差に基づいて、前記 P W M 信号を最小のオフ期間で生成するように制御し、

前記定電流制御手段は、前記最小のオフ期間をマスクする手段を含んでスイッチング周期における 1 0 0 % の導通を可能とし、

前記電源供給手段へ供給される前記 P W M 信号は、前記定電流制御手段における励磁相ごとに生成された前記 P W M 信号の論理和により生成されることを特徴とする請求項 8 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 1 0】

前記電源供給手段は励磁相ごとに設けられ、それぞれの電源供給手段へ供給される前記 P W M 信号を、前記定電流制御手段における励磁相ごとの定電流制御の P W M 信号とすることを特徴とする請求項 8 または 9 に記載のモータ駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明はモータ駆動装置、特にステッピングモータを低損失で振動・騒音を抑制しながら駆動するモータ駆動装置に関する。

【背景技術】

【0 0 0 2】

複写機等における紙搬送用駆動源の位置決め制御に、ステッピングモータが利用されている。ステッピングモータは、フィードバックする必要が無いオープンループ制御で駆動することが可能なため多用されている。

【0 0 0 3】

そのステッピングモータの駆動方式としては、主に、

(1) 1 相励磁方式、(2) 2 相励磁方式、(3) 1 - 2 相励磁方式、(4) u S T E P (マイクロステップ) 駆動方式が知られている。

【0 0 0 4】

また、利用用途に応じてステッピングモータの種類も使い分けられることが多く、その場合は下記のような選択となることが多い。

・ P M (permanent magnet / 永久磁石) 型： 速度範囲が狭く、トルク範囲も大きい用途

・ ハイブリット型： 速度範囲が広く、トルク範囲も大きい用途

上記いずれのモータ構造を持つステッピングモータにおいても、モータ巻線のインダクタンス分による電流変化抑制と、駆動速度に応じた逆起電圧発生による電流入力制限が作用するため、モータの出力トルク特性は駆動範囲内で常に変化する。

【0 0 0 5】

このような特性をもつステッピングモータにおいて、安定した出力トルクが得られる制御方法として、励磁する相（もしくは巻線）に流れる電流を一定とする定電流制御駆動回路が一般的に用いられている。

【0 0 0 6】

この定電流制御方式の回路構成としては、一般的（たとえば非特許文献 1 参照）に、図 1 5 に示すように、相励磁パターン生成回路 3 0 0 と定電流制御回路 2 0 2 とで構成される。相励磁パターン生成回路 3 0 0 は、ステッピングモータの回転方向と回転速度に対応して入力された駆動パルス信号に従い上記(1)～(3)に応じて各相（ A , A * , B , B * ）のオン / オフシーケンスを生成する。一方、定電流制御回路 2 0 2 は、オン / オフシーケンスにより規定された各相（ A , A * , B , B * ）のオン期間において、ステッピングモータの巻線電流を一定電流に制御する。

【0 0 0 7】

この定電流制御回路 2 0 2 では、ステッピングモータ 1 0 0 の各巻線 L A / L A * / L

10

20

30

40

50

B / L B * に流れる電流 $i_a + i_a^*$ 、 $i_b + i_b^*$ を、電流検出回路 203 A / 203 B で検出する。そして、各相の電流が規定の電流値となるように設定された電流設定回路 201 A / 201 B と、電流検出部 203 A / 203 B による検出値とにより、PWM 制御 202 A / 202 B でオン・オフ比率を制御された PWM 信号が生成される。これらの PWM 信号と前記励磁相信号 A, A*, B, B* のそれぞれの論理積をとったものを、各巻線に接続された半導体スイッチング素子 SW_A・SW_A*・SW_B・SW_B* の駆動信号とする。それで、所定の駆動期間内に流れる各巻線の電流をほぼ一定値となるように制御される。

【0008】

なお、(4) u S T E P 駆動は、モータの構造により規定される基本ステップ角（2相：1.8度、5相：0.72度等）を、各巻線 L A / L A * / L B / L B * の電流比率を制御することで、1/4, 1/8... というように細分化を図る駆動方式である。1/4 u S T E P 時の各巻線の電流指令値を、図16に示す。図16に示すような電流指令値、を定電流駆動回路である図15の定電流指令値としてA相・B相に対して設定することで制御される。この電流比率は正弦関数から決定されており、細分化していくことで巻線に流れる電流波形は正弦波状に制御されることになる。

【0009】

前述したようにステッピングモータはオープンループ制御で利用できる反面、モータの出力トルク以上の負荷変動が生じた場合には、脱調とよばれる指令値との同期はずれによるモータ停止状態になるという欠点も併せ持っている。これを回避するための一般的な手法として、例えば図13に示すように負荷をある加減速パターンで駆動する場合に必要なトルクに対して、モータ出力トルク範囲に図14のようにトルクマージン（通常必要トルクに対し1.5～2倍）を設ける。つまり、脱調しないモータ出力トルクとなるように電流設定を行う。

【0010】

ここで、前述したモータ駆動速度により発生する逆起電圧要因でモータ巻線への電流制限が生じる領域は、図18に示すようにモータ出力トルクの傾きが大きくなる領域（以下定電圧駆動領域）となる。ここで分かるように、負荷駆動範囲がこの定電圧駆動領域にまで及ぶ場合には、駆動開始時を含む低速駆動領域におけるトルクマージンと、定電圧駆動領域でのトルクマージンとでは大きな差が生じることになる。結果として、このトルクマージンの大きさが駆動時に発生する振動を増加させることになるという欠点を備えている。

【0011】

つまり、駆動範囲が広い負荷を駆動する場合には、脱調防止を目的としてマージンを大きくすればするほど振動発生を助長することになる。この低速駆動領域におけるモータのステップ駆動動作による振動を抑制する手法としては、前述した駆動方式(4)の μ S T E P 駆動方式が有効な手段として一般的に利用されている。

【0012】

この u S T E P 駆動によるモータ自身での低振動化は、
 ・ 駆動電流の正弦波化による発生トルクの高調波成分の低減
 ・ 基本ステップ角の分割
 等によりなされる。

【0013】

ここで基本ステップ角の分割による、一般的に回転運動を行う物体に関する運動方程式は、加えるトルクを T [Nm]、トルク T の印加時間を t [s]、回転させる物体の慣性モーメントを J [kgm²]、初期角速度を ω_0 [rad/s]、変化後の角速度を ω_1 [rad/s] とすると、

$$T = J * (\omega_1 - \omega_0) / t \quad \dots (1)$$

で表され、その場合の運動エネルギーの変化量 K は

$$K = J * (\omega_1^2 - \omega_0^2) / 2 \quad \dots (2)$$

ここで、角加速度 α ($= d\omega / dt$)、変位角 θ とすると

10

20

30

40

50

$$(1^2 - 0^2) = 2 \quad \dots (3)$$

であるから

$$K = J * (1^2 - 0^2) / 2 = T \quad \dots (4)$$

と表される。

【0014】

このように、角速度の変化量が大きくなる場合や駆動モータから負荷へ供給されるトルクが大きくなる場合に、運動エネルギーの変化量が大きくなり、結果として振動や騒音の増加を招くことになる。このため、角度の細分化によることで発生振動を抑制することが可能となる。

【0015】

ただし、基本ステップ角（電気角180度）毎にモータに入力されるエネルギーとしては、図17に示すように、フルステップ駆動時の矩形波電流に対し、低速領域（図17の（b））では正弦波電流となるため約1/2程度へと減少する。また、高速領域では逆起電圧分の影響と、負荷角と呼ばれるモータ出力トルクと負荷トルクによる釣り合い角の影響により巻線電流量が変化が発生する。図17の（c）は、負荷トルクが比較的大きな値の場合の波形比較結果を示す。この場合でも、定電流制御値として、フルステップ駆動の矩形波指令値に対し、uSTEP駆動の正弦波指令値では、負荷角が大きくなり逆起電圧の発生位相が変化した場合でも巻線電流が抑制されてしまう。このため、約9割弱の値にしかならず、結果として図17の（a）のようにモータ出力トルクも減少する。

【0016】

つまり、同じモータ軸角速度で駆動する場合に、同じピーク電流設定値では、uSTEP駆動のほうがフルステップ駆動時に対し、振動は抑制される。しかし、トルクは減少方向となるため、より大きい電流設定とする必要と電源電圧の高電圧化とが必要とされる。

【0017】

これに関しては、分割数と駆動周波数に応じた電流制御値変更などのものが提案されている（特許文献1）。

【0018】

また、低速領域での低振動化対策としては、駆動電流を最適な値とすることで、図19に示すように、ステップ動作時にロータの移動位置に対するオーバーシュート・アンダーシュートを少なくすることができる。これにより振動・騒音が低減できることが知られている。これをもとに、駆動電流を駆動周波数に応じて増減制御を行うもの等が提案されている（特許文献2）。

【非特許文献1】「ステッピングモータとマイコン制御」、見城尚志・菅原晟著、総合電子出版、1994発行、7.3章

【特許文献1】特開平11-235093号公報

【特許文献2】特開平9-23695号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0019】

以上のようなステッピングモータ駆動時の問題点を改善し、かつ、駆動回路での損失低減を図る場合には、電源電圧を可変することが有効となる。

【0020】

しかし、電源電圧可変とする場合には昇圧、降圧構成のいずれの場合においても、インダクタンスL、コンデンサC、半導体スイッチ素子による回路構成と制御ICが必要となる。

【0021】

また、さらに電圧レベルを任意可変制御とする場合には、どのタイミングで電圧レベルの変更を行うかを制御する要素が必要となるため、回路構成の複雑化を生じる欠点もあった。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 2 】

本発明は、上記従来の問題点に鑑み、回路および制御の簡略化を図ると共に、低振動で且つ低損失なモータ駆動装置を提供する。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 2 3 】

以上のような問題点に対し、本件では下記構成により回路・制御の簡略化を図り、低振動・低損失なモータ駆動装置を提案する。

【 0 0 2 4 】

すなわち、入力電圧をモータに供給するための電源回路と、前記モータに流れる電流を定電流値となるよう制御する定電流駆動回路とを有するモータ駆動装置において、前記定電流駆動回路が有する電流検出手段で検出された電流値と指令された定電流値とを比較して、比較結果に基づいて前記モータに流れる電流を制御する制御信号を発生する信号発生手段と、前記信号発生手段から発生した制御信号を受けて、前記制御信号に同期して前記入力電圧を変化させて前記モータに供給する可変電源回路とを有することを特徴とする。

【 0 0 2 5 】

ここで、前記可変電源回路は、前記制御信号に同期して前記入力電圧を昇圧して前記モータに供給する昇圧電源回路を含む。また、前記制御信号は、前記比較結果の電圧レベルでパルス幅変調されたパルス信号である。また、前記制御信号を遅延させて前記定電流駆動回路の制御を行なうマスク回路を更に有する。また、前記モータは、ステッピングであって、前記ステッピングモータの回転方向と回転速度を制御する信号を発生するための相励磁パターン生成回路を更に有する。また、前記可変電源回路を、前記ステッピングモータの各励磁相ごとに有する。また、前記相励磁パターン生成回路は、前記ステッピングモータの回転速度を示す定電流値を指令する電流指令手段を有する。

【 0 0 2 6 】

また、本発明は、画像形成装置における負荷を駆動させるためのステッピングモータを駆動するモータ駆動装置であって、ステッピングモータの各相の巻線へ供給された電流を検出する電流検出手段と、前記電流検出手段により検出された巻線電流が所定の電流値となるように、電流値を指令するための電流指令手段と、前記電流検出手段により検出された巻線電流と前記電流指令手段により指令された電流値との差を検出するための比較手段と、前記比較手段により検出された巻線電流の差に応じて、前記各相の巻線へ供給される電流のオン/オフデューティ比を決定するPWM制御手段と、前記PWM制御手段から出力されるPWM信号に基づき、第1の半導体スイッチ素子をオン/オフ制御することで巻線電流を定電流制御する定電流制御手段と、前記定電流制御手段に直列に接続されたコイルおよび半導体整流素子と、前記コイルおよび半導体整流素子の間に並列に接続された第2の半導体スイッチ素子と、コンデンサとからなる電源供給手段とを有し、前記定電流制御を行うためのPWM制御手段により生成される前記PWM信号を、前記電源供給手段の第2の半導体スイッチ素子のオン/オフ制御を行う信号とし、前記電源供給手段の構成要素であるコイルおよびコンデンサにより決定される回路時定数を、前記ステッピングモータの巻線と第1の半導体スイッチ素子および回路抵抗の総和による抵抗分との回路時定数の1/2以下とすることを特徴とする。

【 0 0 2 7 】

ここで、前記PWM制御手段は、前記電流指令手段が指令した電流値と前記電流検出手段が検出した巻線電流の検出値とを前記比較手段により比較した結果の差に基づいて、前記PWM信号を最小のオフ期間で生成するよう制御し、前記定電流制御手段は、前記最小のオフ期間をマスクする手段を含んでスイッチング周期における100%の導通を可能とし、前記電源供給手段へ供給される前記PWM信号は、前記定電流制御手段における励磁相ごとに生成された前記PWM信号の論理和により生成される。また、前記電源供給手段は励磁相ごとに設けられ、それぞれの電源供給手段へ供給される前記PWM信号を、前記定電流制御手段における励磁相ごとの定電流制御のPWM信号とする。

【発明の効果】

【 0 0 2 8 】

以上のような構成とすることで、回路および制御の簡略化を図ると共に、低振動で且つ低損失なモータ駆動装置を提供できる。

【 0 0 2 9 】

すなわち、定電流駆動回路側で必要とする電流量に応じたデューティ比となるように生成されるPWM制御信号により、回転速度により発生する逆起電圧分を補正するように供給電圧レベルが制御される。これにより、低速領域では必要な電流制御量に応じて、電源電圧を低いレベルに制御することで、定電流制御回路、および、モータでの損失を低減する。かつ、高速領域では逆起電圧による電流抑制を緩和させるように作用することで、励磁切換時の電流立ち上がり時間の短縮、および、ステッピングモータ駆動回路の定電流制御範囲の拡大が可能となる。さらに、駆動装置全体としての省エネルギー化を図れる。

10

【 0 0 3 0 】

かかる本発明のモータ駆動装置を、帯電、露光、現像を繰り返して画像を形成するレーザープリンタやデジタル複写機などに利用する画像形成装置へ適用する。そして、紙搬送系における駆動モータによる振動抑制、また、カラー画像形成装置における各色(MYCK)毎の現像装置を回転体構造に内包して、色毎に回転させることで、複数色の現像を行う回転現像器の駆動モータにおける振動抑制を行う。その結果、機器駆動騒音を抑制し、かつ駆動源振動に起因する形成画像の劣化を防止できる。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 3 1 】

以下では、本発明の実施形態におけるモータ駆動装置について、図を参照しながら説明する。

20

【 0 0 3 2 】

< 本発明のモータ駆動装置の概念 >

まず、本発明のモータ駆動装置について、その理論的な説明を行なう。

【 0 0 3 3 】

(昇圧電源回路の例)

図1は、駆動回路への電源供給部となる昇圧電源回路のブロック図である。

【 0 0 3 4 】

回路構成要素として、コイルL、半導体スイッチ素子としてのFET、ダイオードD、コンデンサC_{out}で構成される。

30

【 0 0 3 5 】

図2に、図1の回路の動作状態を示す。

【 0 0 3 6 】

動作モードとしては次の2つがある。1つは、半導体スイッチ素子FETをオンして、コイルLに電流*i*₁を供給し、エネルギーを蓄積するモード(a)である。もう1つは、前記FETをオフして、コイルLに蓄積されたエネルギーを入力電圧*V*_{in}に加算して、コンデンサC_{out}に対し電流*i*₃として充電出力するモード(b)である。なお、接続された負荷(図には定電流源として示す)には両モード共に連続してコンデンサC_{out}から電力が供給される

40

この回路における入出力間の制御特性は、図2の(a)、(b)より次式で表される。

【 0 0 3 7 】

$$i_1 = i_3$$

$$V_{in} / L \times t_{on} = (V_o - V_{in}) / L \times t_{off}$$

$$V_o = (t_{on} + t_{off}) / t_{off} \times V_{in} = 1 / (1 - D) \times V_{in} \quad \dots (5)$$

ここで、T_{sw}: スイッチング周期、D = t_{on} / T_{sw}

つまり、スイッチオン期間t_{on}が大きいほどインダクタLに蓄積されるエネルギーが増加して、出力電圧V_oが大きくなる。

【 0 0 3 8 】

(モータ側の定電流制御回路の例)

50

次に、モータ側の定電流制御回路のブロック図を、図 3 に示す。前述の昇圧回路と構成要素は同じである。異なる部分は半導体スイッチ素子 F E T の挿入位置関係とコイル L (これはモータ巻線に相当する) の位置関係のみである。

【 0 0 3 9 】

図 4 に動作状態を示す。動作モードとしては次の 2 つがある。1 つは、前記 F E T をオンしてコイル L に電流 i_{c1} を供給して、エネルギーを蓄積するモード (a) である。もう 1 つはと、前記 F E T をオフしてコイル L に蓄積されたエネルギーを負荷側へ i_{c3} として供給するモード (b) である。

【 0 0 4 0 】

この回路における入出力間の制御特性は、図 4 の (a)、(b) より次式であらわされる。

【 0 0 4 1 】

$$i_{c1} = (V_{in} - V_o) / L \times t_{on}$$

$$i_{c3} = V_o / L \times t_{off}$$

定電流制御は指令値 I_{ref} に基づき、上式で決定される電流となるようにオン / オフ制御が行われる。これを電圧の関係式とすると次式となる。

【 0 0 4 2 】

$$V_o = t_{on} / (t_{on} + t_{off}) \times V_{in} = D \times V_{in} \quad \dots (6)$$

また、図 5 のように上記 2 つの回路ブロック動作を並記した場合、2 つの回路ブロックの同期動作時において、エネルギー蓄積要素であるコイル L がそれぞれ異なるモードで動作することがわかる。

【 0 0 4 3 】

つまり、前記 (5)、(6) の 2 つの式と、図 5 で示される動作状態とから、定電流制御側の指令値に基づき電源供給部の動作指令を生成した場合に、定電流指令の定電流値の増減要求と電源出力の電圧値の増減要求が比例関係となり、制御可能となる。

【 0 0 4 4 】

さて、実際のモータ巻線の定電流制御に対して、それを抑制する要素としては、巻線インダクタンス L_m による影響 (電流変化抑制 $V / L_m \cdot t_{on}$ と、 L の変化) と、モータ回転子の永久磁石による逆起電圧 e_m となる。

【 0 0 4 5 】

$$V_{in} - e_m = L_m \times dI / dt \quad \dots (7)$$

$$V_{in} = L_m \times dI / dt + K_e \times$$

ここで、 L_m : 巻線インダクタンス、 V_{in} : 電源電圧、 dt : スイッチング ON 時間、 e_m : モータ逆起電圧、 ω : モータ軸速度、 K_e : 逆起定数

例えば、2 相ステッピングモータのユニポーラ駆動の場合、図 6 に示すように各相電流はそれぞれ 90 度位相がずれた状態でパルス指令が入力される毎に励磁相が A B A * B A * B * A B * 等となるように切り替わる。しかし、励磁相が A A * に切り替わる場合には、A 相電流 I_{ma} は初期値 0 (正確には切換前の A * 時に流れていた最終電流から 0 に戻って) から電流が流れ始める。

この場合定電流制御側ではデューティ最大で指令電流値になるまで動作するが、巻線に流れる電流 I_{ma} は巻線インダクタ L_m により立ち上がり特性が規定されることになる。

【 0 0 4 6 】

$$I_{ma} = V_{in} / L_m \times t_{on}$$

一方、電流が指令値に追従した場合には、スイッチング時の電流変化幅 dI は次式で表される。

【 0 0 4 7 】

$$dI = (V_{in} - K_e \omega) / L_m \times t_{on_sw} \quad \dots (8)$$

$$dt = dI \cdot L_m / (V_{in} - K_e \omega)$$

これらの関係を図 7 に示す。図 7 は、巻線インダクタ $L = 4$ [m H]、電源電圧 : 24 [V]、逆起電圧定数 : 0.17 [V · s / r a d] とした場合のものである。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 8 】

ここで、図 7 に示される各グラフに関して説明する。 t_{rise} は駆動周波数 (= 回転数) に応じて増加する逆起電圧 e_m により、励磁切換時に定電流制御値に立ち上がるまでの時間と駆動周波数の関係を示す。 I_{cntl} は逆起電圧 e_m と入力電圧 V_{in} との差電圧により、定電流制御される巻線電流と駆動周波数との関係を示す。図 7 のように、駆動速度が速くなると逆起電圧により定電流制御が行えなず定電圧制御 (背景技術として説明した図 1 8 と同様) となることを示している。また、 D_{cnst} は定電流制御時のデューティ比の変化を示すもので、前述の制御電流 I_{cntl} が逆起電圧の影響により定電流制御が行えなくなる領域ではデューティ比最大 (=1=100%) となることを示す。 t_{pls} は駆動周波数に応じた各相励磁時間幅を示したものである。

10

【 0 0 4 9 】

これらから、定電流制御指令値と電源供給部の制御指令値を共用した場合に、次のことが言える。

(1) 最大デューティで動作する期間は、励磁相切り替え時、および、定電圧領域 (駆動パルス幅 < 電流立上がり時間) であり、負荷角変化 (= 逆起電圧位相変化) によるデューティ変化時

(2) 定電流領域で、定常状態の場合には、デューティは 0 . 3 以下であり、ホールド時などに励磁電流を減少させた場合には、さらにデューティ減少となるため、電源電圧増加率は小さくなる

< 本実施形態のモータ駆動装置の構成例 >

20

以下、本発明を適用した具体的な例を説明する。

【 0 0 5 0 】

図 8 に、可変電源回路 2 1 1 が、定電流制御用のパルス幅変調 (以下、 P W M) 信号を電源供給部の電圧制御信号として共用する場合の回路ブロックを示す。ここでは、2 相ステッピングモータ駆動回路として構成しており、 A / B 各相電流の制御信号の論理和をとって、電源制御用の P W M 信号としている。かかる電源制御用の P W M 信号は、可変電源回路 2 1 1 の第 2 の半導体スイッチ素子をオン / オフする。一方、定電流制御用の P W M 信号は、ステッピングモータ駆動回路の第 1 の半導体スイッチ素子をオン / オフする。

【 0 0 5 1 】

前述してきたように電源供給側の P W M 信号は定電流制御側と同じように 1 0 0 % 導通期間を設けると、インダクタの蓄積エネルギーが開放できない。ここでは、一般的な P W M 制御 I C として各半導体メーカから供給されている T L 4 9 4 (T I 製、そのほか N E C 製 μ P C 4 9 4 等あり。内部回路ブロックを図 9 に示す) を用いた場合の構成として、次のようにした。

30

- ・ 定電流制御側には C R 積分回路からなるマスク回路 2 0 4 A / B を設ける。
- ・ 電圧制御側にはマスク回路 2 0 4 A / B 手前からの信号を利用する。

【 0 0 5 2 】

本発明の信号発生手段は、これら P W M 制御回路 2 0 2 とマスク回路 2 0 4 を含むものである。

【 0 0 5 3 】

40

これにより、図 1 0 に示すように、電圧制御側は P W M 制御 I C の最大オン / オフデューティ比 (約 9 0 ~ 9 5 %) での動作、定電流制御側は 1 0 0 % 導通 (最小オフ時間は増加する) として利用できる。

【 0 0 5 4 】

なお、ここでは市販 P W M 制御 I C を利用した場合について説明したが、回路をディスクリート構成とする場合でも、最小オフ幅が設けられる構成 (例えば、図 1 0 の三角波の立ち下げ期間を必ずオフ幅とするなど) であれば何ら問題はない。

【 0 0 5 5 】

次に、回路定数に関して説明する。図 1 ~ 5 で各回路ブロックの動作モードを示した。これら各回路ブロックはそれぞれ電源回路を L R C 回路、モータ定電流制御回路を L R 回

50

路とおける。モータ定電流制御回路のLはステッピングモータの巻線、Rは半導体スイッチ素子と回路抵抗の総和の抵抗分である。これらの回路はいずれも回路定数による遅延要素を含んでいるため、電源回路時定数<モータ定電流回路時定数とする必要がある。ここでは、前述した励磁切換時に電源供給部での応答性を、PWM制御信号の最小オフ幅を含めて考慮し約1/2以下の時定数とする。

【0056】

図8の回路において、モータ定電流制御回路の前段に半導体整流素子と直列に接続された可変電源回路211のコイルインダクタス L_{in} 、並列に接続された平滑コンデンサ C_{in} は一定とする。この時にモータ巻線インダクタンス L_m を変化(: 0.5 : 2 : 5 mH)させた場合の、電源電圧変化と巻線定電流動作波形をそれぞれ図11(a)、(b)に示す。このように、各回路間の時定数比が小さいと電源供給側の昇圧比が大きくなり必要範囲外での電圧上昇が増加することになり、スイッチング損失の増加を招くため、前述のように時定数の考慮が必要となる。

【0057】

以上のように、従来別々に構成されていた電源回路部と定電流回路部の制御系とを、定電流制御側を主制御の閉ループとして、それらを並列化ループとすることで、制御回路の省略および応答性の改善が図れる。

【0058】

また、図18の1点鎖線で示した電源電圧と逆起電圧によって決まる定電圧領域の範囲を、モータ側の必要トルクに応じて可変できる。そのため、各半導体スイッチ素子における損失は、同じスイッチング周期で電源出力レベル制御および定電流制御を行った場合に、電源電圧が低い方がオン期間でのFET等のスイッチング半導体素子におけるターンオンおよびターンオフ時のスイッチング損失を減少させられる。更に、オフ期間においても期間減少により再生電流経路でのダイオード(FETの寄生ダイオード含む)における損失も減少させることが可能となる。そのため、より低損失化が図れ、回路発熱による電解コンデンサなど熱による部品寿命への問題も抑制することが可能となる。

【0059】

<他の実施形態>

また、上記実施形態では、2相ステッピングモータにおいて、A相・B相での定電流制御PWM信号を併せて、電源供給部の電圧制御に利用している。しかし、図12に示すように、A相・B相のそれぞれに対して電源供給部を設ける構成とすることも可能である。この場合は、さらに、A/B相間での各相磁路のバラツキ分も補正される形で、それぞれの相が独立して制御可能となる。

【0060】

つまり、相間での磁気抵抗差などにより発生するトルクリップルをも低減させることになるため、より低振動化が図れることになる。

【図面の簡単な説明】

【0061】

【図1】本実施形態の電源回路の構成例を概念的に示すブロック図である。

【図2】図1の電源動作モードを説明する図である。

【図3】本実施形態の定電流制御回路の構成例を概念的に示すブロック図である。

【図4】図3の定電流制御動作モードを説明する図である。

【図5】本実施形態の電源回路と定電流制御の動作モードの相関例を示すブロック図である。

【図6】2相ステッピングモータでの各相の定電流制御時の電流波形を示す図である。

【図7】ステッピングモータの定電流制御時の各部の周波数特性を示す図である。

【図8】本実施形態のモータ駆動装置の具体的な回路構成例を示す図である。

【図9】電源制御用のPWM制御ICの内部等価回路を示すブロック図である。

【図10】本実施形態のPWM信号生成部の動作を模式的に示す図である。

【図11】本実施形態のモータ駆動装置による動作電圧および電流波形を示す図である。

10

20

30

40

50

【図 1 2】本実施形態のモータ駆動装置の具体的な他の回路構成例を示す図である。

【図 1 3】加減速駆動時の一般的に必要なトルクを説明する図である。

【図 1 4】加減速駆動時の一般的に必要なトルクを説明する図である。

【図 1 5】従来のステッピングモータの定電流駆動回路の構成例を示す図である。

【図 1 6】ステッピングモータの u S T E P 駆動時の電流指令値の例を示す図である。

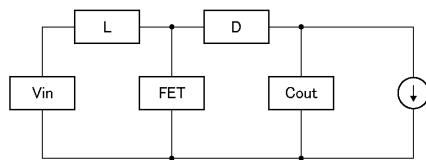
【図 1 7】ステッピングモータのフルステップ対 u S T E P 駆動時の電流波形比較と出力トルク比較の例を示す図である。

【図 1 8】ステッピングモータの出力トルクと電源電圧および逆起電圧の影響を説明する図である。

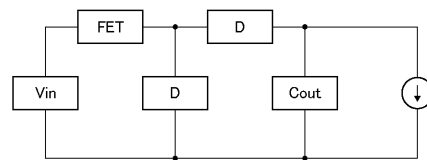
【図 1 9】ステッピングモータの定電流制御の設定値によるステップ動作への影響を説明する図である。

10

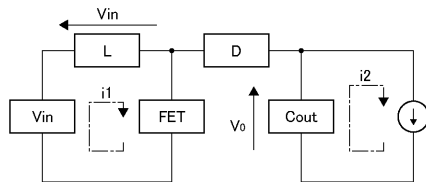
【図 1】



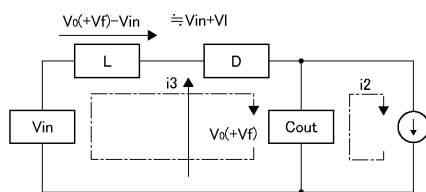
【図 3】



【図 2】

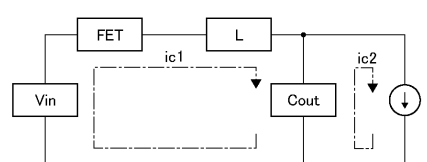


(a)

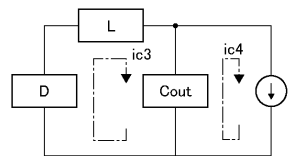


(b)

【図 4】

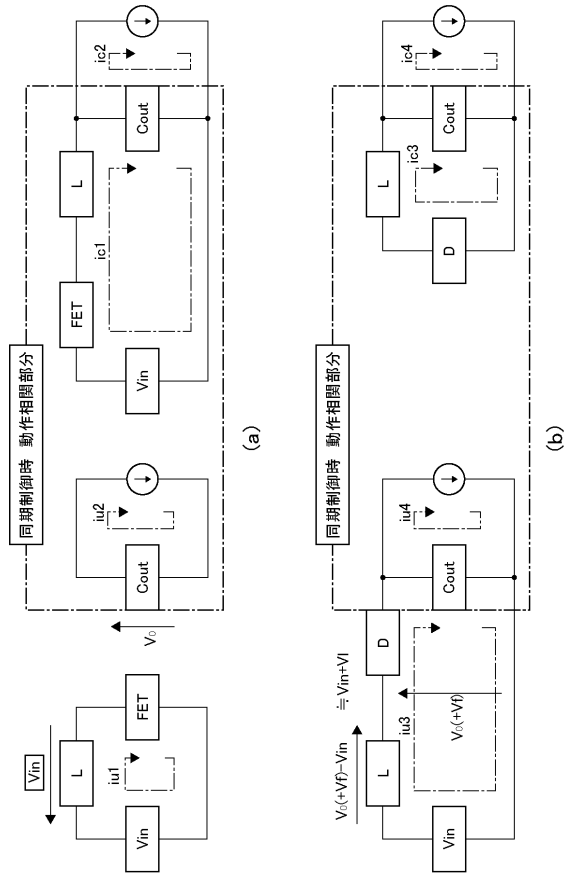


(a)

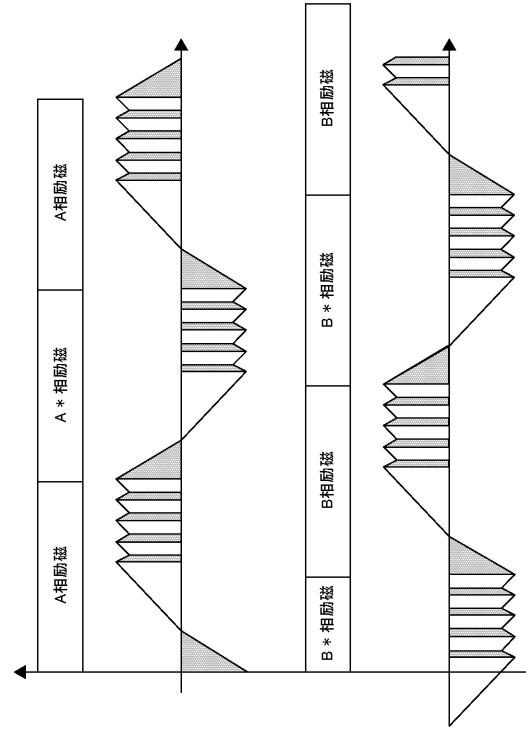


(b)

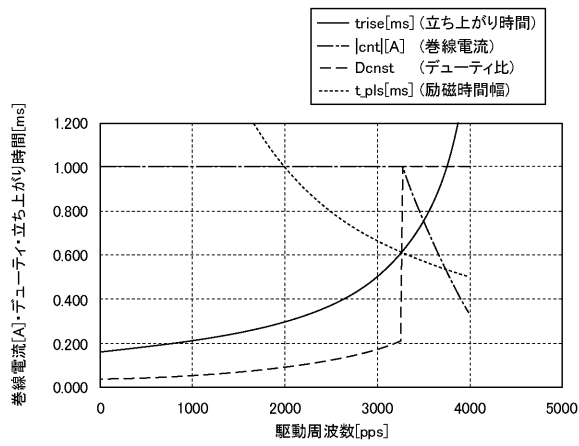
【図 5】



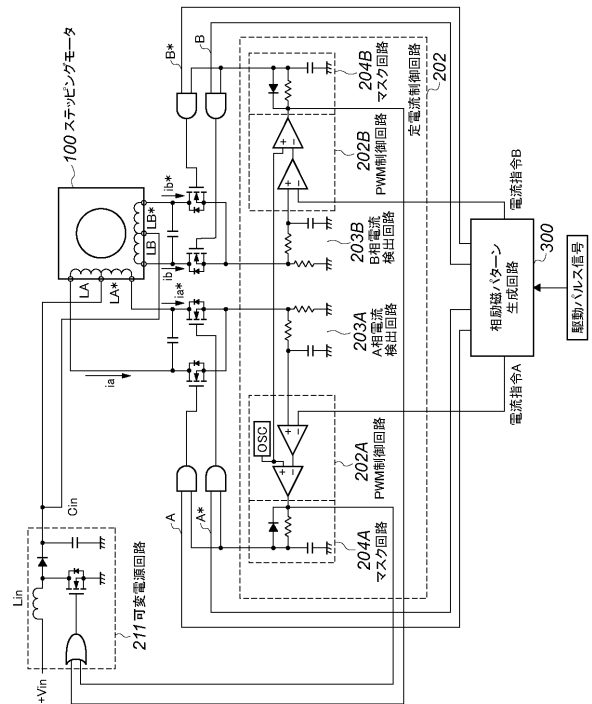
【図 6】



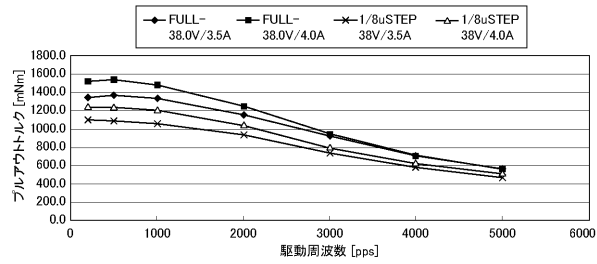
【図 7】



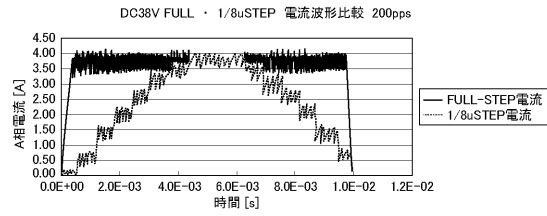
【図 8】



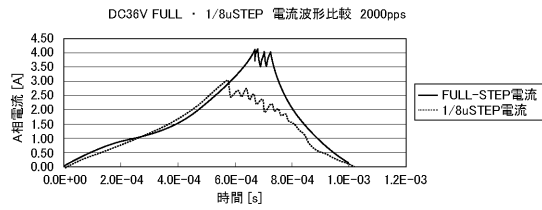
【図 17】



(a)

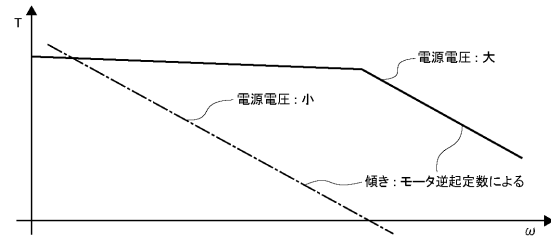


(b)

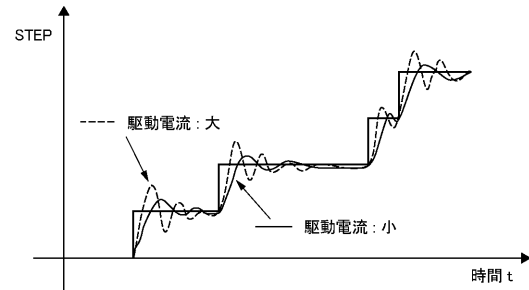


(c)

【図 18】



【図 19】



フロントページの続き

(72)発明者 美留町 隆

東京都大田区下丸子3丁目30番2号 キヤノン株式会社内

Fターム(参考) 5H580 AA04 BB01 BB02 CA12 CB08 EE03 FA02 FA22 GG04 GG10
HH22