

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7164471号
(P7164471)

(45)発行日 令和4年11月1日(2022.11.1)

(24)登録日 令和4年10月24日(2022.10.24)

(51)国際特許分類	F I
F 1 6 C 32/04 (2006.01)	F 1 6 C 32/04 A
F 0 4 D 19/04 (2006.01)	F 0 4 D 19/04 A

請求項の数 8 (全18頁)

(21)出願番号	特願2019-48517(P2019-48517)	(73)特許権者	508275939 エドワーズ株式会社 千葉県八千代市吉橋1078番地1
(22)出願日	平成31年3月15日(2019.3.15)	(74)代理人	100105201 弁理士 椎名 正利
(65)公開番号	特開2020-148308(P2020-148308 A)	(72)発明者	川島 敏明 千葉県八千代市吉橋1078番地1 エ ドワーズ株式会社内
(43)公開日	令和2年9月17日(2020.9.17)	審査官	糟谷 瑛
審査請求日	令和4年2月21日(2022.2.21)		

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 制御装置、及び該制御装置を備えた真空ポンプ

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

回転体と、

該回転体の半径方向位置又は軸方向位置を電磁石により制御する磁気軸受手段とを備えた制御装置において、

前記電磁石に流す電流について過去に設定された少なくとも一つの第1の電流指令値を記憶する電流記憶部と、

前記電磁石に流す電流について新たに設定された第2の電流指令値と前記電流記憶部より読み出された前記第1の電流指令値とに基づき前記電磁石に対し指令通りの電流を流すための電圧を演算し、前記電磁石に対し前記電圧を出力する出力電圧演算回路とを備えたことを特徴とする制御装置。

10

【請求項2】

前記電磁石を流れる電流の制御に必要な定数値を記憶する定数記憶部を備え、

該定数記憶部で記憶された定数値に基づき前記出力電圧演算回路による演算が行われることを特徴とする請求項1記載の制御装置。

【請求項3】

前記電磁石に流れる電流を検出する電流検出手段と、

該電流検出手段で検出された電流と前記第1の電流指令値に基づき、若しくは、前記電流検出手段で検出された電流と前記第2の電流指令値に基づき、直流成分や低周波成分の誤差を抑制するための信号を生成し、前記出力電圧演算回路に対し前記信号を出力する低周

20

波フィードバック回路とを備えたことを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 に記載の制御装置。

【請求項 4】

前記電流検出手段で検出された電流と前記第 1 の電流指令値に基づき、若しくは、前記電流検出手段で検出された電流と前記第 2 の電流指令値に基づき、高周波成分の誤差を抑制するための信号を生成し、前記出力電圧演算回路に対し前記信号を出力する電流誤差補正回路を備えたことを特徴とする請求項 3 に記載の制御装置。

【請求項 5】

前記出力電圧演算回路では、前記電流記憶部より過去に設定された複数個の第 1 の電流指令値と前記第 2 の電流指令値とに基づき、前記電磁石に対し指令通りの電流を流すための電圧を演算し、前記電磁石に対し前記電圧を出力することを特徴とする請求項 1 ~ 4 のいずれか 1 項に記載の制御装置。

10

【請求項 6】

前記電磁石と電源との間を断接するスイッチング素子を含む励磁回路と、前記スイッチング素子をパルス制御するパルス幅をタイミング毎に演算するパルス幅演算手段とを備え、前記電流記憶部には、前記電磁石に流れる電流について過去に設定された電流指令値 $I_r[n]$ が保存され、前記パルス幅が、電磁石インダクタンス L_m 、電磁石抵抗 R_m 、電源電圧 V_d 、サンプリング間隔 T_s 、電流検出値 I_L 、電流の増減の極性を表す係数 $P[n+1]$ としたときに、前記電磁石に流れる電流について新たに設定された電流指令値 $I_r[n+1]$ と前記電流記憶部より読み出された前記電流指令値 $I_r[n]$ とに基づき数 8 で演算されることを特徴とする請求項 2 に記載の制御装置。

20

[数 8]

$$Tp[n+1] = P[n+1] \times \frac{L_m}{V_d} \times \left((I_r[n+1] - I_r[n]) + \frac{R_m \times T_s \times I_L}{L_m} \right)$$

【請求項 7】

前記電磁石と電源との間を断接するスイッチング素子を含む励磁回路と、前記スイッチング素子をパルス制御するパルス幅をタイミング毎に演算するパルス幅演算手段とを備え、前記電流記憶部には、前記電磁石に流れる電流について過去に設定された電流指令値 $I_r[n]$ が保存され、前記パルス幅が、電磁石インダクタンス L_m 、電磁石抵抗 R_m 、電源電圧 V_d 、サンプリング間隔 T_s 、電流検出値 I_L 、電流の増減の極性を表す係数 $P[n+1]$ 、積分項 $Y_i[n]$ としたときに、前記電磁石に流れる電流について新たに設定された電流指令値 $I_r[n+1]$ と前記電流記憶部より読み出された前記電流指令値 $I_r[n]$ とに基づき数 9 で演算されることを特徴とする請求項 3 に記載の制御装置。

30

[数 9]

$$Tp[n+1] = P[n+1] \times \frac{L_m}{V_d} \times \left((I_r[n+1] - I_r[n]) + \frac{R_m \times T_s \times I_L}{L_m} + Y_i[n] \right)$$

40

【請求項 8】

請求項 1 ~ 7 のいずれか 1 項に記載の制御装置を備えたことを特徴とする真空ポンプ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は制御装置、及び該制御装置を備えた真空ポンプに係わり、特に電流制御量にノ

50

イズが混入しないことで振動や騒音の少ない磁気軸受が実現でき、回路の低コスト化、小型化を図った制御装置、及び該制御装置を備えた真空ポンプに関する。

【背景技術】

【0002】

磁気軸受は半導体製造工程や電子顕微鏡で使用されるターボ分子ポンプ等の回転機器に使用される。ターボ分子ポンプの磁気軸受の構成例に基づき、従来の磁気軸受励磁回路について説明する。

【0003】

磁気軸受の構成例としてターボ分子ポンプの断面図を図11に示す。図11において、ターボ分子ポンプは、ガスを排気するためのタービンブレードによる複数の回転翼101a、101b、101c...を多段に備えた回転体103を備える。

10

【0004】

この回転体103を軸承するために、上側ラジアル方向電磁石105a、下側ラジアル方向電磁石107a及びアキシャル方向電磁石109aを配設することにより磁気軸受が構成されている。また、上側ラジアル方向センサ105b、下側ラジアル方向センサ107b、アキシャル方向センサ109bを備える。

【0005】

上側ラジアル方向電磁石105a及び下側ラジアル方向電磁石107aは、それぞれの横断面図を示す図12のように構成された電磁石巻線により4個の電磁石が構成される。これらの4個の電磁石は、2個ずつ対向配置され、X軸方向及びY軸方向の2軸の磁気軸受を構成する。

20

【0006】

詳細には、隣接する2個のコア凸部にそれぞれ巻回された電磁石巻線111、111を1組として互いに逆極性に配置することにより一つの電磁石が形成される。この電磁石は、回転体103を挟んで対向するコア凸部の電磁石巻線113、113による電磁石と一つの対を構成し、それぞれが回転体103をX軸の正方向又は負方向に吸引する。

【0007】

また、X軸と直交するY軸方向においては、2個の電磁石巻線115、115と、これに対向する2個の電磁石巻線117、117についても、上記同様に、Y軸方向について対向する電磁石として一つの対を構成する。

30

【0008】

アキシャル方向電磁石109a、109aは、その縦断面図を示す図13のように、回転体103のアーマチャ103aを挟む2つの電磁石巻線121、123により、一つの対として構成される。各電磁石巻線121、123による2個の電磁石109a、109aは、それぞれアーマチャ103aを回転軸線の正方向又は負方向に吸引力を作用する。

【0009】

また、上側ラジアル方向センサ105b、下側ラジアル方向センサ107bは、上記電磁石105a、107aと対応するXY2軸に配置された4個のセンシングコイルからなり、回転体103の径方向変位を検出する。アキシャル方向センサ109bは回転体103の軸方向変位を検出する。これらセンサは、それぞれの検出信号を図示せぬ磁気軸受制御装置に送るように構成されている。

40

【0010】

これらのセンサ検出信号に基づき、磁気軸受制御装置がPID制御等により上側ラジアル方向電磁石105a、下側ラジアル方向電磁石107a及びアキシャル方向電磁石109a、109aを構成する計10個の電磁石の吸引力を個々に調節することにより、回転体103を磁気浮上支持するように構成されている。

【0011】

次に、上述のように構成される磁気軸受の各電磁石を励磁駆動する磁気軸受励磁回路について説明する。電磁石巻線に流れる電流をパルス幅変調方式により制御(PWM制御)する磁気軸受励磁回路の例を図14に示す。

50

【0012】

図14において、1個の電磁石を構成する電磁石巻線111は、その一端がトランジスタ131を介して電源133の正極に接続され、他端がトランジスタ132を介して電源133の負極に接続されている。

【0013】

そして、電流回生用のダイオード135のカソードが電磁石巻線111の一端に接続され、アノードが電源133の負極に接続されている。同様に、ダイオード136のカソードが電源133の正極に接続され、アノードが電磁石巻線111の他端に接続されている。電源133の正極と負極間には安定化のため電解コンデンサ141が接続されている。

【0014】

また、トランジスタ132のソース側には電流検出回路139が介設され、この電流検出回路139で検出された電流が制御回路137に入力されるようになっている。

【0015】

以上のように構成される励磁回路110は、電磁石巻線111に対応されるものであり、他の電磁石巻線113、115、117、121、123に対しても同じ励磁回路110が構成される。従って、5軸制御型磁気軸受の場合には、合計10個の励磁回路110が電解コンデンサ141と並列に接続されている。

【0016】

かかる構成において、トランジスタ131、132の両方をonすると電流が増加し、両方をoffすると電流が減少する。そして、どちらか1個onするとフライホイール電流が保持される。フライホイール電流を流すことで、ヒステリシス損を減少させ、消費電力を低く抑えることができる。

【0017】

そして、このフライホイール電流を電流検出回路139で測定することで電磁石巻線111を流れる電磁石電流ILが検出可能である。制御回路137は、電流指令値と電流検出回路139による検出値とを比較してパルス幅変調による1周期内のパルス幅を決め、トランジスタ131、132のゲートに信号送出する。

【0018】

電流指令値が検出値より大きい場合には、図15に示すように1周期 T_s （例えば $T_s = 40 \mu s$ ）中で1回だけパルス幅時間 T_p に相当する時間分、トランジスタ131、132の両方をonする。このとき電磁石電流ILが増加する。

【0019】

一方、電流指令値が検出値より小さい場合には、図16に示すように1周期 T_s 中で1回だけパルス幅時間 T_p に相当する時間分、トランジスタ131、132の両方をoffする。このとき電磁石電流ILが減少する。

【0020】

磁気軸受制御装置は、回転体103の位置が目標位置からずれた場合、位置を修正するための電流指令値を生成し、制御回路137で電流検出値が電流指令値に等しくなるように電磁石電流をフィードバック制御している。電磁石111、113、115、117、121、123に対し、電流指令値に追従した電流を流すことで回転体103は目標位置に保持される。

【0021】

ここに、特許文献1には電磁石電流を電流指令値に一致するように調整するための演算方法が記載されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0022】

【文献】特開2014-209016号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

10

20

30

40

50

【 0 0 2 3 】

ところで、磁気軸受動作中は、上述したように電磁石パワーアンプやモータ駆動用のインバータが電力をPWM制御するために、多くのスイッチングノイズが発生している。このノイズは制御回路137の電流信号に混入し、電磁石電流にノイズ電流が流れ、望ましくない振動や騒音の原因になっている。そして、このノイズに低周波成分は少なく、ほとんどが高周波ノイズである。

【 0 0 2 4 】

ここに、ノイズを低減するために、信号をグラウンドラインでシールドしたり、回路内にローパスフィルタを追加すると、回路が大型化し、コストも上昇してしまう。また、ローパスフィルタを強化すると、磁気軸受の制御が不安定になってしまう。

10

【 0 0 2 5 】

また、最近では回路をコストダウンするために、電磁石電流を連続的に検出する高価な電流検出回路を用いず、スパイクノイズの多い電流検出抵抗のパルス電流を瞬間的にサンプリングする方式を採用している。

このサンプリングする方式では、デジタル制御の低ノイズ化に必須のアンチエイリアシングローパスフィルタを使用することができないので、本質的に高度の低ノイズ化ができない。

【 0 0 2 6 】

本発明はこのような従来の課題に鑑みてなされたもので、電流制御量にノイズが混入しないことで振動や騒音の少ない磁気軸受が実現でき、回路の低コスト化、小型化を図った制御装置、及び該制御装置を備えた真空ポンプを提供することを目的とする。

20

【課題を解決するための手段】

【 0 0 2 7 】

このため本発明（請求項1）は制御装置の発明であって、回転体と、該回転体の半径方向位置又は軸方向位置を電磁石により制御する磁気軸受手段とを備えた制御装置において、前記電磁石に流す電流について過去に設定された少なくとも一つの第1の電流指令値を記憶する電流記憶部と、前記電磁石に流す電流について新たに設定された第2の電流指令値と前記電流記憶部より読み出された前記第1の電流指令値とに基づき前記電磁石に対し指令通りの電流を流すための電圧を演算し、前記電磁石に対し前記電圧を出力する出力電圧演算回路とを備えたことを特徴とする。

30

【 0 0 2 8 】

AC高周波成分についてはオープンループで制御する。即ち、AC高周波成分の制御については電流検出値を用いず、第1の電流指令値と第2の電流指令値間の電流指令値の変化分から必要なアンプ出力を決定する。

【 0 0 2 9 】

このように、高周波電流の制御量の計算に電流検出値を使用せず、計算による推定値を用いることで、電流制御量にノイズが混入しないため、振動や騒音の少ない磁気軸受が実現できる。高周波の電流を検出する必要が無いので、周波数応答性の低い安価な電流検出器が使用でき、またノイズ対策に必要な部品も削減できるので、低コストで小型な磁気軸受回路が実現できる。

40

更に、従来の制御方法では電流制御の誤差を抑制するため回路の電流制御ループのゲインを高くすると電流制御が高周波数で発振してしまうが、本方式では高周波をフィードバック制御しないので電流制御の発振はあり得ない。

【 0 0 3 0 】

また、本発明（請求項2）は制御装置の発明であって、前記電磁石を流れる電流の制御に必要な定数値を記憶する定数記憶部を備え、該定数記憶部で記憶された定数値に基づき前記出力電圧演算回路による演算が行われることを特徴とする。

【 0 0 3 1 】

定数記憶部を備えたことで、異なる容量の真空ポンプについてもその真空ポンプに特有の定数値を定数記憶部で変えるだけで済み、出力電圧演算回路による演算が共通化できる。

50

【 0 0 3 2 】

更に、本発明（請求項 3）は制御装置の発明であって、前記電磁石に流れる電流を検出する電流検出手段と、該電流検出手段で検出された電流と前記第 1 の電流指令値に基づき、若しくは、前記電流検出手段で検出された電流と前記第 2 の電流指令値に基づき、直流成分や低周波成分の誤差を抑制するための信号を生成し、前記出力電圧演算回路に対し前記信号を出力する低周波フィードバック回路とを備えたことを特徴とする。

【 0 0 3 3 】

電磁石電流の目標変化量を推定値により制御していると、直流成分については、電流検出値と電流目標値にオフセット誤差が出てしまうので、電流検出値と電流目標値の誤差を積分器に通して電流の計算値に加算する。積分器は高周波のノイズを強力に減衰できるので、積分器を追加してもノイズはほとんど増加せずにオフセットを除去できる。

10

【 0 0 3 4 】

更に、本発明（請求項 4）は制御装置の発明であって、前記電流検出手段で検出された電流と前記第 1 の電流指令値に基づき、若しくは、前記電流検出手段で検出された電流と前記第 2 の電流指令値に基づき、高周波成分の誤差を抑制するための信号を生成し、前記出力電圧演算回路に対し前記信号を出力する電流誤差補正回路を備えたことを特徴とする。

【 0 0 3 5 】

オープンループアンプでは、A C 高周波成分は、電流検出値を用いず、電流指令値を用いて電流を制御するため、電流指令値と実際の電流の間に誤差が生じる場合がある。この誤差を削減するために電流誤差補正回路を備える。この電流誤差補正回路は、入力された電流指令値と電流検出値の高周波成分の誤差を抑制するための信号を生成し、この信号を出力する。

20

【 0 0 3 6 】

このことにより、電流誤差補正回路は電磁石電流のノイズを増やすことなく、電流指令値と実際の電流検出値の誤差を抑制できる。

【 0 0 3 7 】

更に、本発明（請求項 5）は制御装置の発明であって、前記出力電圧演算回路では、前記電流記憶部より過去に設定された複数個の第 1 の電流指令値と前記第 2 の電流指令値とに基づき、前記電磁石に対し指令通りの電流を流すための電圧を演算し、前記電磁石に対し前記電圧を出力することを特徴とする。

30

【 0 0 3 8 】

過去の複数の電流指令値を使用することでローパスフィルタ特性を持たせることができ、パルス幅の計算を安定させることができる。

【 0 0 3 9 】

更に、本発明（請求項 6）は制御装置の発明であって、前記電磁石と電源との間を断接するスイッチング素子を含む励磁回路と、前記スイッチング素子をパルス制御するパルス幅をタイミング毎に演算するパルス幅演算手段とを備え、前記電流記憶部には、前記電磁石に流れる電流について過去に設定された電流指令値 $I_r[n]$ が保存され、前記パルス幅が、電磁石インダクタンス L_m 、電磁石抵抗 R_m 、電源電圧 V_d 、サンプリング間隔 T_s 、電流検出値 I_L 、電流の増減の極性を表す係数 $P[n+1]$ としたときに、前記電磁石に流れる電流について新たに設定された電流指令値 $I_r[n+1]$ と前記電流記憶部より読み出された前記電流指令値 $I_r[n]$ とに基づき数 8 で演算されることを特徴とする。

40

[数 8]

$$T_p[n+1] = P[n+1] \times \frac{L_m}{V_d} \times \left((I_r[n+1] - I_r[n]) + \frac{R_m \times T_s \times I_L}{L_m} \right)$$

【 0 0 4 0 】

更に、本発明（請求項 7）は制御装置の発明であって、前記電磁石と電源との間を断接するスイッチング素子を含む励磁回路と、前記スイッチング素子をパルス制御するパルス幅をタイミング毎に演算するパルス幅演算手段とを備え、前記電流記憶部には、前記電磁

50

石に流れる電流について過去に設定された電流指令値 $I_r[n]$ が保存され、前記パルス幅が、電磁石インダクタンス L_m 、電磁石抵抗 R_m 、電源電圧 V_d 、サンプリング間隔 T_s 、電流検出値 I_L 、電流の増減の極性を表す係数 $P[n+1]$ 、積分項 $Y_i[n]$ としたときに、前記電磁石に流れる電流について新たに設定された電流指令値 $I_r[n+1]$ と前記電流記憶部より読み出された前記電流指令値 $I_r[n]$ とに基づき数 9 で演算されることを特徴とする。

[数 9]

$$T_p[n+1] = P[n+1] \times \frac{L_m}{V_d} \times \left((I_r[n+1] - I_r[n]) + \frac{R_m \times T_s \times I_L}{L_m} + Y_i[n] \right)$$

10

【 0 0 4 1 】

更に、本発明（請求項 8）は真空ポンプの発明であって、請求項 1～7 のいずれか 1 項に記載の制御装置を備えたことを特徴とする。

【発明の効果】

【 0 0 4 2 】

以上説明したように本発明によれば、電磁石に流す電流について新たに設定された第 2 の電流指令値と電流記憶部より読み出された第 1 の電流指令値とに基づき電磁石に対し指令通りの電流を流すための電圧を演算し、電磁石に対しこの電圧を出力するように構成したので、高周波電流の制御量の計算に電流検出値を使用しない。このように計算による推定値を用いることで、電流制御量にノイズが混入しないため、振動や騒音の少ない磁気軸受が実現できる。高周波の電流を検出する必要が無いので、周波数応答性の低い安価な電流検出器が使用でき、またノイズ対策に必要な部品も削減できるので、低コストで小型な磁気軸受回路が実現できる。

20

【図面の簡単な説明】

【 0 0 4 3 】

【図 1】 PWM 制御のパルスとデューティの関係を示す簡略図

【図 2】 PWM 制御のパルスと電磁石電流との関係を示すタイムチャート

【図 3】 本発明の第 1 実施形態の全体ブロック図

【図 4】 シミュレーションブロック図

【図 5】 電流指令とノイズ電流に対する電磁石電流の応答特性のシミュレーション結果

30

【図 6】 本発明の第 3 の実施形態の全体ブロック図

【図 7】 図 3 の変形例

【図 8】 図 6 の変形例（その 1）

【図 9】 図 6 の変形例（その 2）

【図 10】 図 6 の変形例（その 3）

【図 11】 ターボ分子ポンプの断面図

【図 12】 ラジアル方向電磁石の横断面図

【図 13】 アキシャル方向電磁石の縦断面図

【図 14】 従来磁気軸受励磁回路の例

【図 15】 電流指令値が検出値より大きい場合の制御を示すタイムチャート

40

【図 16】 電流指令値が検出値より小さい場合の制御を示すタイムチャート

【発明を実施するための形態】

【 0 0 4 4 】

以下、本発明の第 1 の実施形態について説明する。

電磁石 111、113、115、117、121、123 に対し、PWM 制御でパルス電圧を印加した場合の電磁石電流の変化量は、電磁石電流を直接検出しなくても、パルス電圧の電圧値、パルス幅、電磁石のインダクタンス値、抵抗値が分かれば、計算でほぼ推定できる。そこで、電流の目標変化量を計算する際、電流検出値を使用せず、計算による推定値を用いることで、電流検出信号に混入しているノイズの影響を受けないようにする。

50

【 0 0 4 5 】

但し、電磁石電流の目標変化量を推定値により制御していると、直流成分については、電流検出値と電流目標値にオフセット誤差が出てしまうので、電流検出値と電流目標値の誤差を積分器に通して電流の計算値に加算する。積分器は高周波のノイズを強力に減衰できるので、積分器を追加してもノイズはほとんど増加せずにオフセットを除去できる。

【 0 0 4 6 】

直流～AC低周波成分は、電流検出回路139の信号を用いてフィードバック制御する。直流～AC低周波成分には、強力的ローパスフィルタを使用できるので、ノイズを強力的に低減できる。一方、AC高周波成分は、電流検出値を用いず、電流指令値の変化分($I_r[n+1] - I_r[n]$)から必要なアンプ出力電圧のパルス幅を決定する。

10

【 0 0 4 7 】

ここに、電磁石電圧 V_m 、電磁石インダクタンス L_m 、電磁石抵抗 R_m 、電源電圧 V_d 、サンプリング間隔 T_s 、PWM制御時のパルスONデューティ D 、電磁石への電流指令値 I_r 、電流検出値 I_L と定義する。キルヒホッフの法則によれば、電磁石巻線111を流れる電磁石電流 I_L と電磁石電圧 V_m の間には、数1が成立する。

【 0 0 4 8 】

[数 1]

$$V_m = L_m \times \frac{\Delta I_L}{\Delta t} + R_m \times I_L$$

20

【 0 0 4 9 】

図1にPWM制御のパルスとデューティの関係を簡略図で示す。1周期 T_s で、パルスON期間($D \times T_s$)の電流検出値 $I_{L\text{on}}$ は数2となる。

【 0 0 5 0 】

[数 2]

$$\Delta I_{L\text{on}} = \frac{(V_d - R \times I_L)}{L_m} \times D \times T_s$$

【 0 0 5 1 】

一方、パルスOFF期間($(1 - D) \times T_s$)の電流検出値 $I_{L\text{off}}$ は数3となる。

30

【 0 0 5 2 】

[数 3]

$$\Delta I_{L\text{off}} = \frac{(-R \times I_L)}{L_m} \times (1 - D) \times T_s$$

【 0 0 5 3 】

数2と数3より1周期 T_s の電流検出値 I_L を算出すると数4となる。

【 0 0 5 4 】

[数 4]

$$\Delta I_L = \Delta I_{L\text{on}} + \Delta I_{L\text{off}} = \frac{V_d \times D \times T_s}{L_m} - \frac{R_m \times I_L \times T_s}{L_m}$$

40

【 0 0 5 5 】

数4よりデューティ D を計算すると数5となる。

【 0 0 5 6 】

[数 5]

$$D = \left(\Delta I_L + \frac{R_m \times I_L \times T_s}{L_m} \right) \times \frac{L_m}{V_d \times T_s}$$

【 0 0 5 7 】

数5で、 I_L の変化は緩やかなので、 I_L に低周波成分の電流検出値を用いる。

50

I_L は次回の電流指令値 $I_r[n+1]$ と今回の電流指令値 $I_r[n]$ の差とする。
従って、デューティ D の計算値は数 6 のようになる。

【 0 0 5 8 】

[数 6]

$$D = \left((I_r[n+1] - I_r[n]) + \frac{R_m \times I_L \times T_s}{L_m} \right) \times \frac{L_m}{V_d \times T_s}$$

【 0 0 5 9 】

高周波成分については、電流指令と実電流にずれが生じるが大勢に影響ないと思われる。
このように電流にずれが生じたとしても回転体 103 は位置フィードバックにより中心に浮上する。

10

一方、低周波成分は通常に制御されるので過電流等の問題は発生しない。

【 0 0 6 0 】

ここで、電流の増減の極性を表す係数 $P[n]$ を導入して式をまとめる。 I_L を次回の電流指令値 $I_r[n+1]$ と今回の電流指令値 $I_r[n]$ の差と置き換えると、オープンループで制御する計算式は、次のデューティ D が数 7、次のパルス幅 $T_p[n+1]$ が数 8 のように表せる。

【 0 0 6 1 】

[数 7]

$$D = \left((I_r[n+1] - I_r[n]) + \frac{R_m \times T_s \times I_L}{L_m} \right) \times \frac{L_m}{V_d \times T_s}$$

20

【 0 0 6 2 】

[数 8]

$$T_p[n+1] = P[n+1] \times \frac{L_m}{V_d} \times \left((I_r[n+1] - I_r[n]) + \frac{R_m \times T_s \times I_L}{L_m} \right)$$

【 0 0 6 3 】

次に直流と AC 低周波成分のフィードバック機能を追加して制御する計算式を完成させると、次のパルス幅 $T_p[n+1]$ は数 9 のように表せる。

30

【 0 0 6 4 】

[数 9]

$$T_p[n+1] = P[n+1] \times \frac{L_m}{V_d} \times \left((I_r[n+1] - I_r[n]) + \frac{R_m \times T_s \times I_L}{L_m} + Y_i[n] \right)$$

【 0 0 6 5 】

但し、 $Y_i[n]$ は、 K_i が積分係数として数 10 の通りである。

【 0 0 6 6 】

[数 10]

$$Y_i[n] = K_i \times (I_r[n] - I_L[n]) + Y_i[n-1]$$

40

【 0 0 6 7 】

なお、従来技術との対比のため参考までに特許文献 1 に記載の数式を掲載し説明する。

従来は、 I_L を次回の電流指令値 $I_r[n+1]$ と今回の電流検出値 $I_L[n]$ と今回のパルス幅 $T_p[n]$ で数 11 のように表していた。

【 0 0 6 8 】

[数 11]

$$I_r[n] \cong I_L[n] + \Delta I_L = I_L[n] + \frac{V_d \times T_p[n]}{L_m} - \frac{R_m \times T_s \times I_L}{L_m}$$

50

【 0 0 6 9 】

ここに、次のデューティ D は数 1 2 の通りであり、次のパルス幅 T p [n + 1] は数 1 3 の通りである。

【 0 0 7 0 】

[数 1 2]

$$D = \left((I_r[n+1] - I_L[n]) - \frac{V_d \times T_p[n]}{L_m} + \frac{2 \times R_m \times T_s \times I_L}{L_m} \right) \times \frac{L_m}{V_d \times T_s}$$

【 0 0 7 1 】

[数 1 3]

$$T_p[n+1] = P[n+1] \times \frac{L_m}{V_d} \times \left((I_r[n+1] - I_L[n]) - \frac{P[n] \times V_d \times T_p[n]}{L_m} + \frac{2 \times R_m \times T_s \times I_L}{L_m} \right)$$

10

【 0 0 7 2 】

制御の精度を向上するためフィードバックゲイン K A 、インダクタンス補正ゲイン K L 、積分項 Y i を追加した場合の次のパルス幅 T p [n + 1] を算出する数式は数 1 4 の通りである。

【 0 0 7 3 】

[数 1 4]

$$T_p[n+1] = P[n+1] \times \frac{K_A \times L_m}{V_d} \times \left((I_r[n+1] - I_L[n]) \times K_L - \frac{P[n] \times V_d \times T_p[n]}{L_m} + \frac{2 \times R_m \times T_s \times I_L}{L_m} + Y_i[n] \right)$$

20

【 0 0 7 4 】

但し、積分項 Y i は数 1 0 の通りである。

即ち、図 2 のタイムチャートにおいて、従来は 次のパルス幅 T p [n + 1] を I r [n + 1] と I L [n] と T p [n] から算出していた。これに対し本実施形態のオープンループアンプでは T p [n + 1] を I r [n + 1] と I r [n] から算出している点で異なる。

【 0 0 7 5 】

次に、数 9 及び数 1 0 に基づき作成したブロック図について説明する。図 3 のブロック図において、定数記憶部 1 は、電磁石コイル 1 1 1 の抵抗値 R m 、インダクタンス値 L m 、サンプリング時間 T s 等の定数値を記憶している。また、フィードバックゲイン K A 等もこの定数記憶部 1 にて記憶する。電流記憶部 3 は、電流制御回路 1 3 7 内のマイクロコンピュータで、定期的にサンプリングされた過去の電流指令値 I r を記憶している。低周波フィードバック回路 5 は、入力された電流指令値 I r と電流検出値 I L の直流成分や低周波成分の誤差を抑制するための信号を生成し出力する。

30

【 0 0 7 6 】

出力電圧演算回路 7 は、入力された電流指令値 I r [n + 1] 、電流記憶部の記憶値 I r [n] 、定数記憶部の記憶値、低周波フィードバック回路 5 の信号をもとに、電磁石コイル 1 1 1 に指令通りの電流を流すための出力電圧のパルス幅 T p [n + 1] を計算し、 V d × T p [n + 1] / T s で算出される出力電圧を出力する。

40

【 0 0 7 7 】

また、低周波フィードバック回路 5 の低周波制御に P I 制御を使用したときのシミュレーションブロック図を図 4 に示す。電流指令 I reference は増幅器 1 1 で増幅される。また、この電流指令 I reference は、加算器 1 3 において電磁石電流 I magnet に対しノイズ電流 I noise の重畳された電流との間で偏差器 1 5 で差が取られる。

【 0 0 7 8 】

この偏差器 1 5 の出力は積分器 1 7 で積分された後、増幅器 1 9 で増幅される。増幅器 1 1 の出力信号と増幅器 1 9 の出力信号は加算器 2 1 で加算される。そして、この加算器 2 1 の出力信号は補償器 2 3 で電磁石 1 1 1 の抵抗とインダクタンスについて補正される

50

。この補償器 23 の出力信号が電磁石の等価器 29 に入力されると電磁石電流が算出される。

【0079】

電流指令 $I_{reference}$ とノイズ電流 I_{noise} に対する電磁石電流 I_{magnet} の応答特性のシミュレーション結果は図 5 に示す通りである。図 5 より分かるように、電流指令 $I_{reference}$ についてはノイズによる影響を何ら受けずにそのまま電磁石に対し出力される。一方、ノイズ成分については 1 ~ 2 kHz 未満の低周波領域では何も影響を受けずに、1 ~ 2 kHz 以上の高周波領域では減衰されることが分かる。このことより、電磁石電流に現れるノイズ電流成分を積分器 17 により非常に大きく減衰できることが分かる。

【0080】

このように、高周波電流の制御量の計算に電流検出値を使用せず、計算による推定値を用いることで、電流制御量にノイズが混入しないため、振動や騒音の少ない磁気軸受が実現できる。高周波の電流を検出する必要が無いので、周波数応答性の低い安価な電流検出器が使用でき、またノイズ対策に必要な部品も削減できるので、低コストで小型な磁気軸受回路が実現できる。

【0081】

更に、従来の制御方法では電流制御の誤差を抑制するため回路の電流制御ループのゲインを高くすると電流制御が高周波数で発振してしまうが、本方式では高周波をフィードバック制御しないので電流制御の発振はあり得ない。

【0082】

次に、本発明の第 2 の実施形態について説明する。

次のパルス幅 $T_p[n+1]$ の計算に、直前の電流指令値 $I_r[n]$ と次の電流指令値 $I_r[n+1]$ だけを用いると、直前の電流指令値 $I_r[n]$ が変位センサから混入したノイズ信号等の影響で過敏に変化してパルス幅の計算結果が過敏に変動してしまう可能性が考えられる。その場合、過去の複数の電流指令値を使用することで、パルス幅の計算を安定させることができる。

例えば、数 15 に示す通り、直前の電流指令値 $I_r[n]$ とその前の電流指令 $I_r[n-1]$ 信号を用いてローパスフィルタ特性を持たせることができる。ここに、 a_1 、 b_0 はローパスフィルタの係数である。

【0083】

[数 15]

$$T_p[n+1] = P[n+1] \times \frac{L_m}{V_d} \times \left((I_r[n+1] - a_1 \times I_r[n-1] - b_0 \times I_r[n]) + \frac{R_m \times T_s \times L_l}{L_m} + Y_i[n] \right)$$

【0084】

第 2 実施形態のブロック図は図 3 と同様である。即ち、図 3 において、定数記憶部 1 に対し a_1 、 b_0 を追加記憶し、また、電流記憶部 3 に対し複数の過去の電流指令値 I_r を記憶することで実現できる。

【0085】

更に、制御の精度を向上するためフィードバックゲイン K_A 、インダクタンス補正ゲイン K_L を導入した場合の次のパルス幅 $T_p[n+1]$ を算出する数式は数 16 の通りである。

【0086】

[数 16]

$$T_p[n+1] = P[n+1] \times \frac{K_A \times L_m}{V_d} \times \left((I_r[n+1] - a_1 \times I_r[n-1] - b_0 \times I_r[n]) \times K_L + \frac{R_m \times T_s \times L_l}{L_m} + Y_i[n] \right)$$

【0087】

フィードバックゲイン K_A は定数記憶部 1 に対し追加記憶する。従来の制御に比べ、電流検出信号の位相遅れが問題にならないので、電流制御ゲインの直

10

20

30

40

50

流電流に対応したインダクタンス補正ゲイン K_L の補正が不要あるいは容易になる。

【0088】

次に、本発明の第3の実施形態について説明する。

オープンループアンプでは、AC高周波成分は、電流検出値を用いず、電流指令値を用いて電流を制御するため、電流指令値と実際の電流の間に誤差が生じる場合がある。この誤差を削減するために、図6に示すように電流誤差補正回路9を追加する。なお、図3と同一要素のものについては同一符号を付して説明は省略する。この電流誤差補正回路9は、入力された電流指令値と電流検出値の高周波成分の誤差を抑制するための信号を生成し、出力するようになっている。

【0089】

図6において、電流誤差補正回路9には電流指令値 I_r と電流検出値 I_L が入力され、内部に記憶される。電流誤差補正回路9は電流誤差 $I_e[n] = I_r[n] - I_L[n+1]$ を監視する。そして、 $I_e[n]$ をローパスフィルタ処理することで、ノイズを除去し、 I_e が+傾向なのか-傾向なのかを判断する。 I_e が+傾向のときは、電流が増えるように電流補正信号を出力電圧演算回路7に送る。同様に、 I_e が-傾向のときは、電流が減るように電流補正信号を出力電圧演算回路7に送る。それにより、電流誤差補正回路9は電磁石電流のノイズを増やすことなく、電流指令値 I_r と実際の電流検出値 I_L の誤差を抑制できる。

【0090】

電流誤差補正回路9の具体的な実現方法の例は下記の通りである。

電流誤差補正回路9は、一定期間、電流指令値 I_r と電流検出値 I_L をモニタし、双方の高周波成分の信号に誤差が認められた場合、誤差を抑制するための信号を生成し、出力する。例えば、1分間、電流指令値 I_r と電流検出値 I_L をそれぞれFFT変換し、アペレージングすることで、ノイズ成分の除去された平均化された電流値の周波数成分を抽出する。

【0091】

ここで例えば、ある周波数に対して抽出された電流指令値 I_r より電流検出値 I_L の方が小さい場合、電流誤差補正回路9はその周波数の電流をより多く流すための信号を出力電圧演算回路7に送る。

【0092】

次に、本発明の第1~3の各実施形態の変形例について説明する。

低周波フィードバック回路5と電流誤差補正回路9の入力は、電流指令値 ($I_r[n+1]$) と電流指令値 ($I_r[n]$) のどちらを接続しても正常に機能する。このため、以下に変形例の図を示す。

【0093】

図7は、図3の変形例であり、低周波フィードバック回路5に対し $I_r[n+1]$ を入力した例である。図8は図6の変形例であり、図6と異なるのは、電流誤差補正回路9に対し $I_r[n+1]$ を入力した点である。図9もまた図6の変形例であり、図6と異なるのは、電流誤差補正回路9と低周波フィードバック回路5の両方に対して $I_r[n+1]$ を入力した点である。

【0094】

図10もまた図6の変形例であり、図6と異なるのは、低周波フィードバック回路5に対して $I_r[n+1]$ を入力した点である。

なお、本発明は、本発明の精神を逸脱しない限り種々の改変をなすことができ、上述した実施形態及び各変形例は、種々組み合わせることができる。

【符号の説明】

【0095】

- 1 定数記憶部
- 3 電流記憶部
- 5 低周波フィードバック回路

10

20

30

40

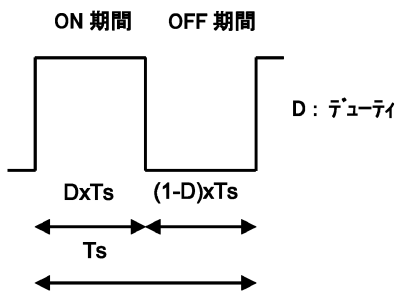
50

- 7 出力電圧演算回路
- 9 電流誤差補正回路
- 11、19 増幅器
- 13、21 加算器
- 15 偏差器
- 17 積分器
- 23 補償器
- 29 等価器
- 103 回転体
- 111、113、115、117、121、123 電磁石
- 137 制御回路
- 139 電流検出回路

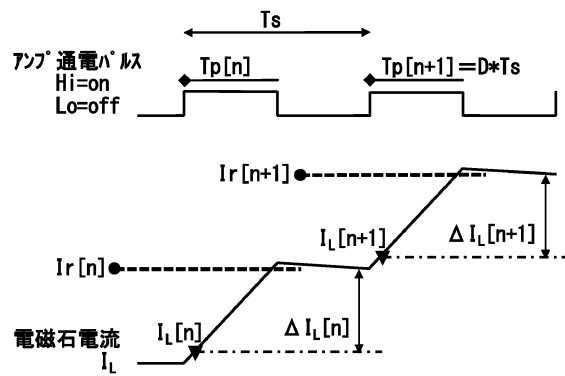
10

【図面】

【図1】



【図2】



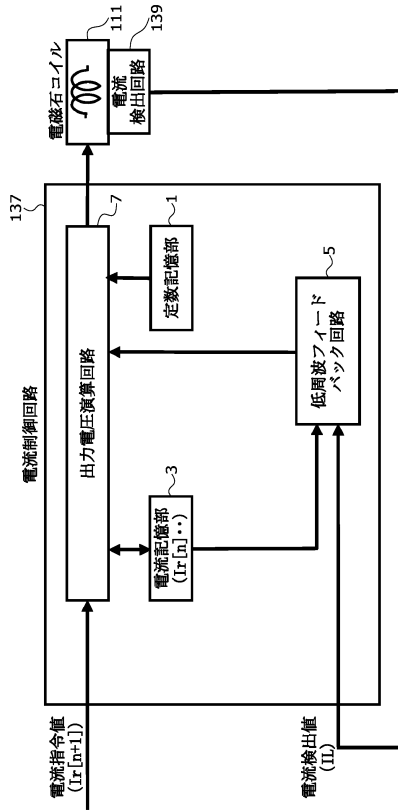
20

30

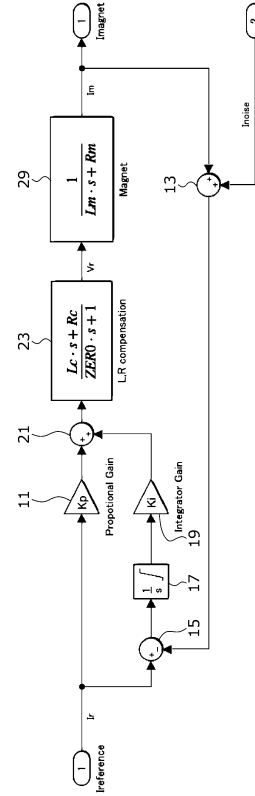
40

50

【図 3】



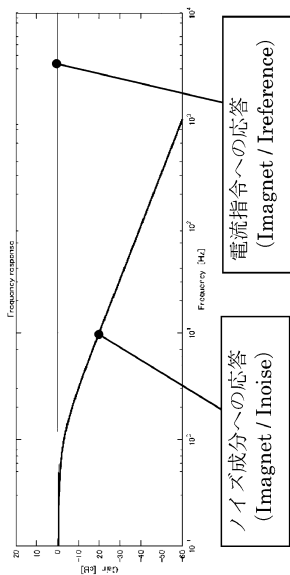
【図 4】



10

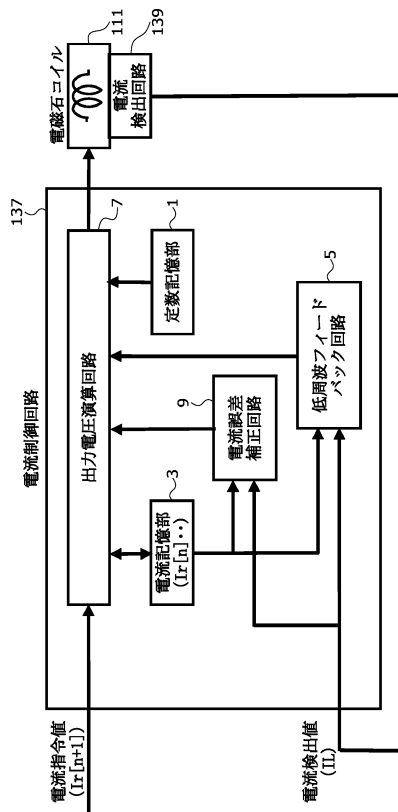
20

【図 5】



30

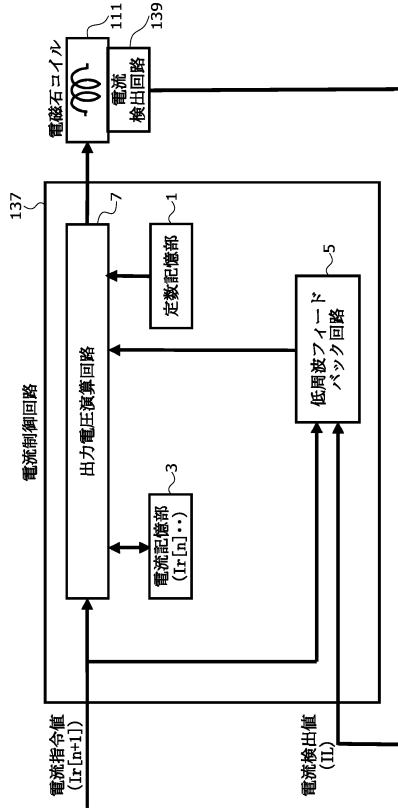
【図 6】



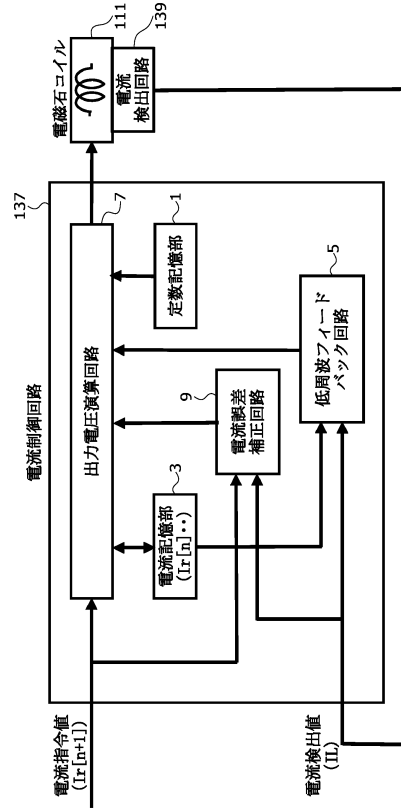
40

50

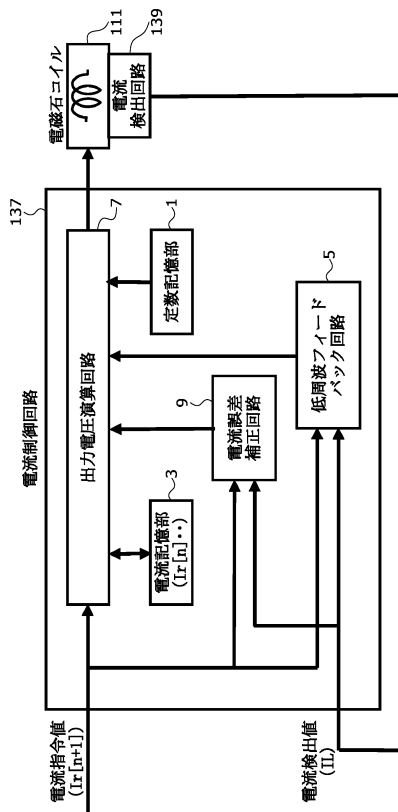
【図 7】



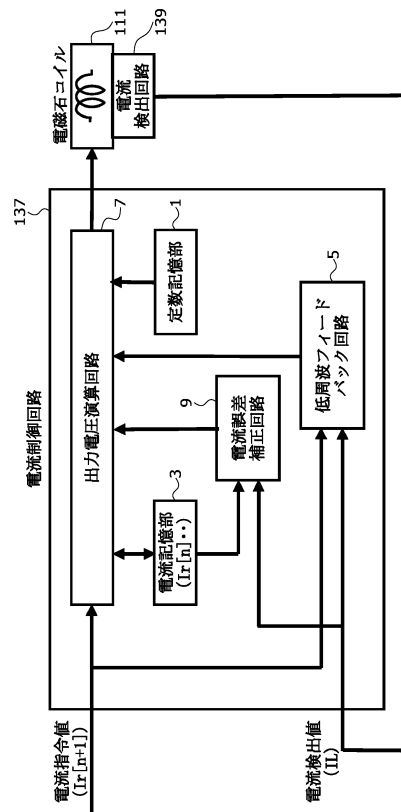
【図 8】



【図 9】



【図 10】



10

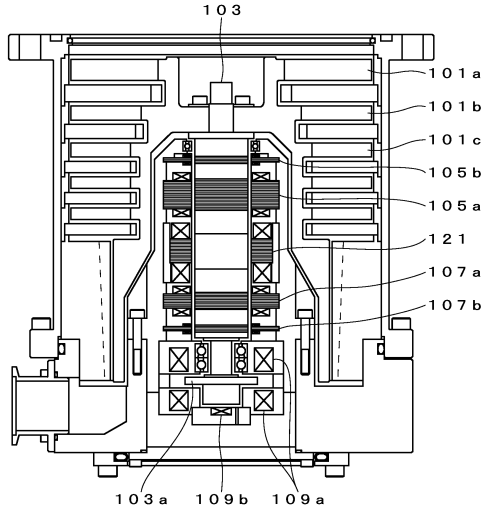
20

30

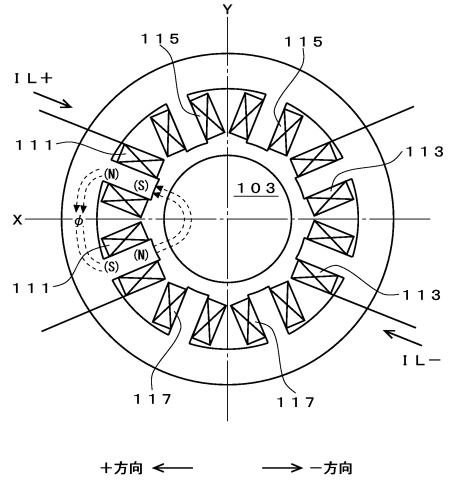
40

50

【図 1 1】

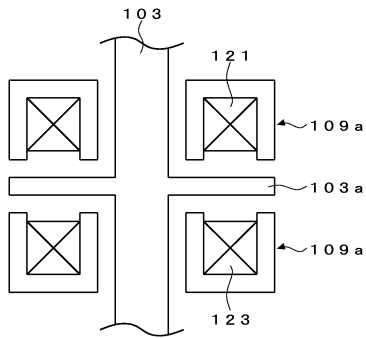


【図 1 2】

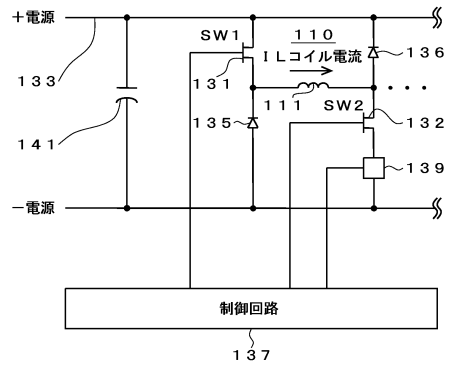


10

【図 1 3】



【図 1 4】



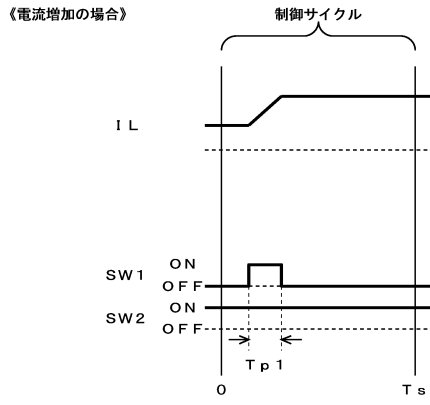
20

30

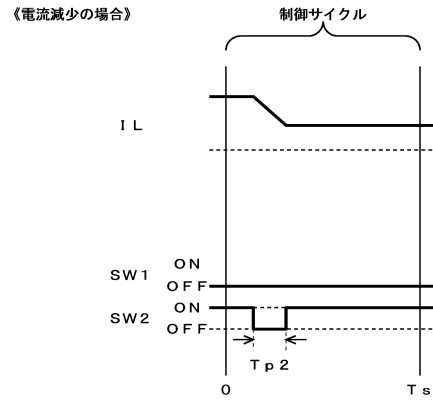
40

50

【図 15】



【図 16】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平 1 1 - 1 5 9 5 3 0 (J P , A)
特開 2 0 1 4 - 1 3 7 1 1 6 (J P , A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl. , D B 名)
- F 1 6 C 3 2 / 0 4
F 0 4 D 1 9 / 0 4