

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2014 年 4 月 3 日(03.04.2014)

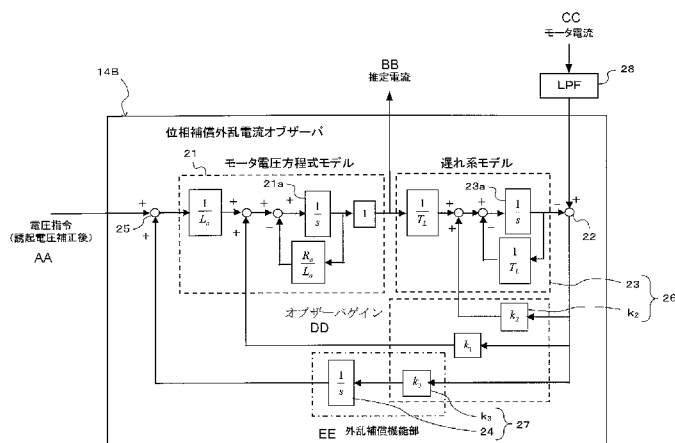


(10) 国際公開番号
WO 2014/049694 A1

- (51) 国際特許分類:
H02P 23/12 (2006.01) **H02P 27/04** (2006.01)
H02P 21/13 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2012/074586
- (22) 国際出願日: 2012 年 9 月 25 日(25.09.2012)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (71) 出願人: 株式会社安川電機(KABUSHIKI KAISHA YASKAWA DENKI) [JP/JP]; 〒8060004 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石 2 番 1 号 Fukuoka (JP).
- (72) 発明者: 加来 靖彦(KAKU Yasuhiko); 〒8060004 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石 2 番 1 号 株式会社安川電機内 Fukuoka (JP). 浅井 哲也(ASAI Tetsuya); 〒8060004 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石 2 番 1 号 株式会社安川電機内 Fukuoka (JP).
- (74) 代理人: 益田 博文(MASUDA Hirofumi); 〒1100015 東京都台東区東上野 1-7-13 東上野上村ビル 2 階 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).
- 添付公開書類:
— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

(54) Title: MOTOR CONTROLLER
(54) 発明の名称: モータ制御装置

【図4】



14B Phase compensation disturbance current observer
21 Motor voltage equation model
23 Delay system model
AA Voltage command (after correcting induced voltage)
BB Estimated voltage
CC Motor current
DD Observer gain
EE Disturbance compensation function unit

(57) Abstract: [Problem] To suppress the effects of disturbances such as parameter fluctuations. [Solution] A motor controller comprises: a proportional-integral (PI) compensator (11) that generates a voltage command on the basis of a deviation between a current command and an estimated current; a voltage conversion unit (12) that controls an output voltage to a motor (M) on the basis of the voltage command; a current detection unit (13) that detects a motor current supplied to the motor (M); and a phase compensation disturbance current observer (14B) into which the detected motor current and voltage command are inputted, and which outputs the motor current, which is obtained by compensating for the effects of disturbances, as an estimated current. The phase compensation disturbance current observer (14B) comprises: a motor voltage equation model (21) into which the voltage command is inputted, and which outputs the estimated current; an observer gain (k_1) and an observer gain (k_2), which are multiplied by the difference between the motor current and the estimated current; and an integrator (24) that integrates the output of the observer gain k_2 . The output of the observer gain k_1 is added to the motor voltage equation model (21), and the output of the integrator (24) is added to the voltage command.

(57) 要約:

[続葉有]



【課題】パラメータ変動等の外乱の影響を抑制する。【解決手段】電流指令と推定電流との電流偏差に基づいて電圧指令を生成するPI補償器11と、電圧指令に基づいてモータMへの出力電圧を制御する電圧変換部12と、モータMに供給されるモータ電流を検出する電流検出部13と、検出されたモータ電流と電圧指令とを入力し、外乱による影響を補償したモータ電流を推定電流として出力する位相補償外乱電流オブザーバ14Bと、を有し、位相補償外乱電流オブザーバ14Bは、電圧指令を入力し推定電流を出力するモータ電圧方程式モデル21と、モータ電流と推定電流との差に乘算されるオブザーバゲイン k_1 及びオブザーバゲイン k_2 と、オブザーバゲイン k_2 の出力を積分する積分器24とを有し、オブザーバゲイン k_1 の出力がモータ電圧方程式モデル21に加算されると共に、積分器24の出力が電圧指令に加算される。

明 細 書

発明の名称 : モータ制御装置

技術分野

[0001] 開示の実施形態は、モータ制御装置に関する。

背景技術

[0002] 特許文献 1 には、電流アンプと、電流を推定する手段とを備え、電流推定手段による推定電流からフィードバック電流を差し引いて電流制御と同様の動作をする電流アンプモデルと、モータの電流を推定するモータモデルとによって、電流を推定して制御対象のフィードバックとする電流制御方法が記載されている。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特開 2 0 0 5 - 7 3 4 7 7 号

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] 一般に電流オブザーバでは、モータの巻線抵抗やインダクタンス等についての各パラメータが設定される。しかし、巻線の温度変化による巻線抵抗の変動や、電流の変化によるインダクタンスの変動等により、実際のパラメータがオブザーバのパラメータに対して変動したり、あるいは、設計値に対する実際の値のバラツキ等により、実際のパラメータとオブザーバのパラメータとが一致しない可能性がある。この場合、電流オブザーバの推定電流値に定常誤差が生じ、推定値が真値に収束しないという問題があるが、上記従来技術ではこのようなパラメータ変動等の外乱に対して何ら対策がなされていないなかった。

[0005] 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、本発明の目的とするところは、パラメータ変動等の外乱の影響を抑制することが可能なモータ制御装置を提供することにある。

課題を解決するための手段

[0006] 上記課題を解決するために、本発明のある観点によれば、電流指令と推定電流との電流偏差に基づいて電圧指令を生成する電流変換部と、前記電圧指令に基づいてモータへの出力電圧を制御する電圧制御部と、前記モータに供給されるモータ電流を検出する電流検出部と、検出された前記モータ電流と前記電圧指令とを入力し、外乱による影響を補償した前記モータ電流を前記推定電流として出力する電流推定部と、を有するモータ制御装置が提供される。

発明の効果

[0007] 本発明によれば、パラメータ変動等の外乱の影響を抑制することができる。

図面の簡単な説明

[0008] [図1]実施形態のモータ制御装置全体のシステム構成を表すブロック図である。

[図2]電流制御部のシステム構成を表すブロック図である。

[図3]簡易構成の電流オブザーバの詳細ブロック図である。

[図4]位相補償外乱電流オブザーバの詳細ブロック図である。

[図5]簡易構成の電流オブザーバを備えた場合のモータ電流のステップ応答波形を表す図である。

[図6]簡易構成の電流オブザーバを備えた場合のモータ電圧のステップ応答波形を表す図である。

[図7]図5中のA部を拡大した図である。

[図8]図5の波形からリップル成分を低減して再観測したモータ電流のステップ応答波形を表す図である。

[図9]図7中のB部を拡大した図である。

[図10]簡易構成の電流オブザーバでLPFを適用した場合の図8に対応する図である。

[図11]簡易構成の電流オブザーバでLPFを適用した場合のモータ電圧のス

テップ応答波形を表す図である。

[図12]簡易構成の電流オブザーバでL P Fを適用した場合の図9に対応する図である。

[図13]簡易構成の電流オブザーバでL P Fとゲインアップを適用した場合の図8に対応する図である。

[図14]簡易構成の電流オブザーバでL P Fとゲインアップを適用した場合のモータ電圧のステップ応答波形を表す図である。

[図15]簡易構成の電流オブザーバでL P Fとゲインアップを適用した場合の図12に対応する図である。

[図16]位相補償外乱電流オブザーバを備えた場合の図8に対応する図である。

[図17]簡易構成の電流オブザーバでモータのパラメータが変動しない場合の図5に対応する図である。

[図18]簡易構成の電流オブザーバでモータのパラメータが変動しない場合の図8に対応する図である。

[図19]簡易構成の電流オブザーバで誘起電圧補正量が $1/2$ に変動した場合の図5に対応する図である。

[図20]簡易構成の電流オブザーバで誘起電圧補正量が $1/2$ に変動した場合の図8に対応する図である。

[図21]簡易構成の電流オブザーバで巻線抵抗が2倍に変動した場合の図5に対応する図である。

[図22]簡易構成の電流オブザーバで巻線抵抗が2倍に変動した場合の図8に対応する図である。

[図23]図18を拡大した図である。

[図24]図22を拡大した図である。

[図25]位相補償外乱電流オブザーバで誘起電圧補正量が $1/2$ に変動した場合のモータ電流のステップ応答波形を表す図である。

[図26]位相補償外乱電流オブザーバで誘起電圧補正量が $1/2$ に変動した場

合の図 8 に対応する図である。

[図27]位相補償外乱電流オブザーバで巻線抵抗が 2 倍に変動した場合のモータ電流のステップ応答波形を表す図である。

[図28]位相補償外乱電流オブザーバで巻線抵抗が 2 倍に変動した場合の図 8 に対応する図である。

[図29]位相補償電流オブザーバの詳細ブロック図である。

[図30]外乱補償電流オブザーバの詳細ブロック図である。

発明を実施するための形態

[0009] 以下、実施の形態について図面を参照して説明する。

[0010] <モータ制御装置の全体構成>

まず、図 1 を用いて、本実施形態に係るモータ制御装置の概略的な構成について説明する。図 1 に示すように、モータ制御装置 100 は、特に図示しない上位制御装置から入力される位置指令に基づいて、モータ M の回転位置（回転角度）を制御する。なお、以下における図示及び説明は、全て伝達関数形式での説明とする。図 1 において、本実施形態のモータ制御装置 100 は、位置制御部 1 と、速度制御部 2 と、電流制御部 3 と、エンコーダ 4 と、速度換算部 5 とを有している。

[0011] 位置制御部 1 は、減算器 6 を介して入力された、上記位置指令と後述のエンコーダ 4 が検出したモータ M の回転位置との差である位置偏差に基づき、この位置偏差を少なくするように制御して速度指令を出力する。

[0012] 速度制御部 2 は、減算器 7 を介して入力された、上記位置制御部 1 からの速度指令と後述の速度換算部 5 が出力したモータ速度との差である速度偏差に基づき、この速度偏差を少なくするように制御してトルク指令を出力する。

[0013] 電流制御部 3 は、上記速度制御部 2 からのトルク指令と、後述の速度換算部 5 が出力したモータ速度に基づき、PWM 制御による駆動電流をモータ M に出力する。なお、この電流制御部 3 の構成については、後に詳述する（後述の図 2 参照）。

[0014] モータMは、電流制御部3からの駆動電流によりトルクを発生し、特に図示しない負荷機械を駆動する。

[0015] エンコーダ4は、例えばモータMの回転子に機械的に連結されたロータリエンコーダで構成されている。このエンコーダ4は、モータMの回転位置を検出する。

[0016] 速度換算部5は、エンコーダ4が検出したモータMの回転位置の変化をモータMのモータ速度に換算する。具体的に、この速度換算部5には微分器(s)を用いればよい。

[0017] 以上の構成の本実施形態のモータ制御装置100は、位置制御系のフィードバックループと、速度制御系のフィードバックループと、電流制御系のフィードバックループの3重ループ構成となっている。つまり、図示しない上位制御装置から位置指令が入力されてから、位置制御部1、速度制御部2、電流制御部3、モータM、エンコーダ4の順で、制御信号及び検出信号が伝達されてフィードバックを行う位置制御系のフィードバックループ（以下、位置制御系ループという）を備えている。また、速度制御部2、電流制御部3、モータM、エンコーダ4、速度換算部5の順で、制御信号及び検出信号が伝達されてフィードバックする速度制御系のフィードバックループ（以下、速度制御系ループという）も備えている。さらに本実施形態では、電流制御部3の内部にも電流制御系のフィードバックループ（以下、電流制御系ループという）が備えられている。以下、この電流制御部3の内部構成及び電流制御系ループについて詳細に説明する。

[0018] <電流制御部の内部構成>

電流制御部3の内部構成を、図2のブロック図で示す。この図2において、電流制御部3は、PI補償器11と、電圧変換部12と、電流検出部13と、電流オブザーバ14と、誘起電圧演算部15とを有している。なお以下においては、説明と理解を容易にするため、モータMはDCモータを使用した場合を想定して説明する。この場合、モータMは電流に比例したトルクを発生するため、上記図1中の速度制御部2から出力されたトルク指令は相当

する電流指令に換算されたものとして扱うものとし、本図2中には電流指令で記載している（以下、同様）。

[0019] P I補償器11は、減算器16を介して入力された、上記電流指令と、後述の電流オブザーバ14が出力した推定電流との差である電流偏差に基づき、この電流偏差を少なくするように制御して電圧指令を出力する。具体的には、P I補償器11は、上記電流偏差に対して比例演算（P演算）と積分演算（I演算）を並列して行ういわゆるP I演算を行って電圧指令を出力する。このうち、比例演算におけるゲインが電流ループゲインに相当する（特に図示せず）。

[0020] 電圧変換部12は、上記P I補償器11から出力された電圧指令に基づいて、PWM制御により出力電圧を制御して駆動電流をモータMに出力する。つまり当該電圧変換部12は、上記P I補償器11から出力された電圧指令と所定周波数で別途生成した三角波との比較によりパルス幅が変動する矩形形状の駆動電圧を出力し、このパルス幅のデューティ比でモータMに給電する駆動電力の大きさを制御する、いわゆるPWM制御（Pulse Width Modulation制御）を行う。なお本実施形態では、上述したようにDCモータMに対して駆動電流を出力するため、図中の電圧変換部12は1対の電力線17（単相の電力線）でDCモータMに駆動電流を給電している。

[0021] 電流検出部13は、上記電力線17に設けられた例えばDCCT（Current Transformer）や、シャント抵抗およびAD変換器などで構成され、上記電圧変換部12からモータMへ給電される駆動電流の大きさを検出しその値をモータ電流の情報信号として出力する。

[0022] 電流オブザーバ14は、P I補償器11が出力した電圧指令に基づき、上記電圧変換部12における実作動上の誤差を外乱とみなして排除した数理モデル上のモータ電流を推定電流として出力する。また、この電流オブザーバ14は、電流検出部13が検出した実際のモータ電流を参照して、後述の電流制御系ループを安定化できるよう推定電流を算出する。なお、この電流オ

ブザーバ 14 の構成については後に詳述する。

[0023] 誘起電圧演算部 15 は、速度換算部 5 が出力したモータ速度に基づいて、モータ M に上記駆動電力が給電された際に発生した誘起電圧、つまりモータ M のコイルに潜在するインダクタンス成分により生じた逆起電圧を演算して出力する。上記 P I 補償器 11 から出力された電圧指令に、この誘起電圧演算部 15 から出力された誘起電圧を加算器 18 で加算することで誘起電圧を補正し、誘起電圧を補正した電圧指令を電圧変換部 12 及び電流オブザーバ 14 へ入力する。

[0024] 以上の構成の電流制御部 3 は、速度制御部 2 からのトルク指令に相当する電流指令が入力されてから、P I 補償器 11、電圧変換部 12、電流検出部 13、電流オブザーバ 14 の順で、制御信号及び検出信号が伝達されてフィードバックを行う電流制御系ループを備えている。この電流制御系ループは、電流オブザーバ 14 を備えていることで、電圧変換部 12 における実作動上の誤差に起因するモータ電流の波形の歪みを改善し、当該電流制御系ループにおける応答特性を向上できる。なお、上記の P I 補償器 11 が各請求項記載の電流変換部に相当し、上記の電圧変換部 12 が各請求項記載の電圧制御部に相当する。

[0025] <簡易構成の電流オブザーバ>

ここで、簡易構成の電流オブザーバのブロック図を図 3 に示す。この図 3 において、電流オブザーバ 14 A は、モータ電圧方程式モデル 21 と、1 つのオブザーバゲイン k_1 とを有している。

[0026] モータ電圧方程式モデル 21 は、式 (1) で表されるモータ電圧方程式を、モータに印加される電圧からモータの巻線に流れる電流までの状態方程式として表現したものである。

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (1)$$

ここで、 R_a : モータ巻線抵抗値、 L_a : モータ巻線インダクタンス値、 e_a : 誘起電圧値、 i_a : モータ電流値、 v_a : モータ電圧値、である。

[0027] 電流オブザーバ14Aは、まず上記の誘起電圧補正された電圧指令をモータ電圧方程式モデル21に入力し、理論上の推定電流を出力する。一方、減算器22でこの推定電流と実際のモータ電流との偏差を取り、この偏差に適宜のオブザーバゲイン k_1 をかけてモータ電圧方程式モデル21が備える積分器21a ($1/s$)の入力に加算する。これにより、電流オブザーバ14Aは、電流制御部3における実作動上の誤差を排除した数理モデル上のモータ電流を推定電流として出力する。さらに、電流オブザーバ14Aは、実際に検出されたモータ電流の変動分を反映させて推定電流を算出することができ、電流制御系ループを安定化できる推定電流を出力できる。

[0028] しかし、実際の電圧変換部12はパルス幅を変化させ駆動電流を時間平均で制御するPWM方式なので、電流制御系ループの遅れ要素となる。図3に示す比較例の電流オブザーバ14Aは、この遅れ要素を反映して電流指令に対する位相が遅れた状態の推定電流を出力するが、これをそのままフィードバックした場合には、電流制御系ループ全体が発振しやすくなる。特に上記PI補償器11の電流ループゲインを大きく設定した場合には、電流指令における高周波成分の位相遅れが顕著となるため容易に発振してしまう。このため、電流ループゲインが上げられず、電流制御系ループの広帯域化が制限されてしまう。

[0029] また、モータ電圧方程式モデル21においては、モータMの巻線抵抗やインダクタンス等についての各パラメータ（図中の R_a や L_a ）が設定される。しかし、巻線の温度変化による巻線抵抗の変動や、電流の変化によるインダクタンスの変動等により、実際のパラメータがモータ電圧方程式モデル21のパラメータに対して変動したり、あるいは、設計値に対する実際の値のバラツキ等により、実際のパラメータとモータ電圧方程式モデル21のパラメータとが一致しない可能性がある。この場合、電流オブザーバ14Aの推定電流値に定常誤差が生じ、推定電流の値が真値に収束しない。

[0030] <本実施形態の位相補償外乱電流オブザーバの構成>

本実施形態では、電流オブザーバ14に位相補償と外乱補償の2つの機能

を追加して構成した位相補償外乱電流オブザーバ14Bを適用する。この位相補償外乱電流オブザーバ14Bのブロック図を図4に示す。この図4において、位相補償外乱電流オブザーバ14Bは、上記図3に示したものと同一モータ電圧方程式モデル21と、遅れ系モデル23と、3つのオブザーバゲイン k_1 、 k_2 、 k_3 と、積分器24とを有している。

[0031] 遅れ系モデル23は、モータ電圧方程式モデル21の後段に直列接続した低域通過フィルタ（伝達関数で表現した数式モデル）である。この遅れ系モデル23は、入力指令の位相を予め設定された時定数に基づいて遅れさせる。

[0032] 位相補償外乱電流オブザーバ14Bは、まず上記の誘起電圧補正前の電圧指令をモータ電圧方程式モデル21に入力し、理論上の推定電流を出力する。さらにこの推定電流を遅れ系モデル23に入力し位相を遅れさせる。この位相の遅れた出力と実際のモータ電流との偏差を減算器22で取り、この偏差に適宜のオブザーバゲイン k_1 、 k_2 をかけてモータ電圧方程式モデル21と遅れ系モデル23がそれぞれ備える積分器21a、23a（ $1/s$ ）の入力に加算する。また別途、上記偏差に適宜のオブザーバゲイン k_3 と積分器24をかけて、加算器25で前記電圧指令（誘起電圧補正前の電圧指令）に加算する。

[0033] この接続構成で、遅れ系モデル23の出力は、電圧変換部12が出力するモータ電流をゲインと応答の両方の観点で模したものであり、実際に出力されたモータ電流に近いものと想定できる（実際は後述するLPF28の遅れ分も考慮）。この遅れ系モデル23の出力と実際に検出されたモータ電流との偏差を、それぞれ適宜のオブザーバゲイン k_1 、 k_2 で補償した後に2つのモデル21、23がそれぞれ備える積分器21a、23a（ $1/s$ ）の入力に加算して巡回させることで、遅れ系モデル23の出力をさらに実際のモータ電流に近似させることができる。その状態においてモータ電圧方程式モデル21の出力は、位相遅れを排除したモータ電流に近似しているとみなすことができる。これを実際のモータ電流よりも位相を進めた推定電流として、

位相補償外乱電流オブザーバ14Bが出力する。つまり、上記構成の位相補償外乱電流オブザーバ14Bにおいて、遅れ系モデル23とオブザーバゲイン k_2 が位相補償を行う位相補償機能部26として機能する。

[0034] また、遅れ系モデル23の出力と実際に検出されたモータ電流との偏差は、実際の電圧変換部12やモータMにおけるパラメータの変動や設計値に対するバラツキ等に起因して生じた外乱と見なすことができる。この外乱に適宜のオブザーバゲイン k_3 と積分器24をかけて推定外乱とし、これを電圧指令に加算し巡回させることでモータ電圧方程式モデル21の出力は上記外乱（偏差）を補償した推定電流として出力できる。つまり、上記構成の位相補償外乱電流オブザーバ14Bにおいて、オブザーバゲイン k_3 と積分器24が外乱補償を行う外乱補償機能部27として機能する。

[0035] なお本実施形態においては、図4で示すように、上記電流検出部13で検出したモータ電流を位相補償外乱電流オブザーバ14Bに入力する際には、ローパスフィルタ（図中及び以下において、LPF28と略記する）で高周波成分を除去した後に位相補償外乱電流オブザーバ14Bへ入力する。このLPF28は上記図2中では図示を省略しており、その役割については後述する。

[0036] なお、オブザーバゲイン k_1 が各請求項記載の第1のオブザーバゲインに相当し、オブザーバゲイン k_3 が各請求項記載の第2のオブザーバゲインに相当し、オブザーバゲイン k_3 が各請求項記載の第3のオブザーバゲインに相当し、LPF28が各請求項記載のローパスフィルタに相当する。

[0037] <本実施形態の効果検証>

以下、本実施形態のモータ制御装置100による電流制御の面での効果について、図5～図28のシミュレーションチャートを参照しつつ、今回の本願発明者による検討過程も含めて検証する。なお、以下においては、1：位相補償、と、2：外乱補償、の2側面で検証する。

[0038] <検証1-1：簡易構成の電流オブザーバの場合>

図2の電流制御部3内の電流制御系ループに上記図3の簡易構成の電流オ

ブザーバ14 Aを備えた場合を説明する。この場合のステップ応答のシミュレーション結果を図5～図9に示す。

[0039] 図5は、電流指令を0 Aから5 Aへ切り替えた際のモータ電流のステップ応答を示している。この図5では、電流制御部3に入力する電流指令をシミュレーション開始から0.003秒後に0 Aから5 Aへ瞬時に切り替えたことに応じ、電圧変換部12から出力されるモータ電流がステップ応答で増加している。

[0040] ここで、図示するモータ電流の波形には所定周波数の高周波成分が重畳しているが、これは電圧変換部12がPWM制御を行っていることに起因している。つまり、電圧変換部12の内部でPWM制御を行うために生成している三角波と同じ周波数の高周波成分が、モータ電流の波形に重畳している。この高周波成分の重畳は、図6に示すモータ電圧（電圧変換部12が出力する電圧指令）の波形にも同じ周波数で見受けられる。なお、電流制御系ループでステップ状の電流指令を入力した場合、モータ電流は図5に示すように当然ステップ応答の波形となるが、その過渡期においてモータ電圧の波形は図6に示すようにインパルス状のピーク波形を示す。これは、電流偏差の信号にゲインをかけたものが電圧指令であって、すなわち電流制御系フィードバックループ内の電圧指令は概略的に電流応答の微分波形となるためであり、このピークレベルは飽和しない限り問題はない。

[0041] また、図5中のA部を拡大した図7に示すように、モータ電流の波形に重畳する高周波成分は三角波であることが分かる。これは、電圧変換部12のPWM制御によってモータ電圧が矩形形状で出力されるものの、モータMのコイルのインダクタンス成分による積分作用によって、入力されたモータ電流の波形がこのように三角波状に成形される。また、図5及び図7中に示す太線は、電流オブザーバ14 Aが出力する推定電流の波形である。図示するように、推定電流は、モータ電流の三角波と同じ周期で同期して振動しているのが分かる。このようにモータ電流の三角波と比較して推定電流の振動の振幅が抑えられているのは、電流オブザーバ14 A自体にローパスフィルタとし

ての機能が備えられているためである。以下において、モータ電流及びモータ電圧に重畳する三角波の波形、及び推定電流の振動波形のそれぞれをリップル波形と呼称する。

[0042] ここで、上記図5のモータ電流の波形に対し、ローパスフィルタを通してリップル成分を低減させてモータ電流を再観測したものが図8である。この図8を見ると、ステップ応答の定常期においてモータ電流が電流指令の目標値（この例の5 A）に到達していないことがわかる（平均およそ4.8 A程度で定常値となっている）。このように、電流制御部3が出力するモータ電流が電流指令に到達していない場合、当該モータ制御装置100全体の位置制御系ループ及び速度制御系ループに対する不安定要因となる。これに対し本願発明者が検討したところ、上記図3の電流オブザーバ14 Aを備える電流制御系ループにおいてモータ電流が電流指令の目標値に到達できない原因として、リップル波形の非対称性に問題があることを今回新たに知見した。

[0043] <検証1-2：リップル波形の非対称性について>

まず、モータ電流のリップル波形は、本来、電流指令の5 Aを中心として上下対称に配置されるべきである。しかしながら、図7に示すシミュレーション結果では、モータ電流のリップル波形が電流指令の5 Aに対して上下非対称に配置されているのが分かる。つまり、リップル波形の高ピーク点がいずれも8 Aより低いことに対し、リップル波形の低ピーク点がいずれもほぼ2 Aであることから、リップル波形全体は5 Aよりも低い値（およそ4.8 A程度）を中心として振幅していることが分かる。このようにリップル波形が上下非対称に配置されるのは、電圧変換部12にビート現象が発生している点と、電流オブザーバ14 Aの応答速度がリップル波形に追従できていない点の2点が原因と考えられる。

[0044] 上述したように電圧変換部12で行われるPWM制御では、キャリア信号として生成した三角波と電圧指令の波形との比較によって矩形形状（パルス形状）の電圧を生成し出力する。しかし、電流制御系ループにおいてこの三角波と同期するリップル波形の成分がモータ電流及び推定電流を介してフィ

ードバックされることで、電圧変換部 12 に入力される電圧指令にもリップル波形が重畳してしまう。このため、電圧変換部 12 内の PWM 制御において、キャリア信号と入力指令信号がそれぞれ同じ周期で振幅する関係となり、これによりうねりの作用によって出力するパルス波形のデューティ比の値が真値からオフセットするというビート現象が生じてしまう。

[0045] また、本実施形態のモータ制御装置 100 全体はコンピュータのソフトウェアで実現されるが、その一部である電流オブザーバ 14 A はその応答速度が不足してモータ電流のリップル波形の変化に正確に追従できない。この点によっても、電流制御系ループがモータ電流のオフセットを許容してしまう。

[0046] すなわち、図 7 に示すようなモータ電流の降下オフセット（直流成分での底下げ）の発生は、電流制御系ループ中に PWM 制御を行う電圧変換部 12 を備えていることによるハードウェア的な要因と、電流オブザーバ 14 A の応答速度不足というソフトウェア的な要因の 2 点に起因している。また、このようなモータ電流の降下オフセットの影響を受けて、簡易構成の電流オブザーバ 14 A（図 3 参照）は、その降下オフセットを補償するために推定電流のリップル波形を逆に高くオフセットさせて出力してしまう。この推定電流の上昇オフセットについては、図 7 中の B 部を拡大した図 9 に示すように、推定電流のリップル波形が 5 A よりも高い値を中心として振幅していることから確認できる。このようにして推定電流が上昇オフセットによる定常誤差を有したままフィードバックされるため、電流制御系ループ全体でも定常状態でモータ電流を降下オフセットさせてしまい電流指令の目標値に収束しない。

[0047] そこで本願発明者は、以上のようなリップル波形の非対称性に起因する弊害を軽減するための方法として、a : LPF 28 を介してモータ電流のリップル波形の振幅を低減する方法と、b : 電流オブザーバ 14 A のゲインアップによる方法の 2 通りを考えた。

[0048] <検証 1 - 2 a : LPF によるリップル波形の低減>

まず、モータ電流にLPF28（上記図4参照）を適用してリップル波形の振幅を低減させることで、電圧変換部12におけるビート現象の発生を抑制することが考えられる。つまり、電流検出部13で検出されたモータ電流をLPF28に通過させてから、上記図3の電流オブザーバ14Aに入力する（特に図示せず）。この場合のシミュレーション結果を図10～図12に示す。

[0049] 電流オブザーバ14Aに入力する直前のモータ電流にLPF28を適用した場合、上記図8に対応するモータ電流のステップ応答は図10に示す通りとなり、上記図6に対応するモータ電圧のステップ応答は図11にそれぞれ示す通りとなった。両図を見て分かるように、リップル波形を低減してビート現象が抑制されたことが確認できる。その結果、図10に示すように、ステップ応答の定常期におけるモータ電流が上昇して電流指令の目標値に近づいたことが確認できる（図8では4.8A程度だったのが、図10では4.9A程度まで改善）。しかし、上記図9に対応する図12に示すように、推定電流のリップル波形は振幅が抑制されたものの、まだ電流指令の5Aに対して上下非対称のままである。このため、まだモータ電流を目標値の5Aに到達させることができない。

[0050] <検証1-2b：電流オブザーバのゲインアップ>

そしてさらなる改善を図るために、上記LPF28によるリップル波形の低減と併せて電流制御系ループのゲインアップも行った。具体的には、電流オブザーバ14A中のオブザーバゲイン k_1 を上げて、電流オブザーバ14Aの適用帯域を拡大した。この場合のシミュレーション結果を図13～図15に示す。

[0051] LPF28の適用と併せて電流オブザーバ14Aのゲインアップを行った場合、上記図10に対応するモータ電流のステップ応答は図13に示す通りとなり、上記図11に対応するモータ電圧のステップ応答は図14にそれぞれ示す通りとなった。図11と図14を比較して分かるように、ゲインアップによってモータ電圧ではリップル波形が大きくなったものの、図13に示

すように、ステップ応答の定常期におけるモータ電流は電流指令の目標値である 5 A に到達させることができた。これは、電流オブザーバ 14 A の応答周波数帯域を拡大したために、上記図 12 に対応する図 15 に示すように、推定電流のリップル波形を大きくしながらも、電流指令の 5 A を中心として上下対象に配置させてその非対称性を改善することができたためである。

[0052] 以上のようにして、上記図 3 に示した簡易構成の電流オブザーバ 14 A であっても、リップル波形の非対称性に起因するモータ電流の目標値未到達の不具合を改善することは可能である。しかしながら、対応する図 8、図 10、図 13 を比較して分かるように、リップル波形の非対称性に対する改善を重ねるごとに、他方でモータ電流のステップ応答におけるオーバーシュートが増加してしまうという問題がある。これは、設置する L P F 28 がフィードバック信号の位相を大きく遅れさせる要因となり、また電流オブザーバ 14 A そのものを広帯域化しないままゲインアップしたことで、電流制御系ループの応答安定性を犠牲にしてしまった結果である。すなわち、簡易構成の電流オブザーバ 14 A のままでは、モータ電流の目標値到達性能と、電流制御系ループの応答安定性とを両立させることができなかった。

[0053] <検証 1 - 3 : 位相補償外乱電流オブザーバの場合>

これに対し、電流制御部 3 内の電流制御系ループに上記図 4 の位相補償外乱電流オブザーバ 14 B を備えた場合を説明する。この場合の上記図 8、図 10、図 13 に対応するステップ応答のシミュレーション結果を図 16 に示す。

[0054] 上述したように、本実施形態の位相補償外乱電流オブザーバ 14 B には、上記簡易構成の電流オブザーバ 14 A の構成に加えて、さらに遅れ系モデル 23 とオブザーバゲイン k_2 からなる位相補償機能部 26 を備えている。また、この位相補償外乱電流オブザーバ 14 B には、L P F 28 を介してリップル波形を低減したモータ電流を入力している。このような構成の位相補償外乱電流オブザーバ 14 B において、遅れ系モデル 23 が、L P F 28 による遅れ分の位相遅れを補償できるよう設定する。また、2つのオブザーバゲイ

ン k_1 、 k_2 については、上述したようにリップル波形の非対称性を改善できる程度にゲインアップしつつ、モータ電圧方程式モデル21と遅れ系モデル23をそれぞれ安定化できるよう適宜の値に設定する。

[0055] これにより、図16に示すように、ステップ応答の定常期においてモータ電流を目標値の5Aに到達させることができるとともに、過渡期のオーバーシュートを大きく低減できる。つまり、本実施形態の位相補償外乱電流オブザーバ14Bによれば、モータ電流の目標値到達性能を維持しつつ、電流制御系ループの応答安定性を改善することができる。

[0056] <検証2-1：パラメータが経時変化する場合>

以上においては、モータMのパラメータが経時変化せずに安定している場合で説明した。しかし、実際のモータ制御では、電流変化によってインダクタンスが変動したり、発熱による温度変化で巻線抵抗が変動するなどといったパラメータの変動が発生する。この場合、あらかじめモータ電圧方程式モデル21に設定したパラメータと、実際のモータMのパラメータとが一致せず、推定電流に定常誤差が生じてモータ電流が変動してしまう。

[0057] 例えば、上記図3の簡易構成の電流オブザーバ14Aを用いてパラメータが変動しない場合には、上記図5に対応する図17に示すようにモータ電流の波形が得られ、これからリップル波形を除去して再観測すると上記図8に対応する図18に示すような波形が得られる。しかし、図2の上記誘起電圧演算部15による誘起電圧補正量が $1/2$ に変動した場合には、図19、図20に示すように時間経過に従ってモータ電流が低下してしまう。上述したように、誘起電圧演算部15はモータ速度だけに基づいて誘起電圧を算出しており、例えば、モータ個体のバラツキなどによるモータMの誘起電圧係数の変動に連動した実際の誘起電圧の変動までは検知できない。このように実際の誘起電圧の変動に対応できず誘起電圧補正量が $1/2$ に低下するのに伴ってモータ電流が低下した場合でも、電流オブザーバ14Aが出力する推定電流は一定値を維持し続けてしまう。このように推定電流が定常誤差を含んだままでは、電流フィードバック動作が不良となるため図示するように実際

のモータ電流が低下し続けてしまう。

[0058] また、発熱によりモータMの巻線抵抗が2倍に変動した場合には、上記図17に対応する図21、上記図18に対応する図22にそれぞれ示すように、定常状態におけるモータ電流が目標値の5Aから大幅に低下する（図示する例では4A程度）。これは、巻線抵抗が変動しない場合の上記図18を拡大して示した図23と、巻線抵抗が変動した場合の上記図22を拡大して示した図24とを比較しても明らかである。

[0059] <検証2-2：位相補償外乱電流オブザーバの場合>

これに対し、電流制御部3内の電流制御系ループに上記図4の位相補償外乱電流オブザーバ14Bを備えた場合には、上述した各パラメータ変動を外乱とみなして補償し、推定電流を真値に収束させることができる。

[0060] 上述したように、本実施形態の位相補償外乱電流オブザーバ14Bには、上記簡易構成の電流オブザーバ14Aの構成に加えて、さらにオブザーバゲイン k_3 と積分器24からなる外乱補償機能部27を備えている。このような構成の位相補償外乱電流オブザーバ14Bにおいて、巻線抵抗やインダクタンス等のモータMのパラメータの変動、及び設計値に対するバラツキ等に起因して生じた外乱（つまり、遅れ系モデル23の出力と実際に検出されたモータ電流との偏差）を補償できるようオブザーバゲイン k_3 を適宜設定する。

[0061] これにより、誘起電圧補正量が $1/2$ に低下した場合でも、上記図19に対応する図25、及び上記図20に対応する図26にそれぞれ示すように、モータ電流及び推定電流の両方を安定して目標値の5Aに一致し続けさせることができる。また同様に、モータMの巻線抵抗が2倍に変動した場合でも、上記図19に対応する図27、及び上記図20に対応する図28にそれぞれ示すように、モータ電流及び推定電流の両方を安定して目標値の5Aに一致し続けさせることができる。

[0062] なお、このような外乱補償機能部27は、推定電流に含まれる定常誤差をなくして真値に収束させるよう機能するため、上述したリップル波形の上下非対称性を改善することにも寄与する。つまり、上記<検証1-2b>で説

明した電流オブザーバ14Aのゲインアップ（オブザーバゲイン k_1 の増加設定）を行わずとも、モータ電流の目標値到達性能を達成できる。また、外乱補償機能部27を備えることで電流制御系ループの応答安定性に影響を与える（例えば過渡期のオーバーシュートが増加する）が、位相補償機能部26でその影響も考慮して調整することで十分高い応答安定性を確保できる。すなわち、外乱補償機能部27と位相補償機能部26とが相互に補完しあうことで、モータ電流の目標値到達性能と電流制御系ループの応答安定性を機能的に両立できる。

[0063] 以上において、位相補償外乱電流オブザーバ14Bが、各請求項記載の電流推定部に相当する。

[0064] 以上説明した実施形態によれば、次のような効果を得る。すなわち、本実施形態のモータ制御装置100では、位相補償外乱電流オブザーバ14Bが、検出されたモータ電流と電圧指令とを入力し、外乱による影響を補償したモータ電流を推定電流として出力する。これにより、パラメータ変動等の外乱の影響を抑制することが可能となり、巻線抵抗やインダクタンスの変動等によるパラメータ変動が生じてても、電流推定値を真値に収束させることが可能となる。

[0065] また、本実施形態では特に、位相補償外乱電流オブザーバ14Bは、推定電流を出力するモータ電圧方程式のモデル21と、モータ電流とモータ電圧方程式のモデル21の出力（位相遅れを無視）との偏差に乗算される2つのオブザーバゲイン k_1 、 k_3 と、オブザーバゲイン k_3 の出力を積分して推定外乱を出力する積分器24とを有する。オブザーバゲイン k_1 の出力をモータ電圧方程式のモデル21に加算すると共に、積分器24の出力を電圧指令に加算する。このような構成とすることにより、外乱抑制作用を有する外乱補償部を実現できる。これにより、巻線抵抗やインダクタンスの変化等によるパラメータ変動が生じてても、電流推定値を真値に収束させることが可能となる。

[0066] また、本実施形態では特に、位相補償外乱電流オブザーバが、遅れ系モデ

ル23とオブザーバゲイン k_2 とを有する。遅れ系モデル23から出力される電流値は、モータ電圧方程式のモデル21から出力される電流値よりも位相が遅れる。すなわち、モータ電圧方程式のモデル21からの電流値は、電流検出部13により検出されたモータ電流よりも位相が進む。この位相が進む電流値を推定電流として出力することにより、位相の遅れがない推定電流値をフィードバックすることができる。これにより、上記遅れ要素の影響を抑制できるので、電流制御系ループを高ゲイン化、広帯域化することができる。またその結果、速度制御系ループや位置制御系ループについても高ゲイン化、広帯域化が可能となるので、サーボの位置決め時間が短縮でき、機械の生産性等を向上できる。また、モータ電流の位相の遅れを補償することが可能となるので、モータ電流の応答性を向上することができ、制御系の応答を理想的な特性に近づけることができる効果もある。

[0067] また、本実施形態では特に、電流検出部13と位相補償外乱電流オブザーバ14Bとの間にLPF28を設け、電流検出部13から位相補償外乱電流オブザーバ14Bに入力されるモータ電流の高周波成分を除去する。これにより、モータ電流に含まれるリップル成分を低減できるので、ビート現象による直流成分の発生を抑制することができる。また、モータ電流が目標値に到達しなくなる原因としては、上記の他、位相補償外乱電流オブザーバ14Bに入力されるモータ電流のリップル成分に位相補償外乱電流オブザーバ14Bの応答速度が追従できないことも考えられる。これに対しては、位相補償外乱電流オブザーバ14Bのオブザーバゲインを高め、広帯域化することでも対応できる。以上により、モータ電流を目標値に到達させることが可能となる。なお、LPF28は電流制御系ループの遅れ要素となるが、前述のように位相補償外乱電流オブザーバ14Bの位相補償機能部26により遅れ要素の影響を抑制できるので、LPF28を設けることによるモータ電流の応答性の悪化を防止できる。

[0068] なお上記実施形態では、推定電流を出力させる電流オブザーバ14として、簡易構成の電流オブザーバ14Aの構成（上記図3参照）に位相補償機能

部 2 6 と外乱補償機能部 2 7 の両方を追加した位相補償外乱電流オブザーバ 1 4 B の例を説明したが、本発明はこれに限られない。例えば、図 2 9 に示すように、簡易構成の電流オブザーバ 1 4 A の構成に位相補償機能部 2 6 だけを追加した位相補償電流オブザーバ 1 4 C を用いてもよい。モータ M のパラメータ変動が少ない場合には、この比較的簡易な構成の位相補償電流オブザーバ 1 4 C を用いるだけで、モータ電流の目標値到達性能と応答安定性を両立できる。

[0069] また、図 3 0 に示すように、簡易構成の電流オブザーバ 1 4 A の構成に外乱補償機能部 2 7 だけを追加した外乱補償電流オブザーバ 1 4 D を用いてもよい。外乱補償だけでモータ電流の上下対象性を十分確保し、かつオーバーシュート等が小さい場合には、この比較的簡易な構成の位相補償電流オブザーバ 1 4 D を用いるだけで、モータ電流の目標値到達性能と応答安定性を両立できる。

[0070] また以上においては、モータ M に DC モータを使用することを前提として説明したが、本発明はこれに限られず、他にも AC モータを使用する場合にも適用できる。例えば、3 相 AC モータの駆動を制御するモータ制御装置では、一般に $d-q$ 軸の 2 軸座標の各軸で PI 補償器 1 1 を備えて電流制御及び電圧制御を行い、 $d-q$ 軸 $\rightarrow$ UVW 3 相の座標変換を経た後に 3 相 PWM 制御で 3 相 AC モータに駆動電流を出力する構成が多くある。この場合には、3 相 AC モータに入力する 3 相交流モータ電流を電流検出部で検出し、これを 3 相 $\rightarrow d-q$ 軸での逆座標変換を経て $d-q$ 軸の各軸に対応する電流制御にフィードバックする。この構成において、3 相 $\rightarrow d-q$ 軸で逆座標変換した $d-q$ 各軸のモータ検出電流にそれぞれ対応して、上記実施形態の位相補償外乱電流オブザーバ 1 4 B、位相補償電流オブザーバ 1 4 C、又は外乱補償電流オブザーバ 1 4 D のいずれかを設け、出力した推定電流をフィードバックすればよい（特に図示せず）。この場合にも、上記実施形態と同様の効果が得られる。なお、DC モータ M を用いた上記実施形態のモータ制御装置 1 0 0 は、 $d-q$ 軸のいずれか一方の軸の電流指令を 0 とした場合と等価

とみなせる。

[0071] また、以上既に述べた以外にも、上記実施形態や変形例による手法を適宜組み合わせて利用しても良い。

[0072] その他、一々例示はしないが、本実施形態は、その趣旨を逸脱しない範囲内において、種々の変更が加えられて実施されるものである。

符号の説明

[0073]	1	位置制御部
	2	速度制御部
	3	電流制御部
	4	エンコーダ
	5	速度換算部
	1 1	P I 補償器（電流変換部）
	1 2	電圧変換部（電圧制御部）
	1 3	電流検出部
	1 4	電流オブザーバ
	1 4 A	簡易構成の電流オブザーバ
	1 4 B	位相補償外乱電流オブザーバ（電流推定部）
	1 4 C	位相補償電流オブザーバ
	1 4 D	外乱補償電流オブザーバ
	1 5	誘起電圧演算部
	2 1	モータ電圧方程式モデル
	2 3	遅れ系モデル
	2 4	積分器
	2 6	位相補償機能部
	2 7	外乱補償機能部
	2 8	L P F（ローパスフィルタ）
	1 0 0	モータ制御装置
	M	モータ

k_1	オブザーバゲイン (第 1 のオブザーバゲイン)
k_2	オブザーバゲイン (第 3 のオブザーバゲイン)
k_3	オブザーバゲイン (第 2 のオブザーバゲイン)

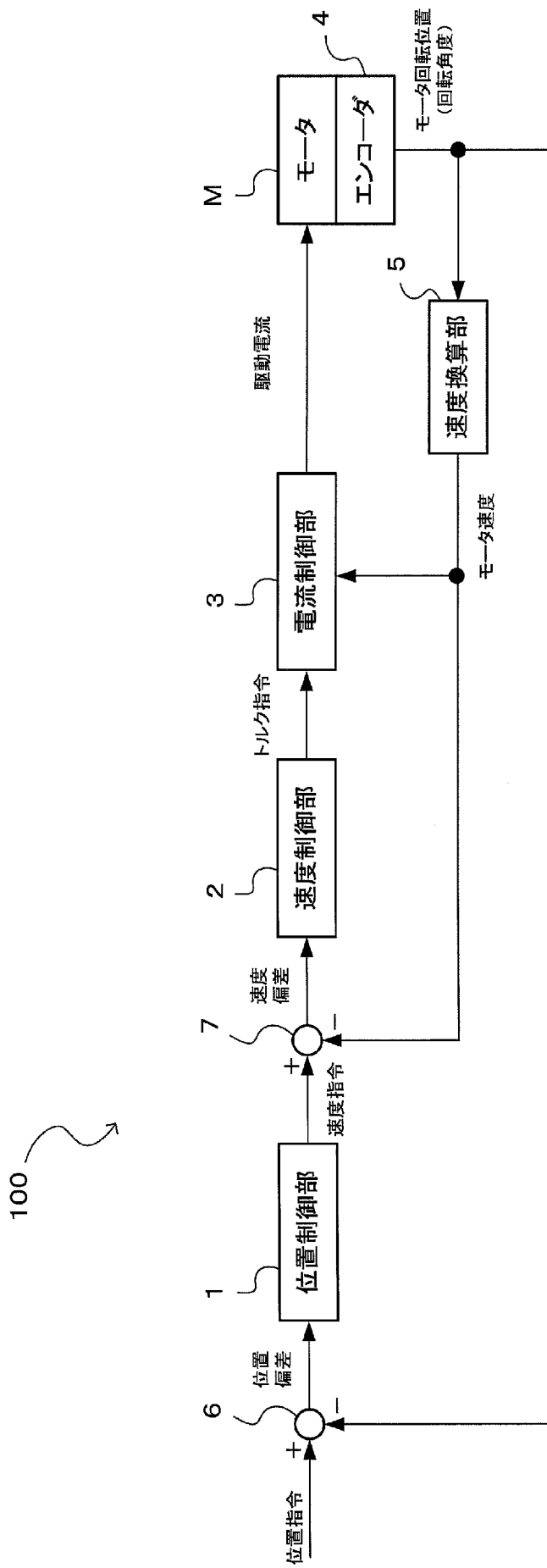
請求の範囲

- [請求項1] 電流指令と推定電流との電流偏差に基づいて電圧指令を生成する電流変換部と、
- 前記電圧指令に基づいてモータへの出力電圧を制御する電圧制御部と、
- 前記モータに供給されるモータ電流を検出する電流検出部と、
- 検出された前記モータ電流と前記電圧指令とを入力し、外乱による影響を補償した前記モータ電流を前記推定電流として出力する電流推定部と、を有する
- ことを特徴とするモータ制御装置。
- [請求項2] 前記電流推定部は、
- 前記電圧指令を入力し前記推定電流を出力する前記モータの電圧方程式モデルと、
- 前記モータ電流と前記推定電流との差に乗算される第1のオブザーバゲイン及び第2のオブザーバゲインと、
- 前記第2のオブザーバゲインの出力を積分する積分器とを有し、
- 前記第1のオブザーバゲインの出力が前記モータの電圧方程式モデルに加算されると共に、前記積分器の出力が前記電圧指令に加算される
- ことを特徴とする請求項1に記載のモータ制御装置。
- [請求項3] 前記電流推定部は、
- 前記モータの電圧方程式モデルの出力を入力し、電流制御系の遅れ要素をモデル化した遅れ系モデルと、
- 前記モータ電流と前記遅れ系モデルの出力との差に乗算される第3のオブザーバゲインとをさらに有し、
- 前記第3のオブザーバゲインの出力が前記遅れ系モデルに加算される
- ことを特徴とする請求項2に記載のモータ制御装置。

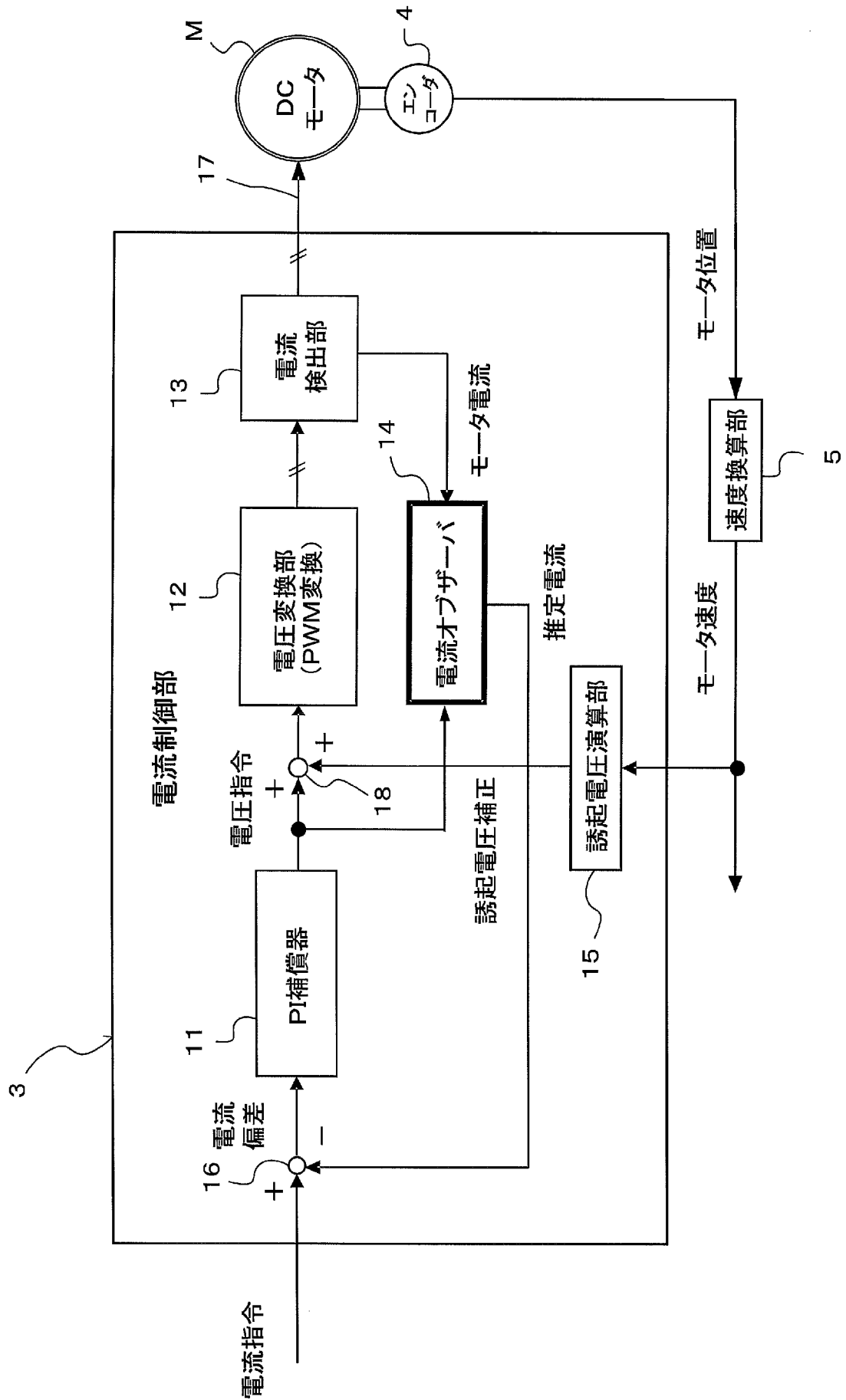
[請求項4] 前記電流検出部から前記電流推定部に入力される前記モータ電流の高周波成分を除去するローパスフィルタをさらに有することを特徴とする請求項1乃至3のいずれか1項に記載のモータ制御装置。

[請求項5] 前記モータ制御装置は、前記モータである3相交流モータのd軸及びq軸の電流をそれぞれ独立に制御可能なように構成され、
前記電流変換部、前記電流推定部を前記d軸及び前記q軸の電流制御系にそれぞれ備える
ことを特徴とする請求項1乃至4のいずれか1項に記載のモータ制御装置。

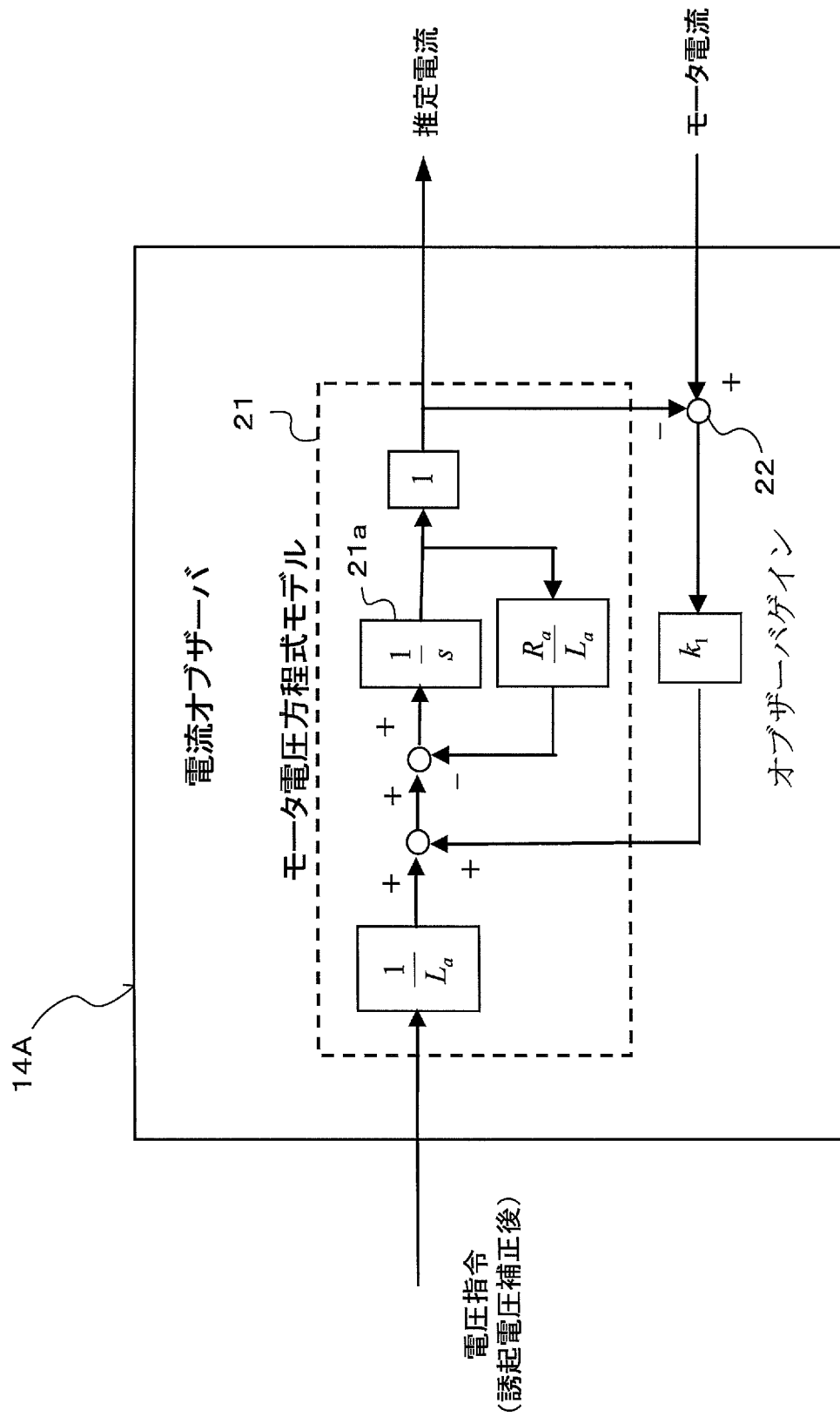
[図1]



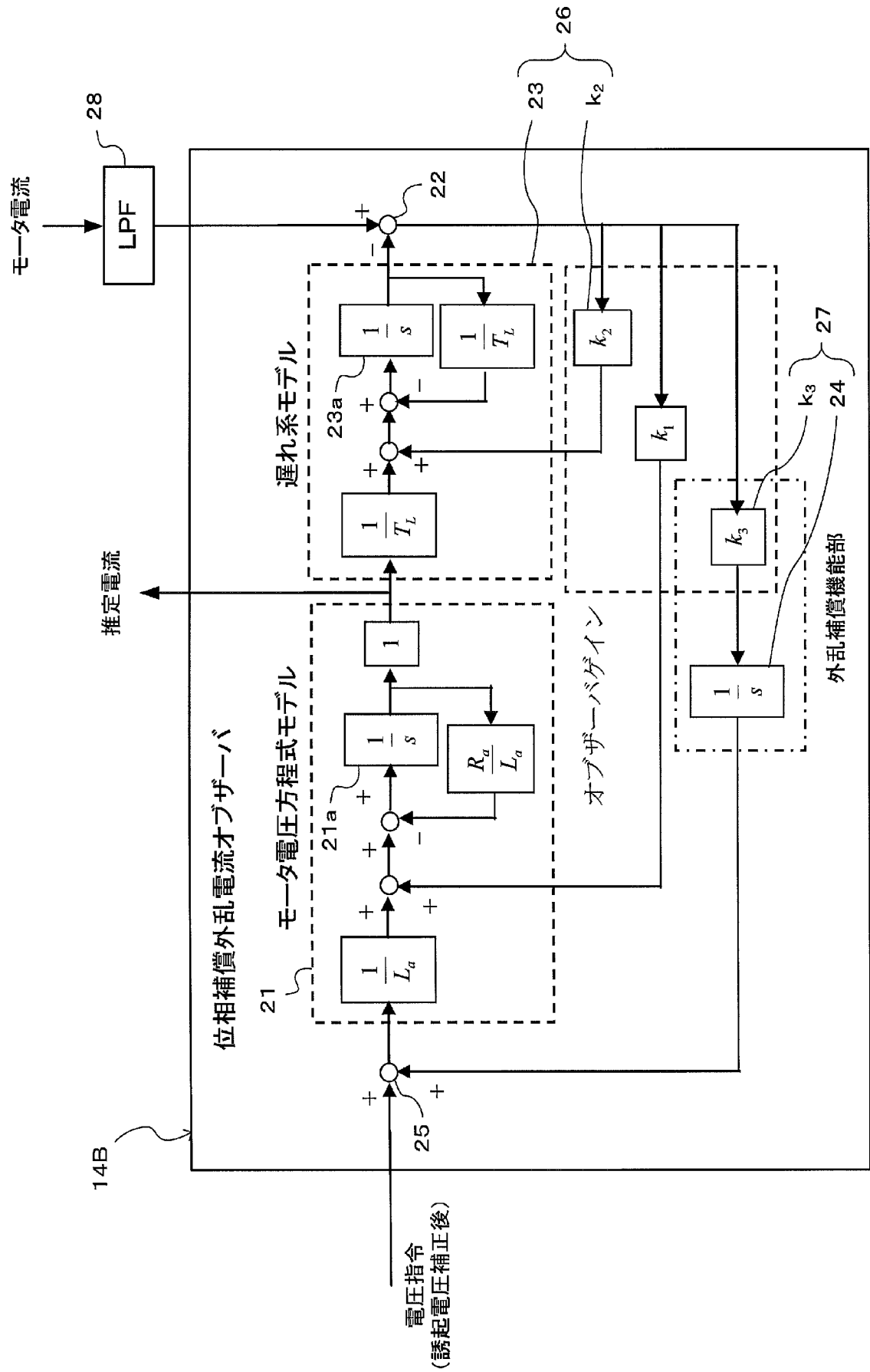
[図2]



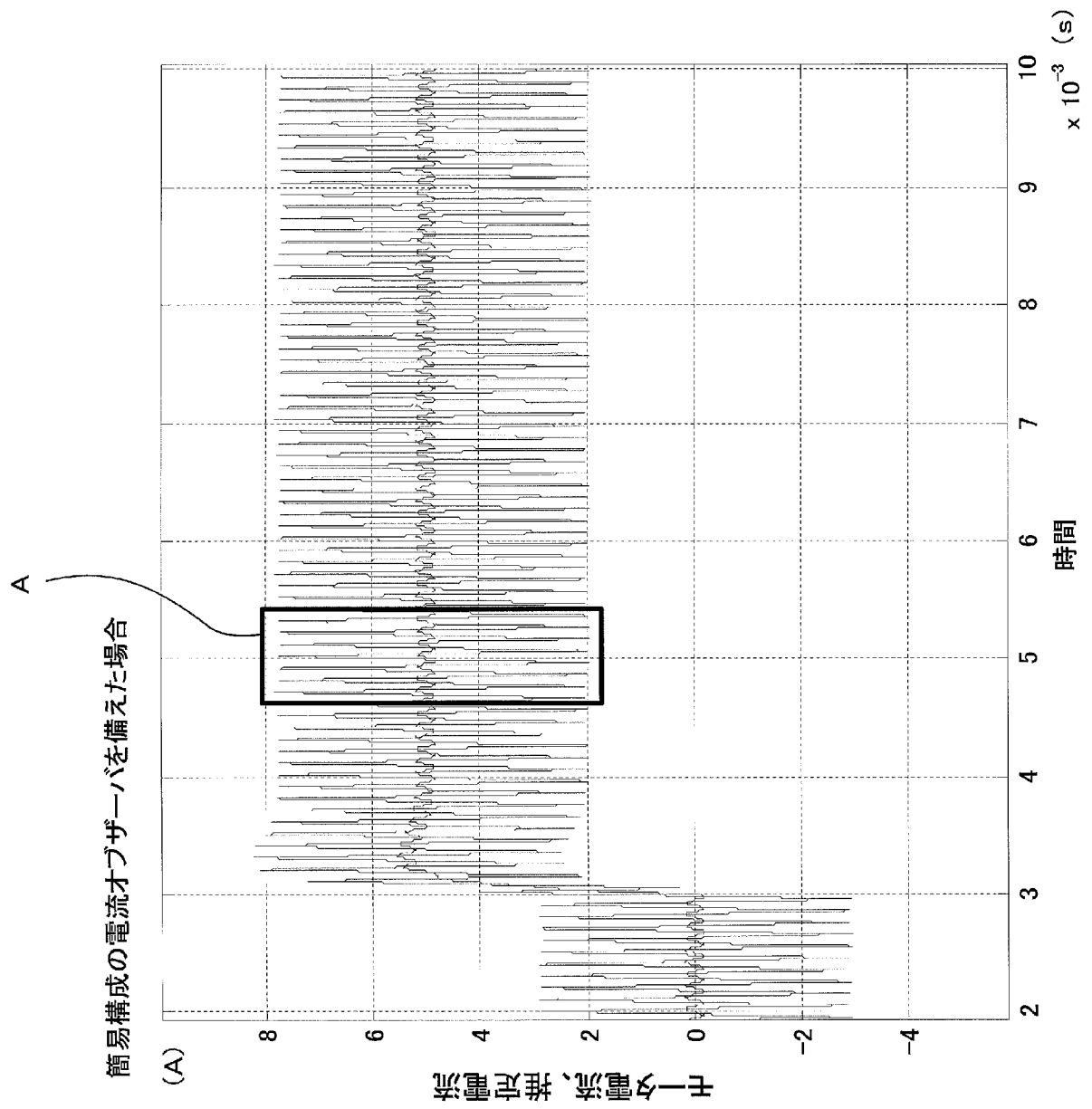
[図3]



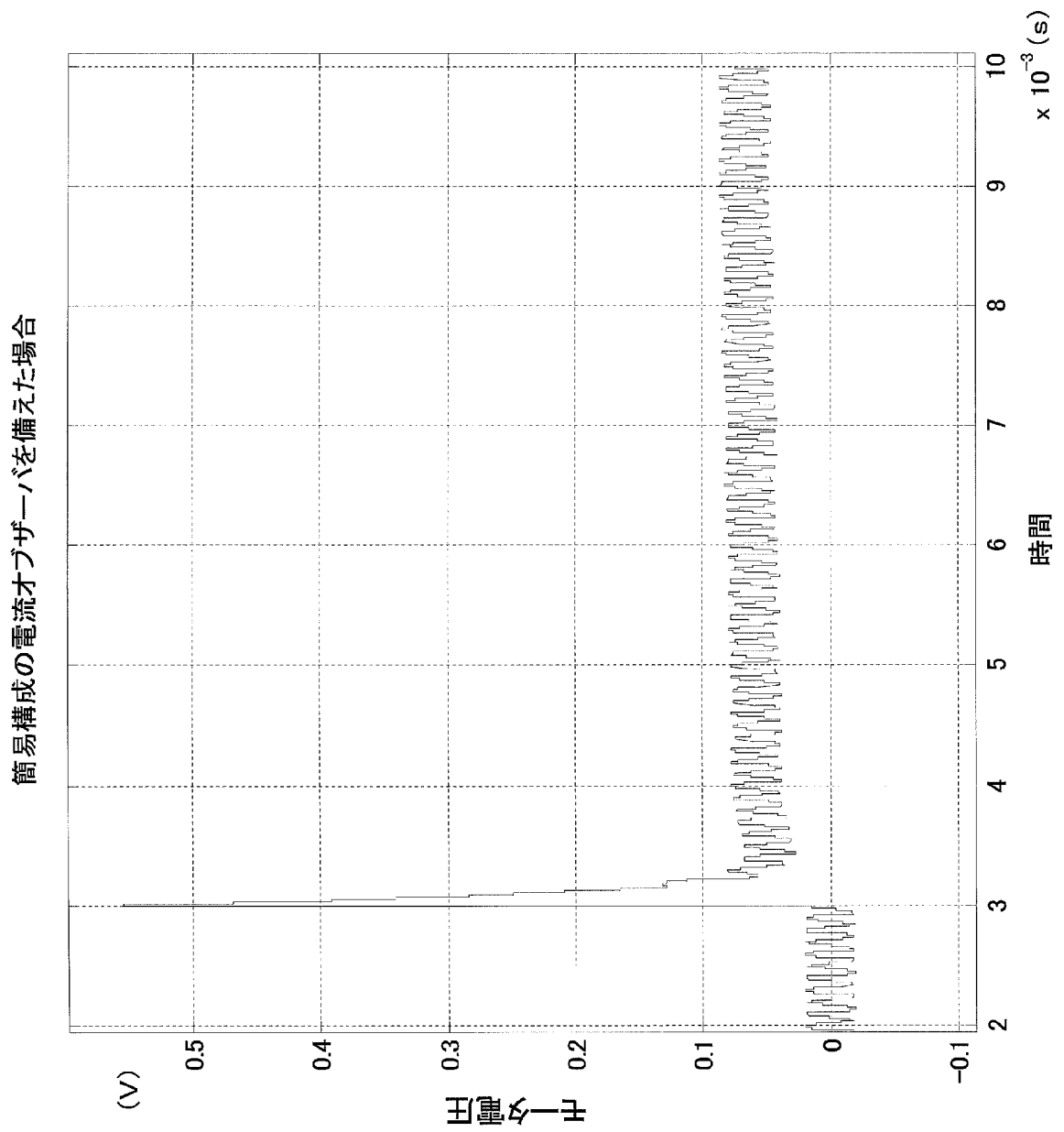
[図4]



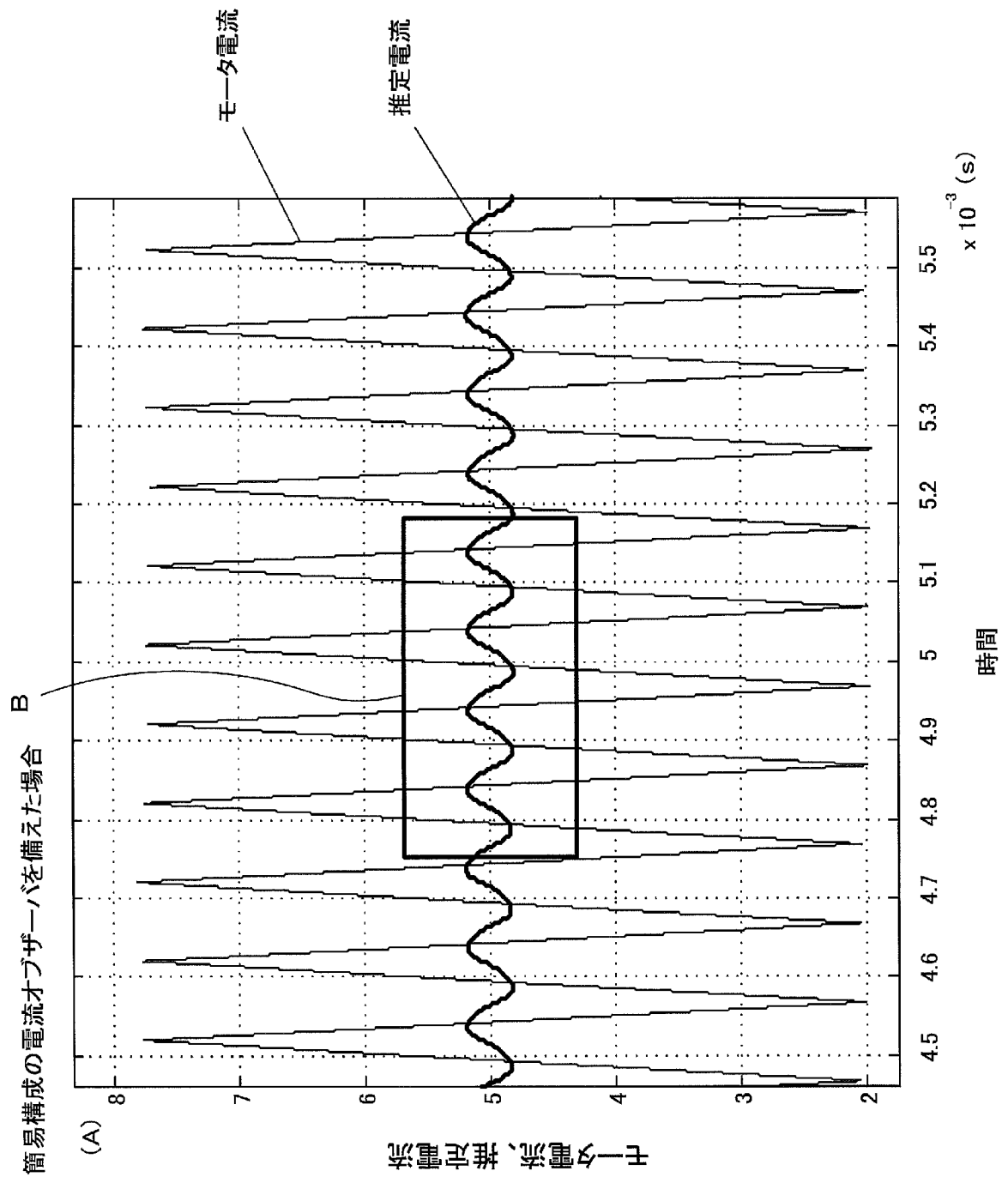
[図5]



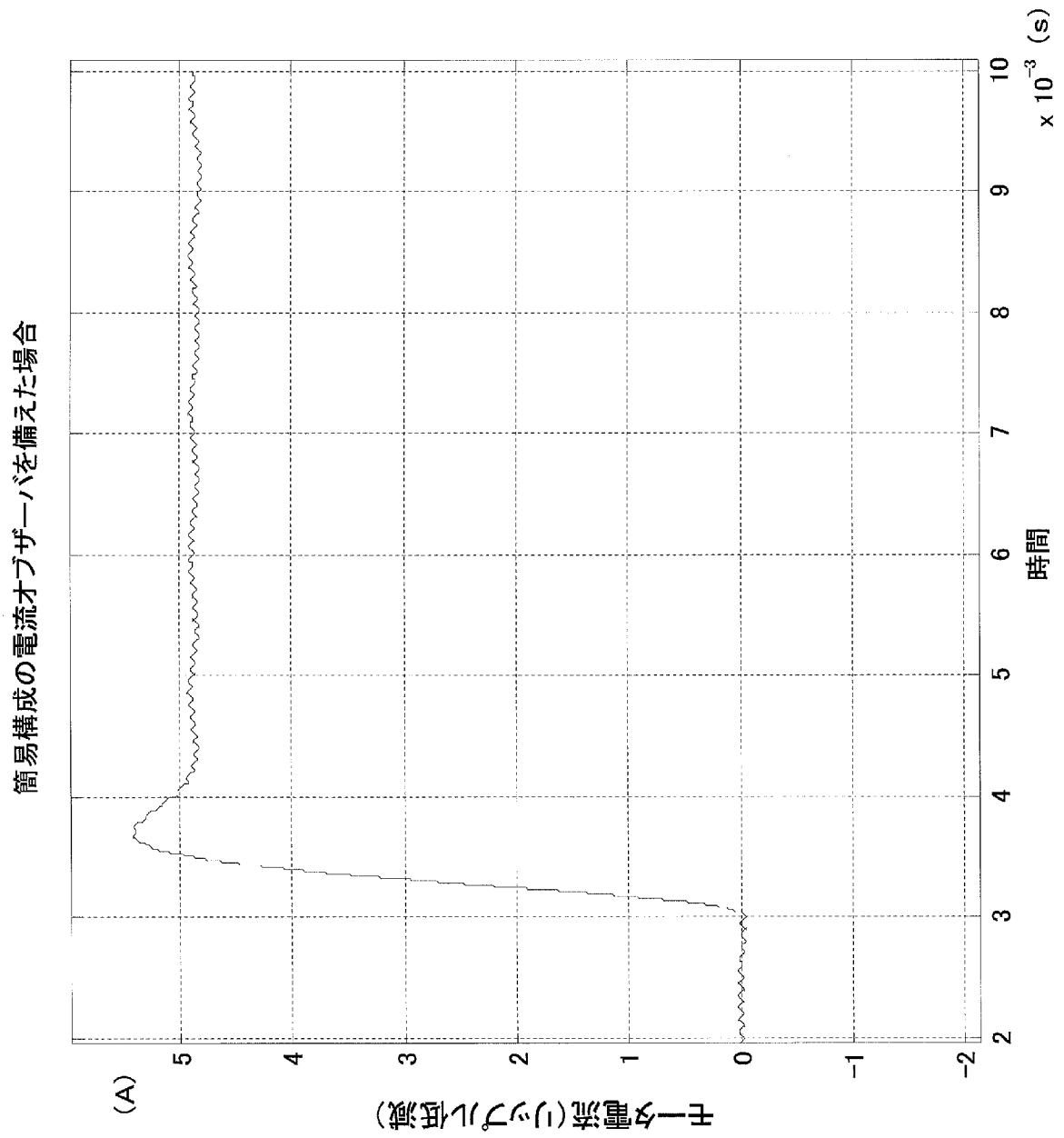
[図6]



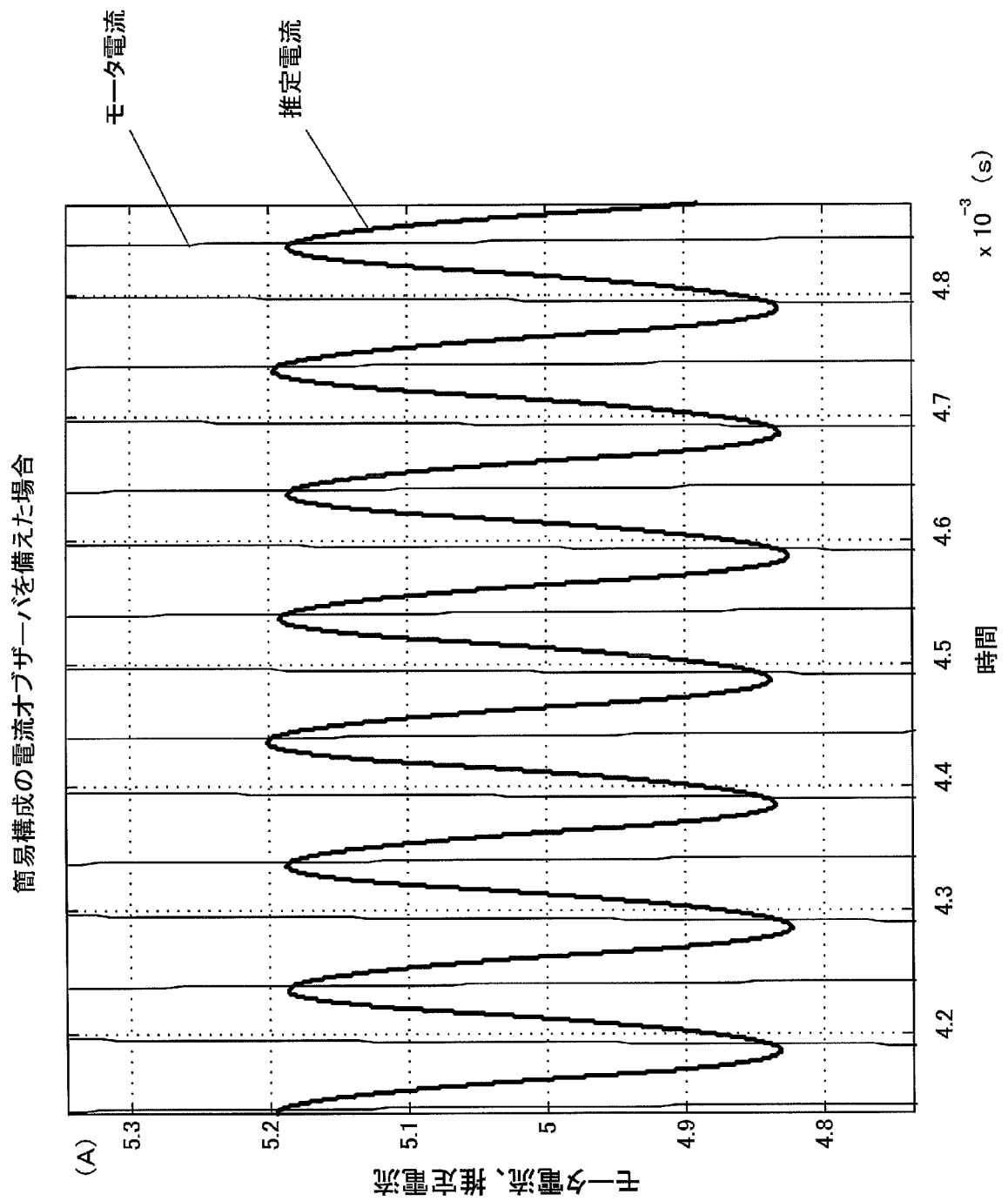
[図7]



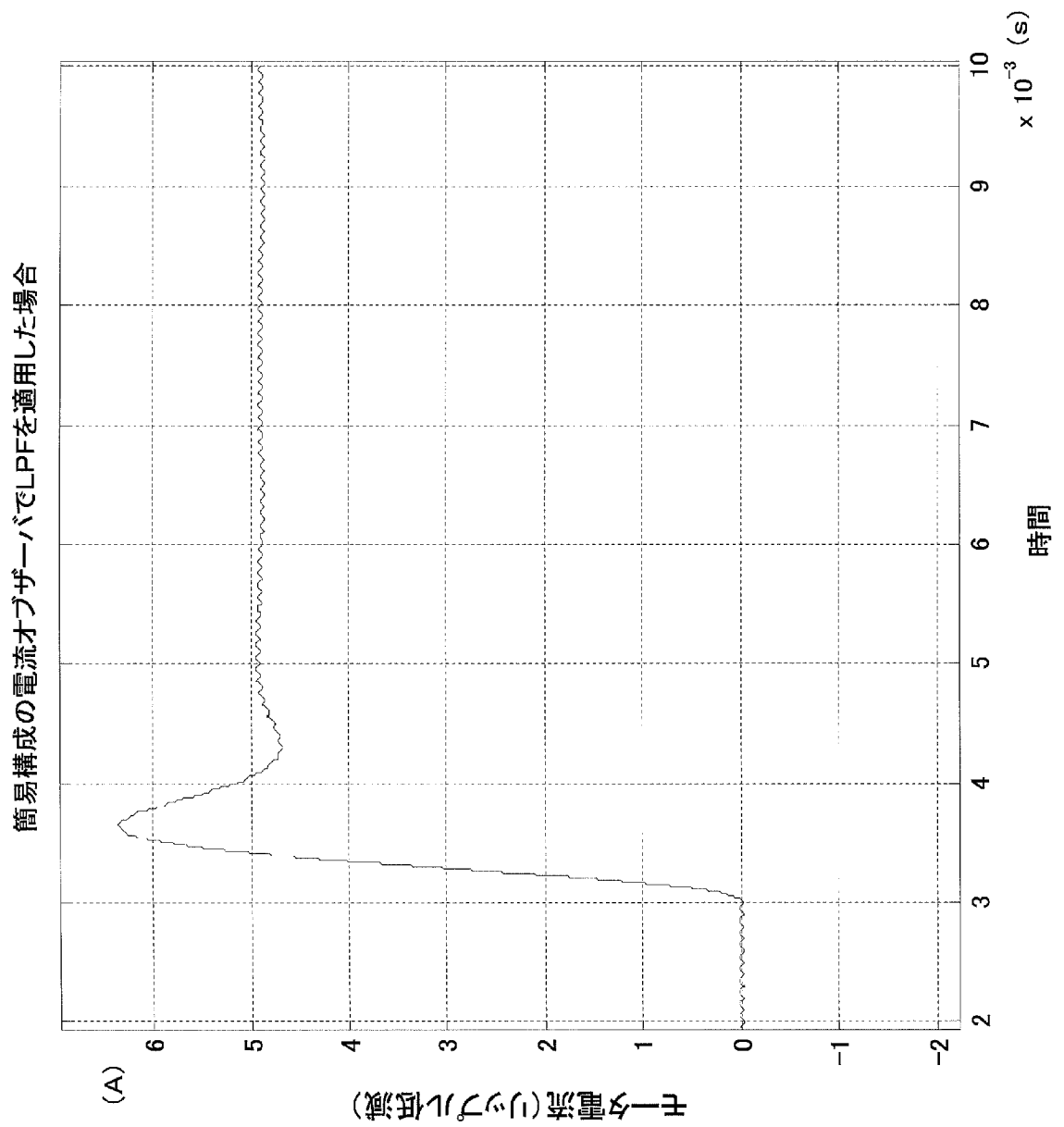
[図8]



[図9]

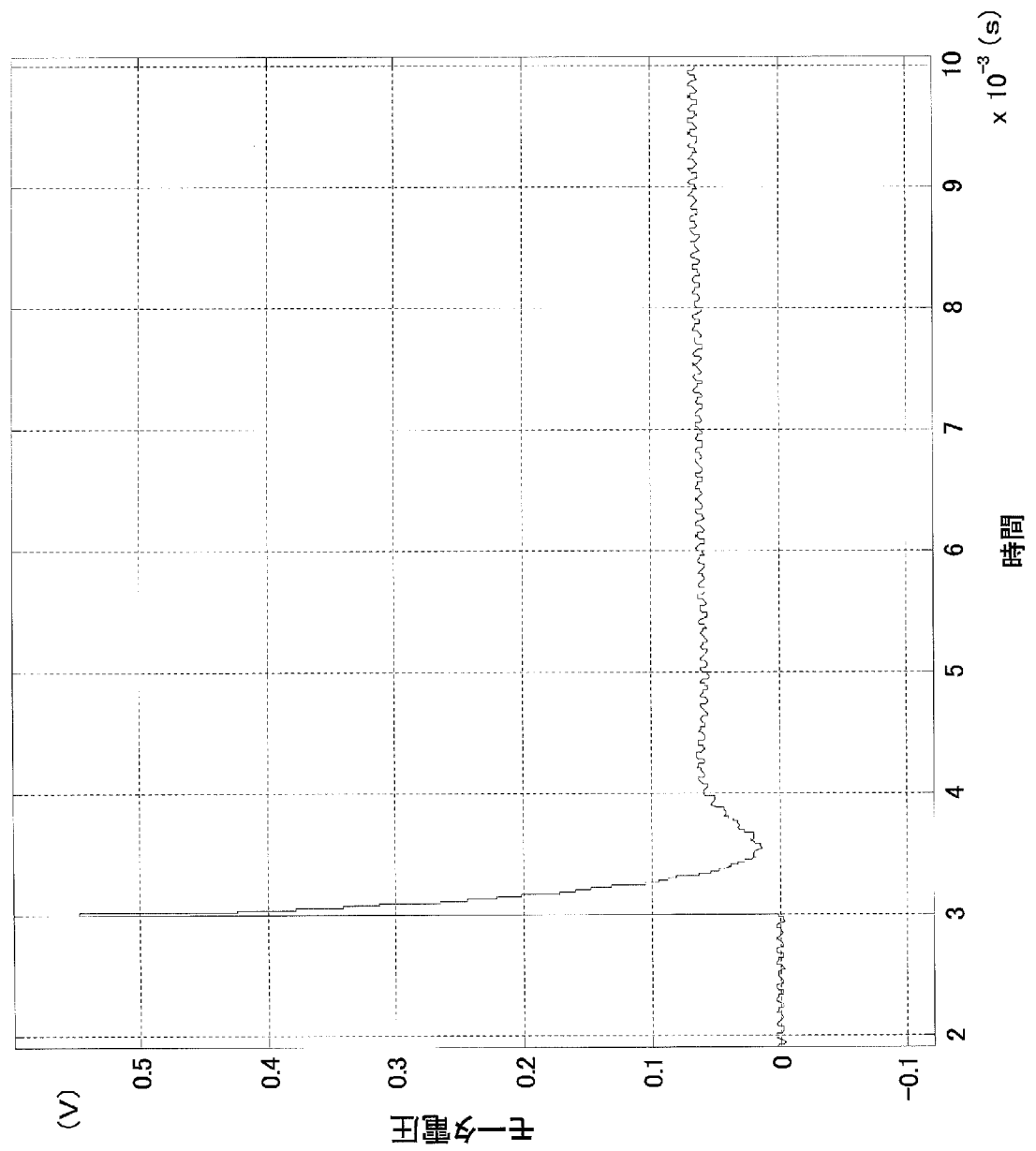


[図10]



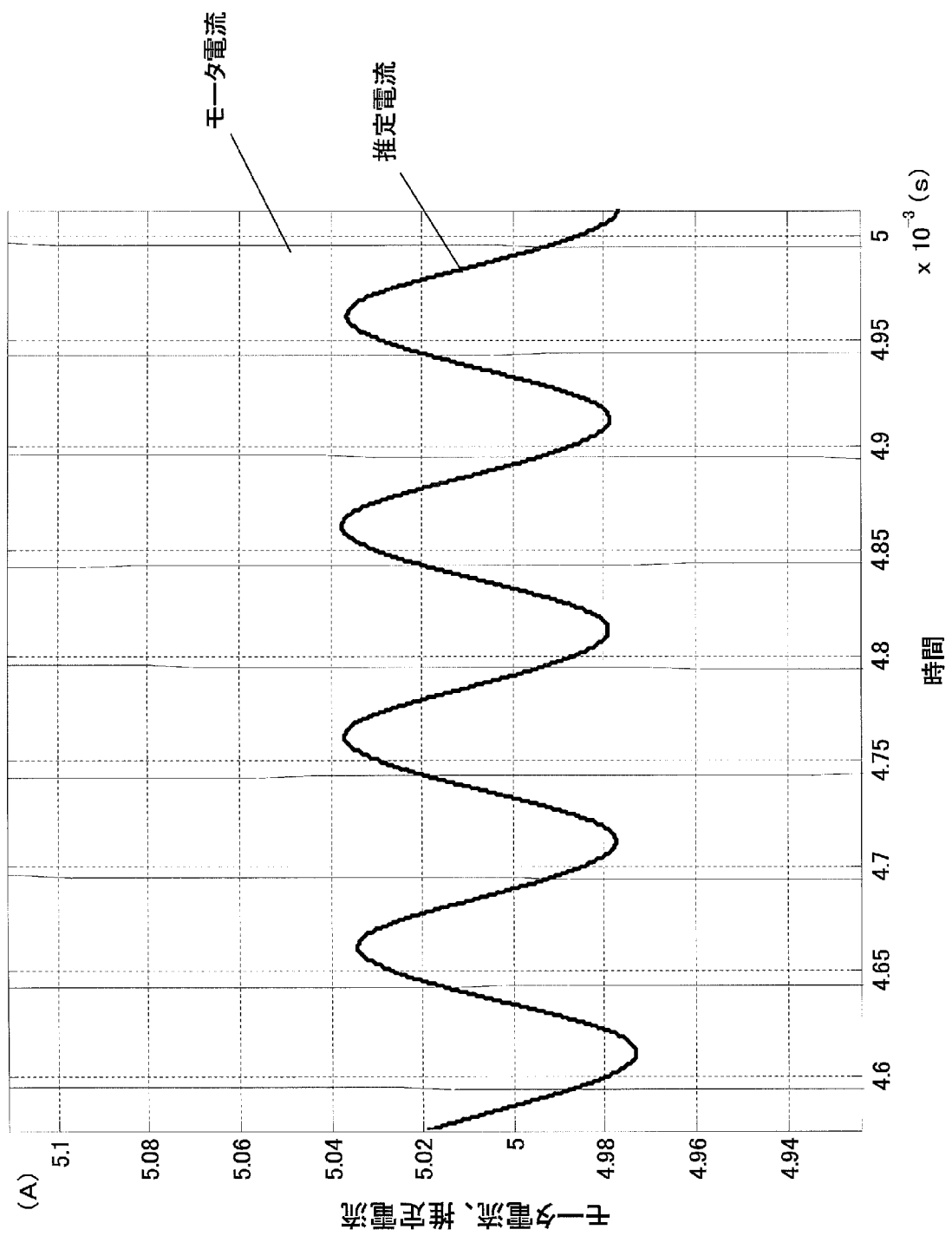
[図11]

簡易構成の電流オプゾーバでLPFを適用した場合

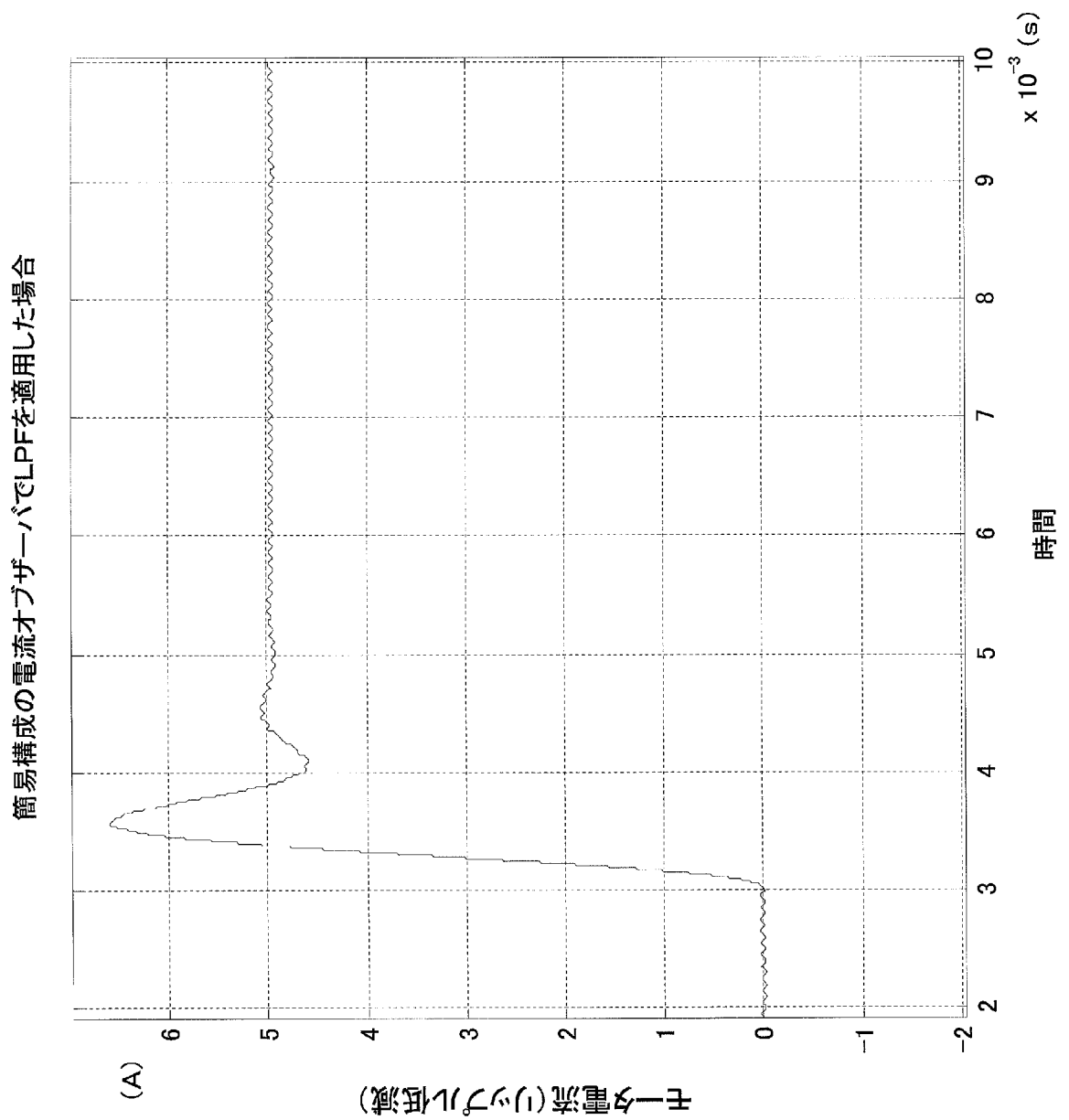


[図12]

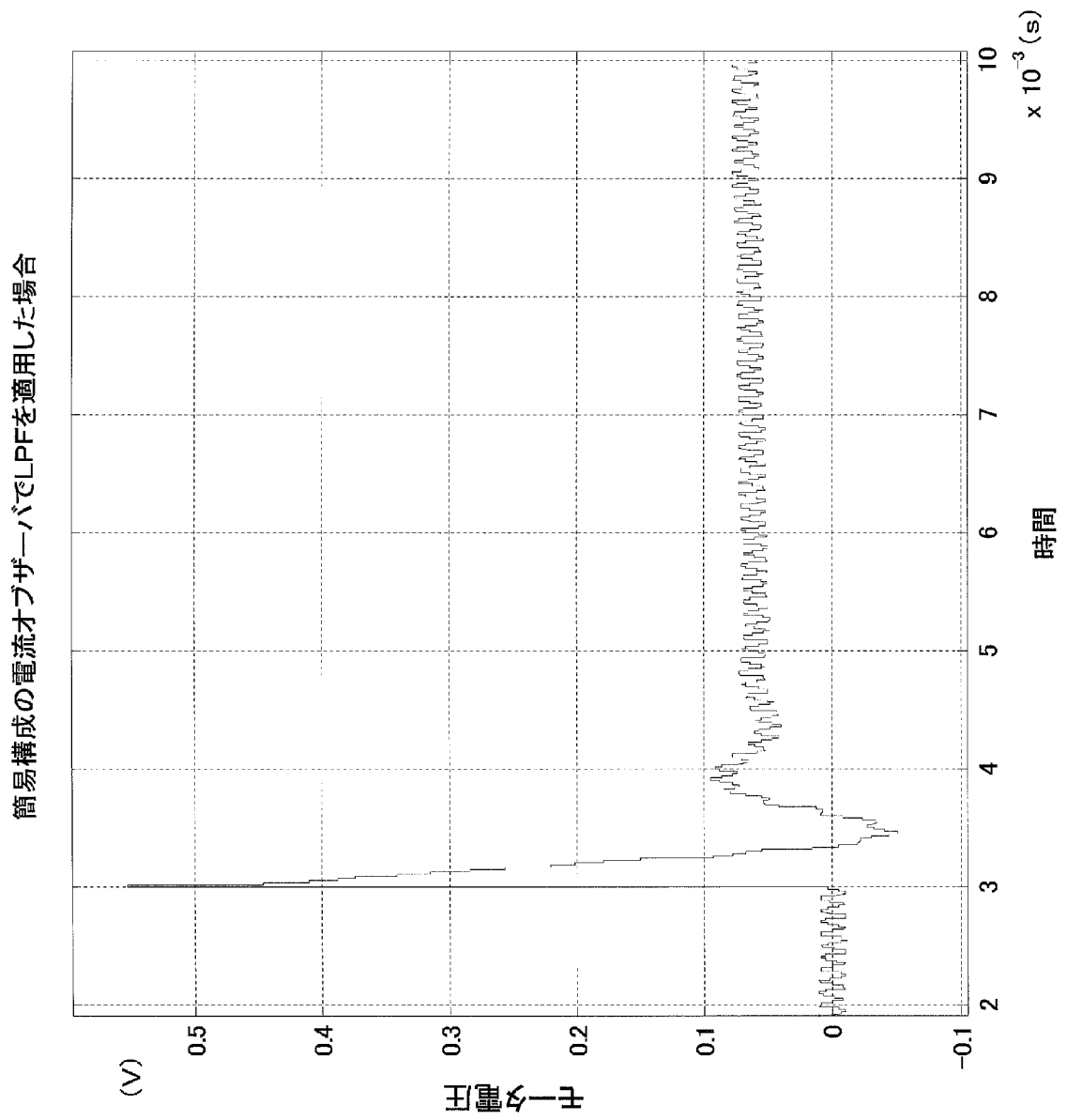
簡易構成の電流オブザーバでLPFを適用した場合



[図13]

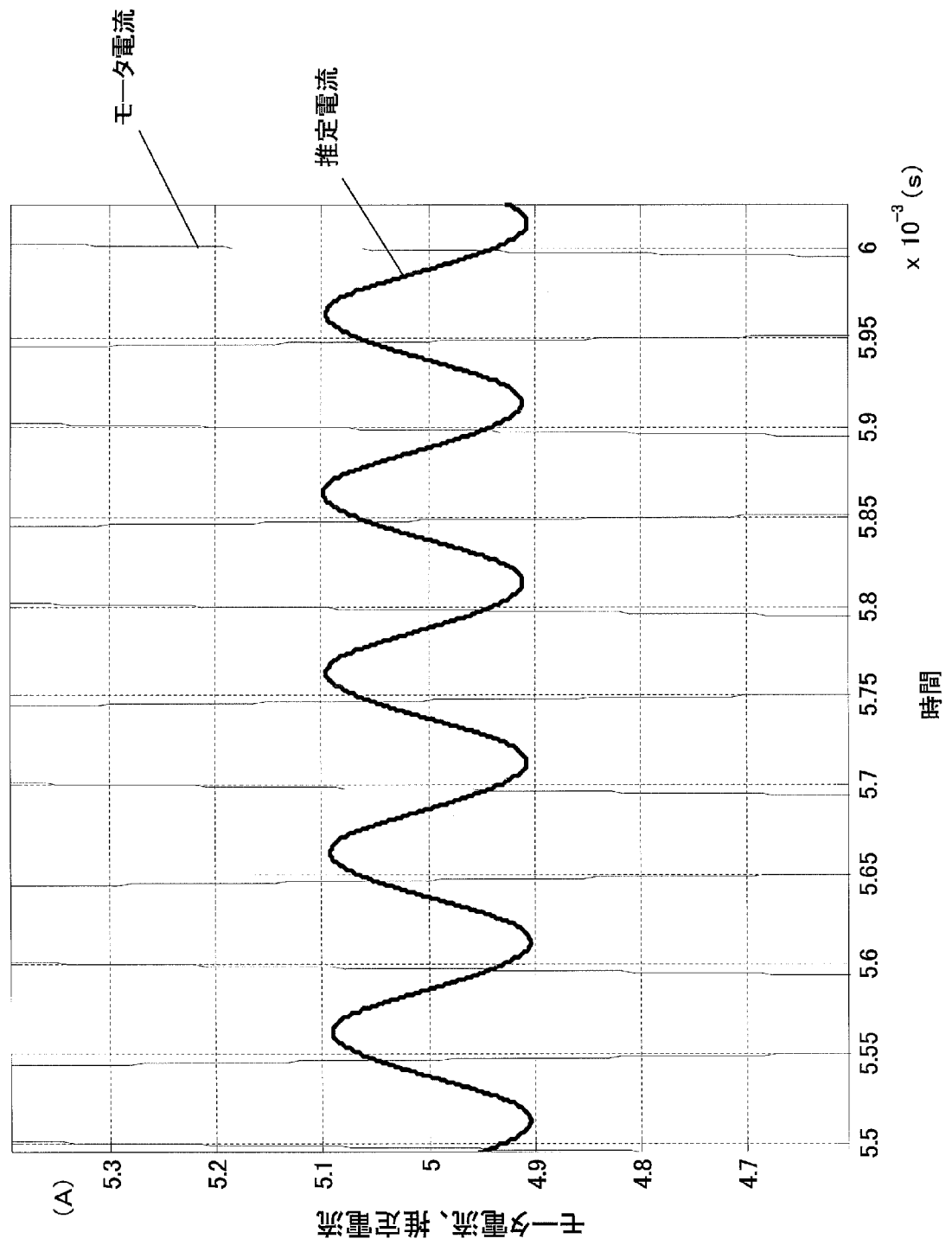


[図14]

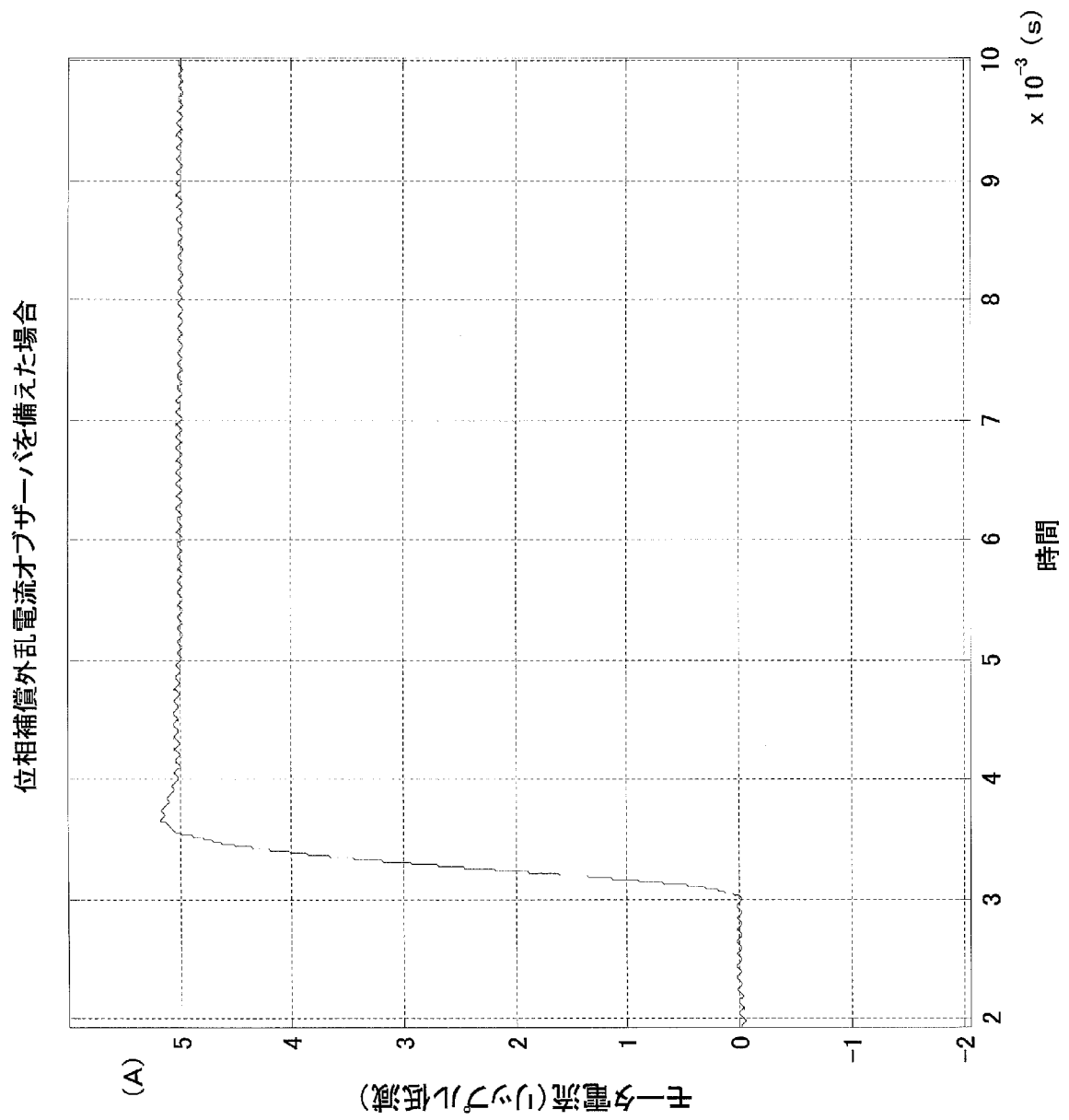


[図15]

簡易構成の電流オブザーバでLPFを適用した場合

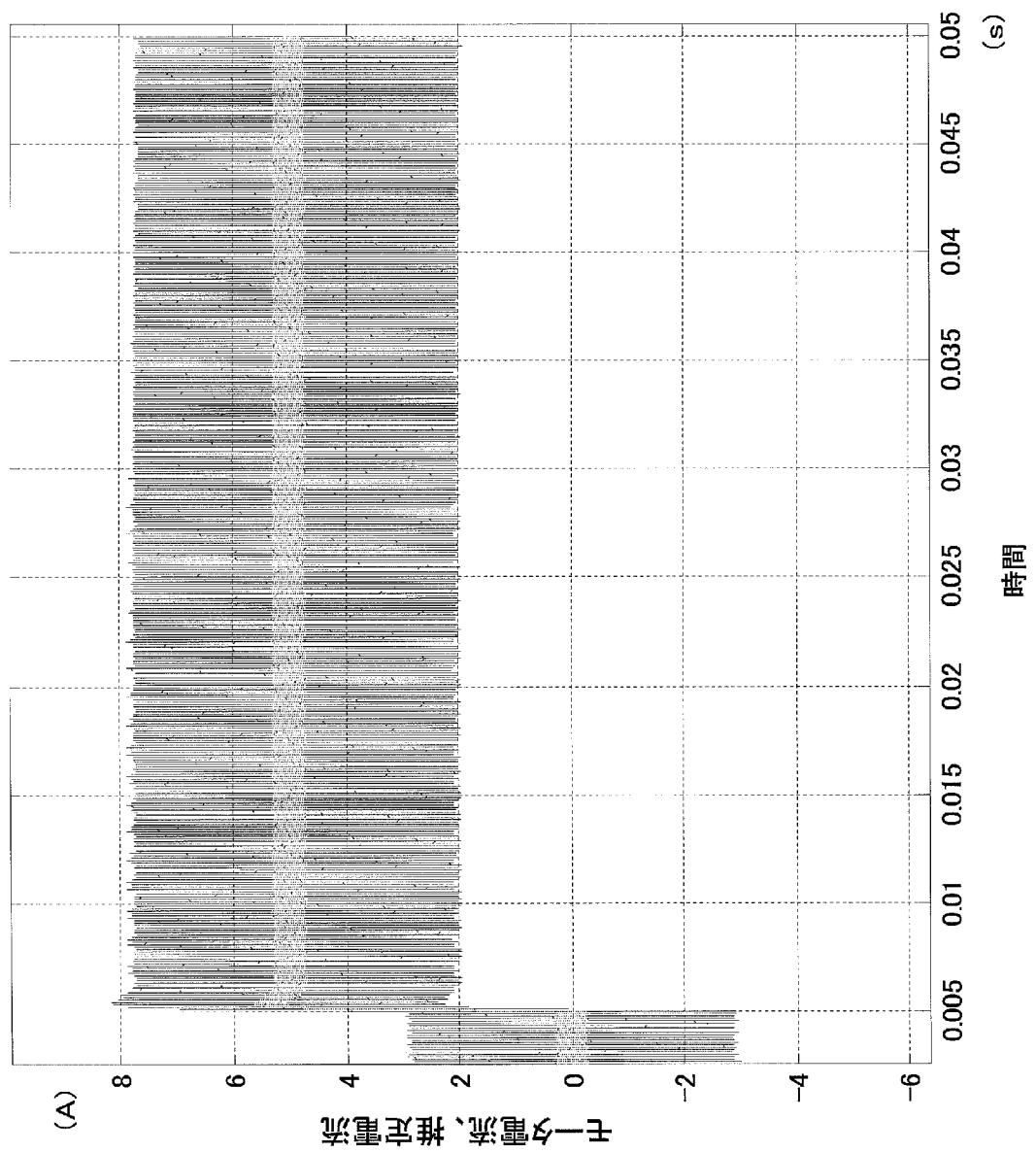


[図16]



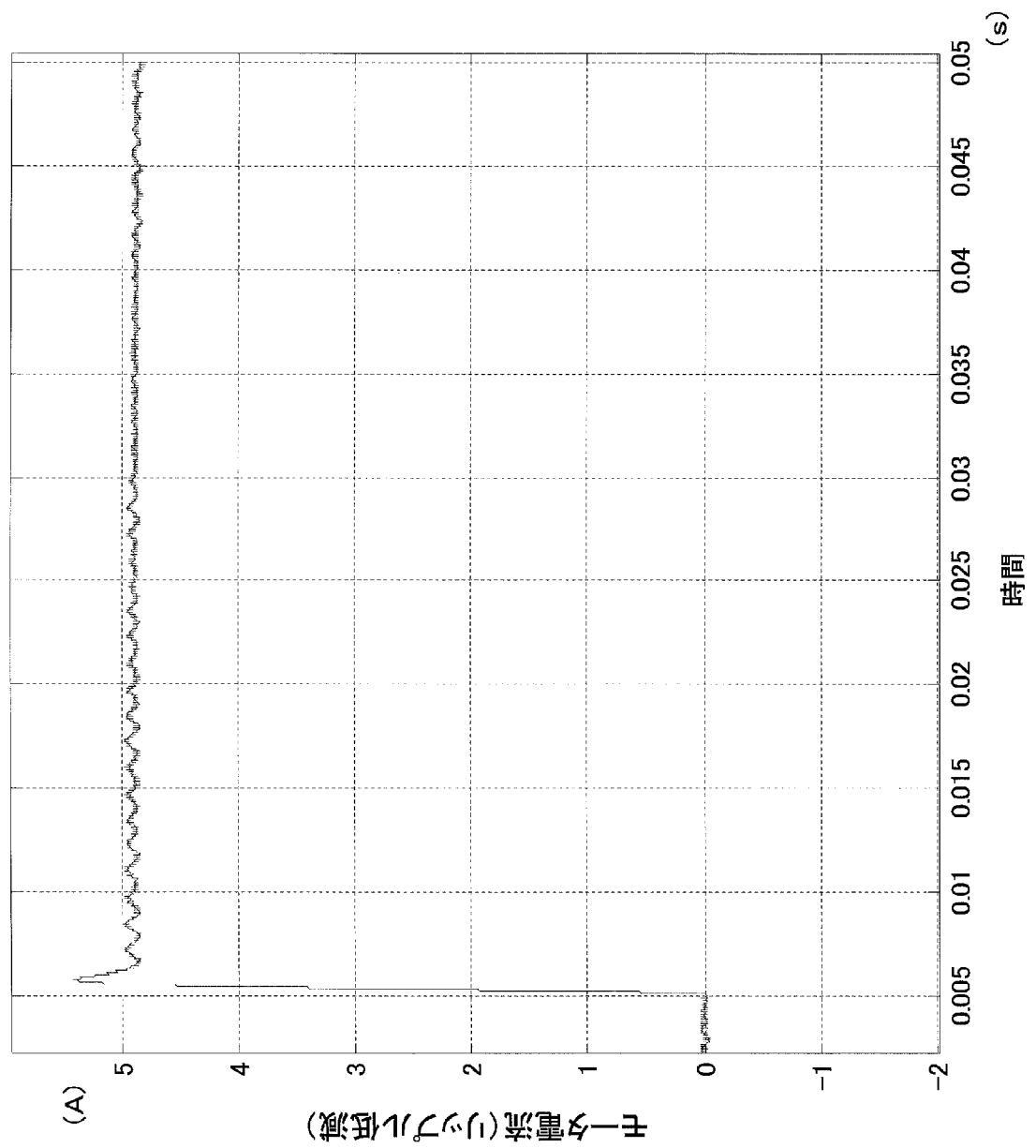
[図17]

簡易構成の電流オブザーバでモータのパラメータが変動しない場合



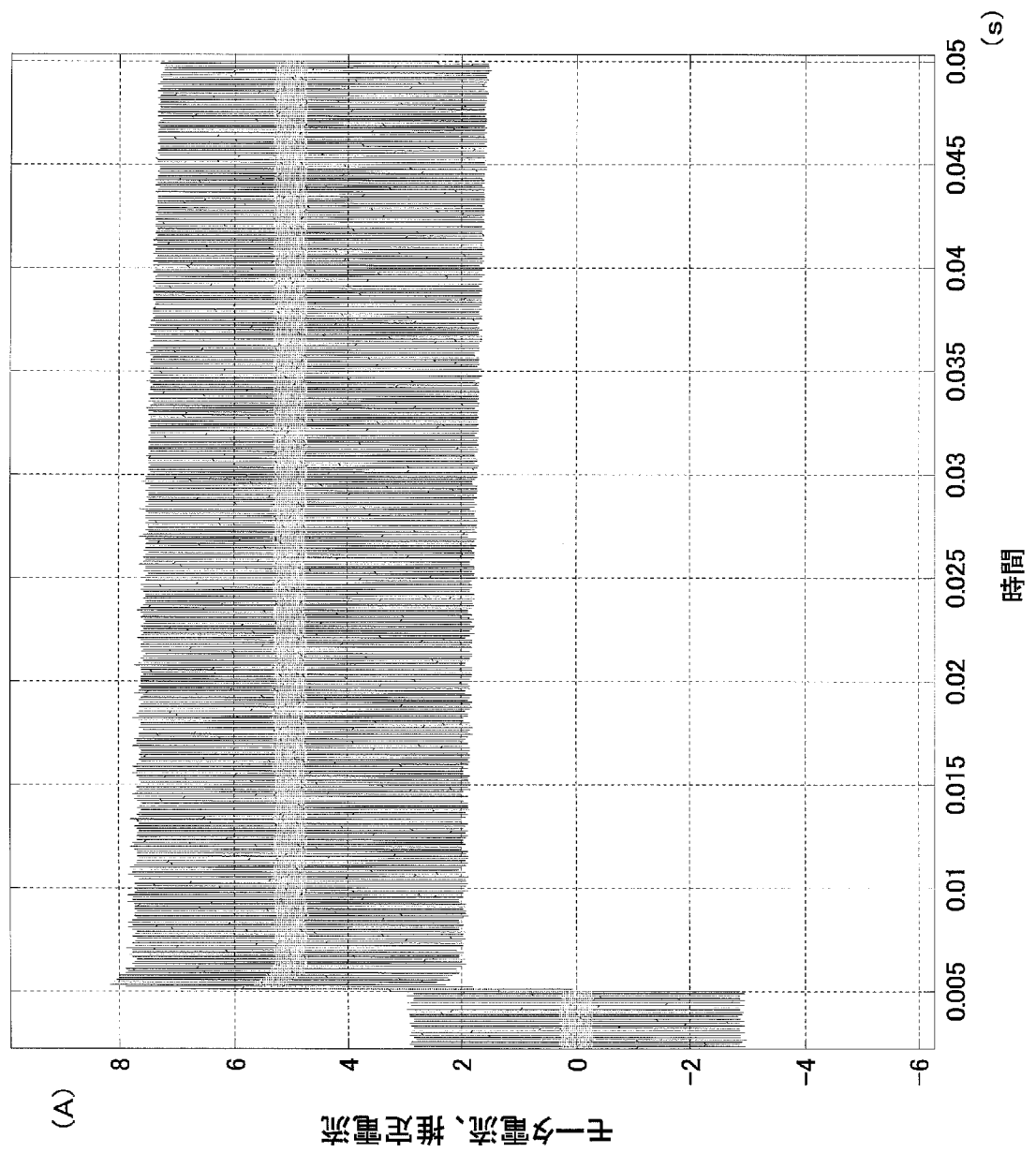
[図18]

簡易構成の電流オブザーバでモータのパラメータが変動しない場合



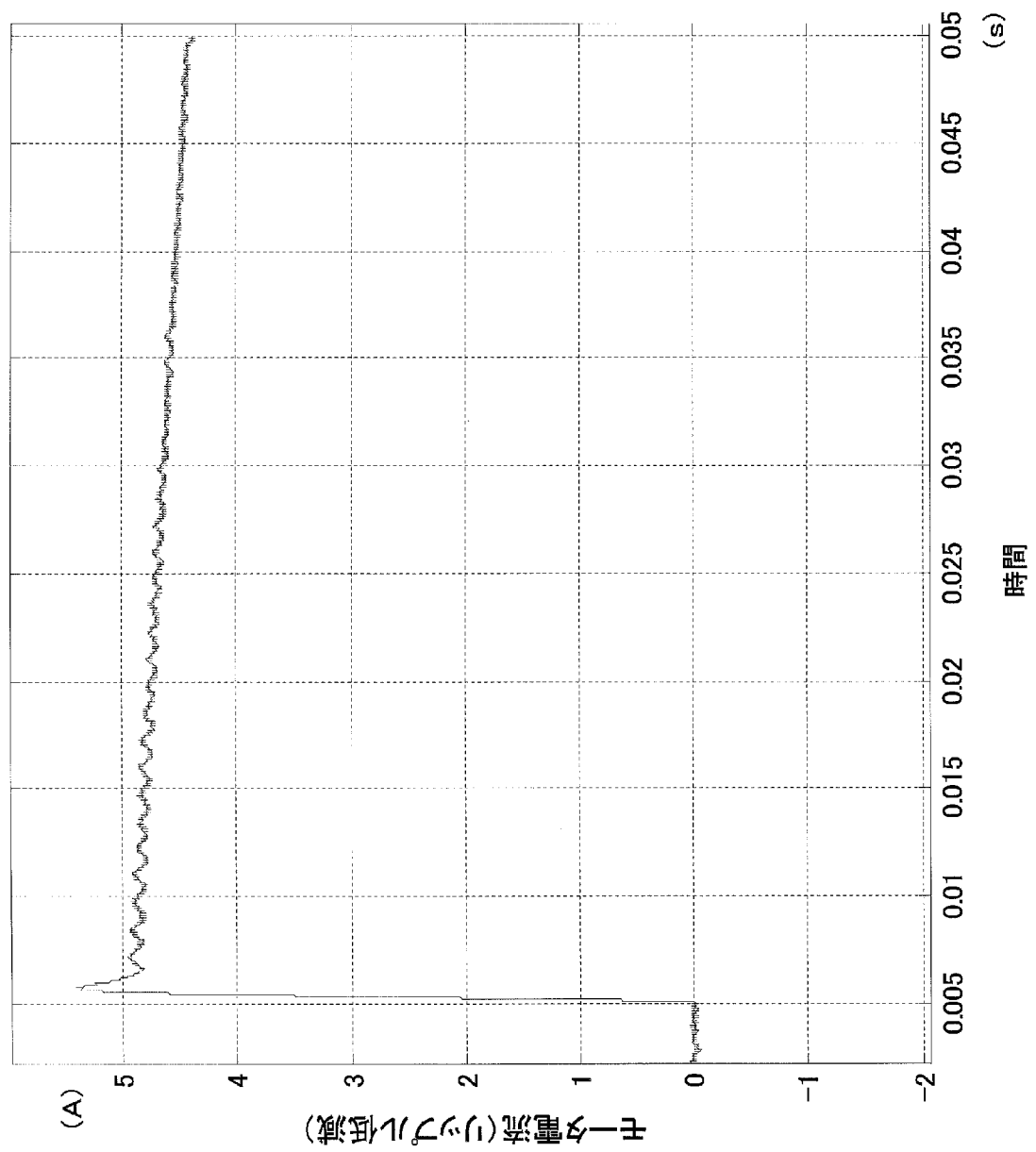
[図19]

簡易構成の電流オプザバで誘起電圧補正量が1/2に変動した場合



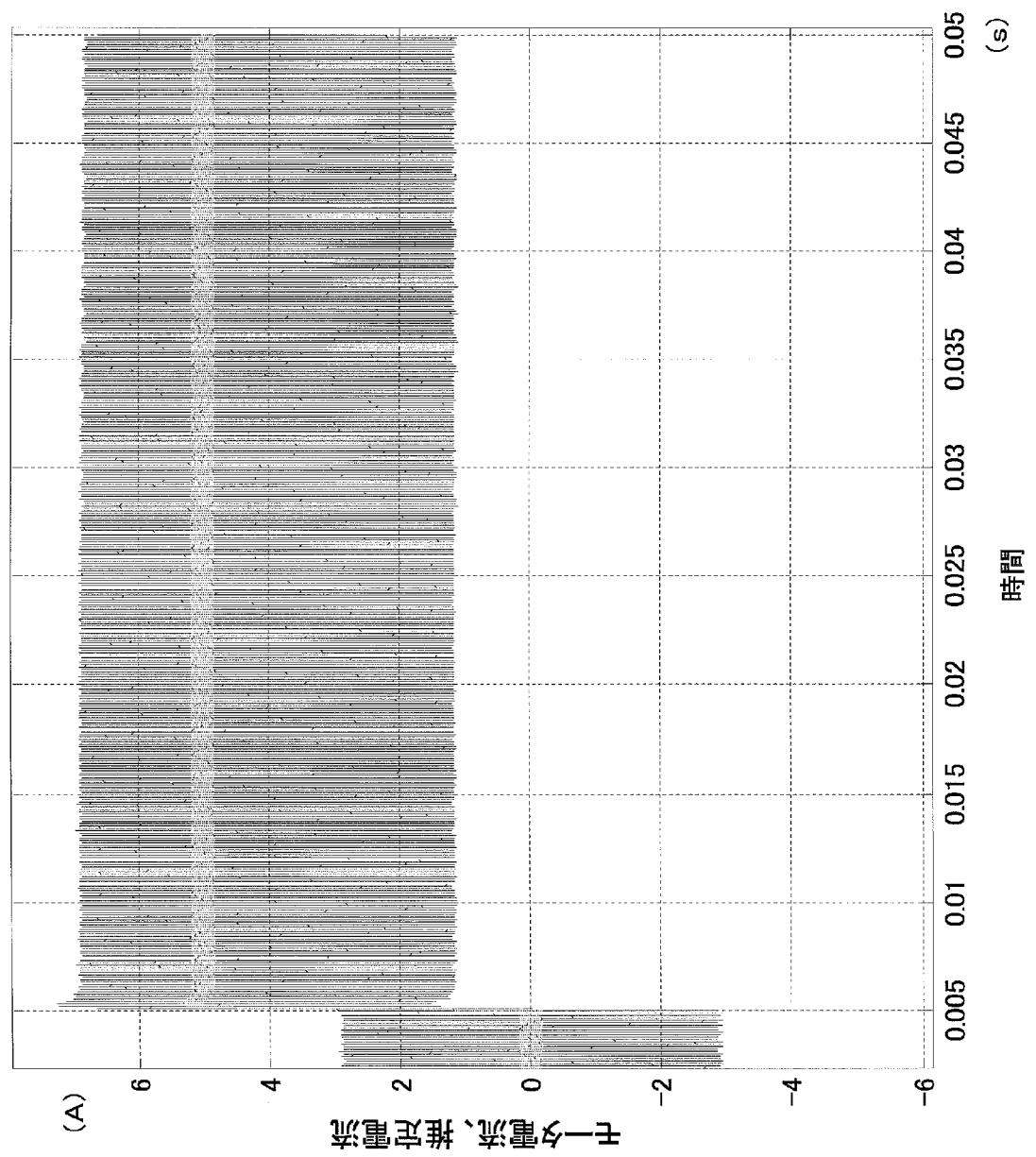
[図20]

簡易構成の電流オブザーバで誘起電圧補正量が1/2に変動した場合



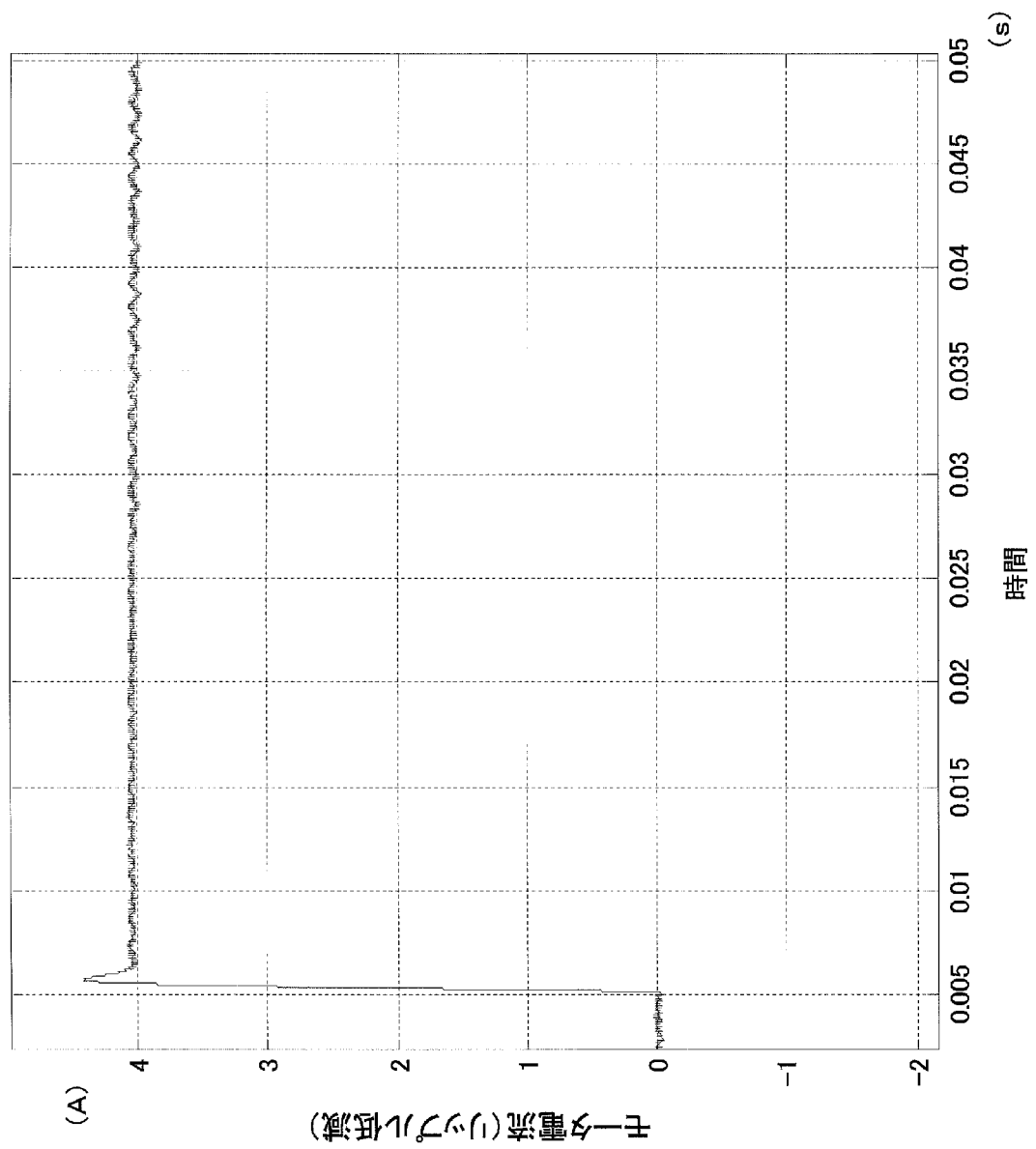
[図21]

簡易構成の電流オプジーバで巻線抵抗が2倍に変動した場合

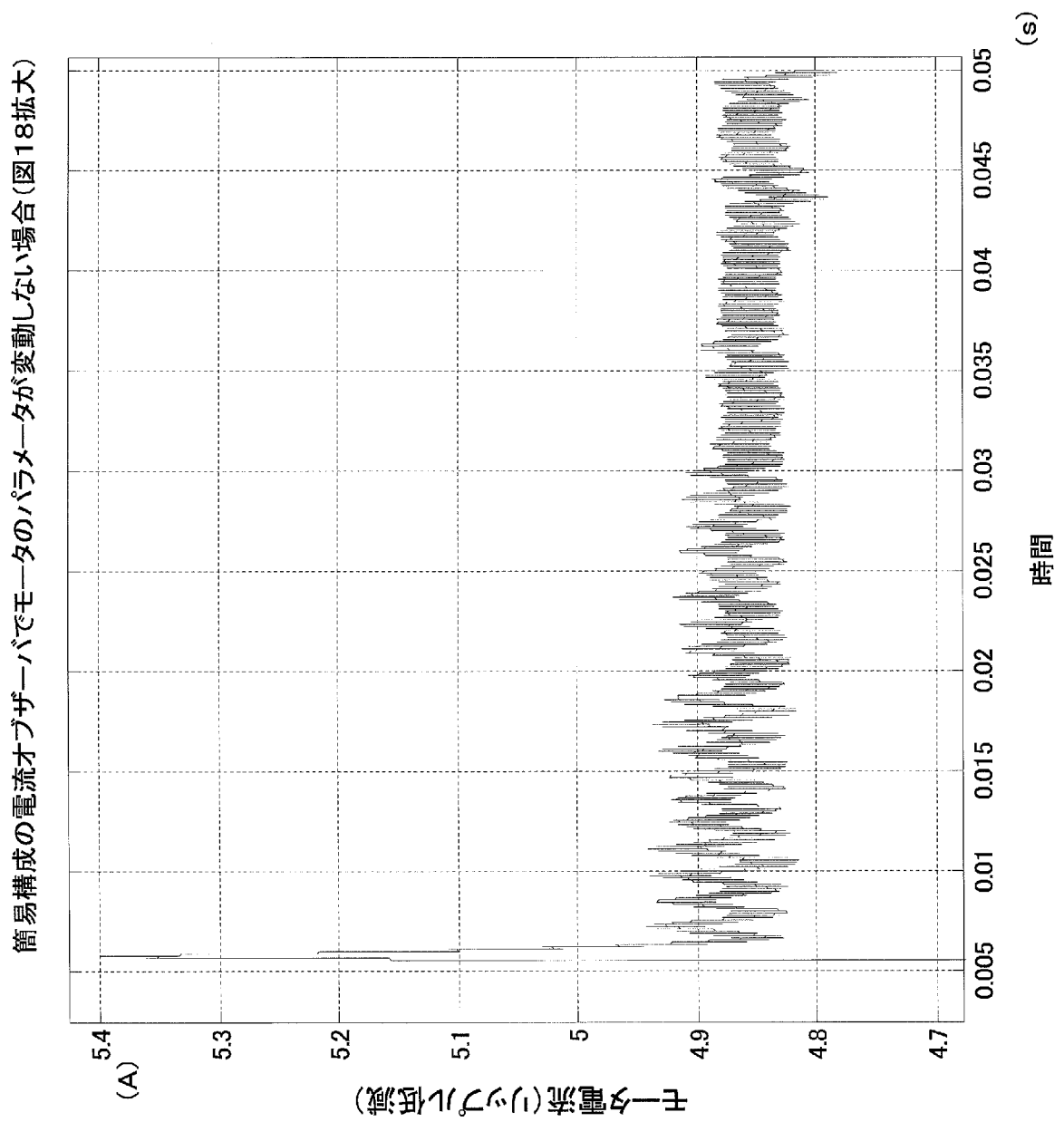


[図22]

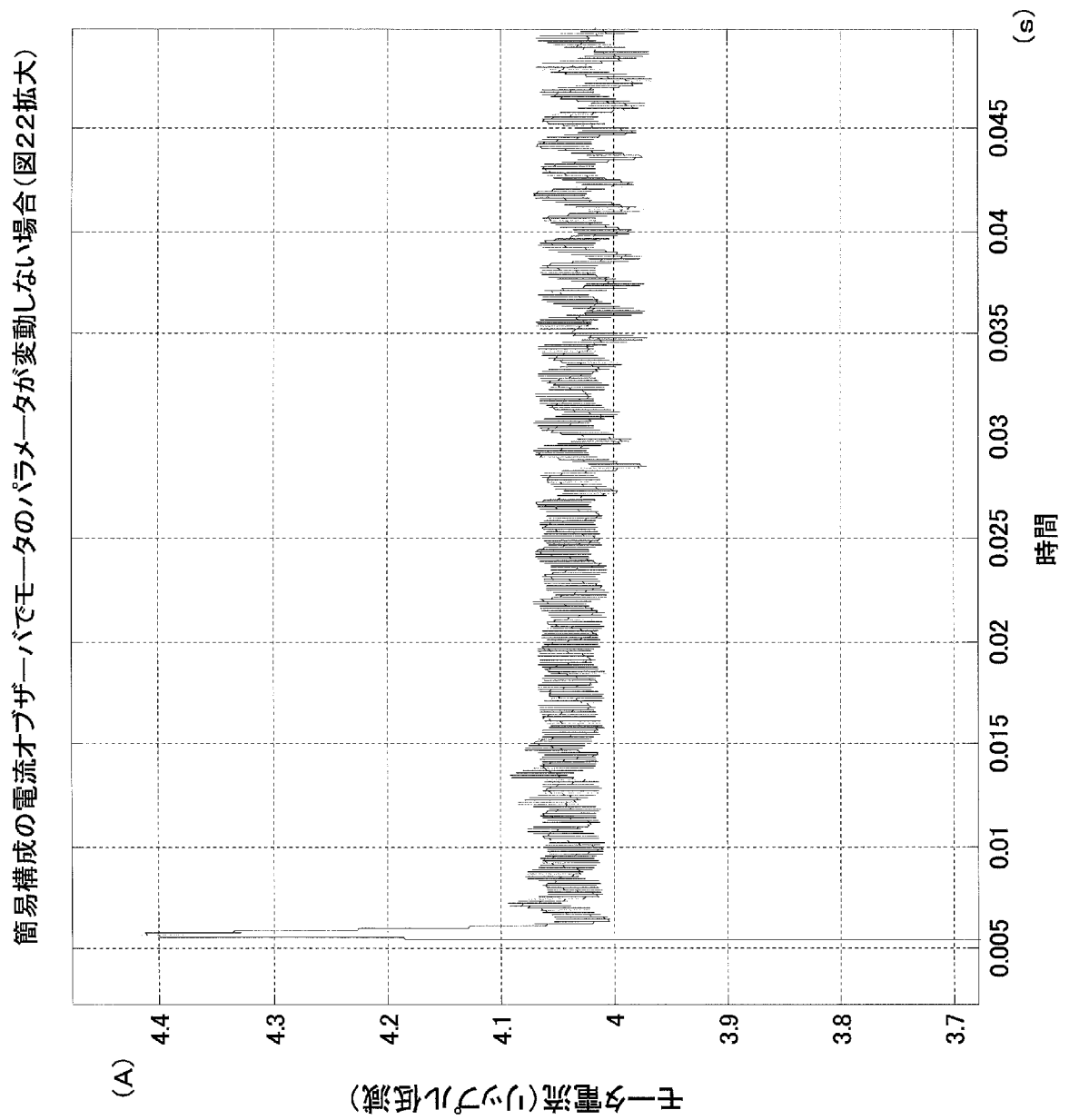
簡易構成の電流オブザーバで巻線抵抗が2倍に変動した場合



[図23]

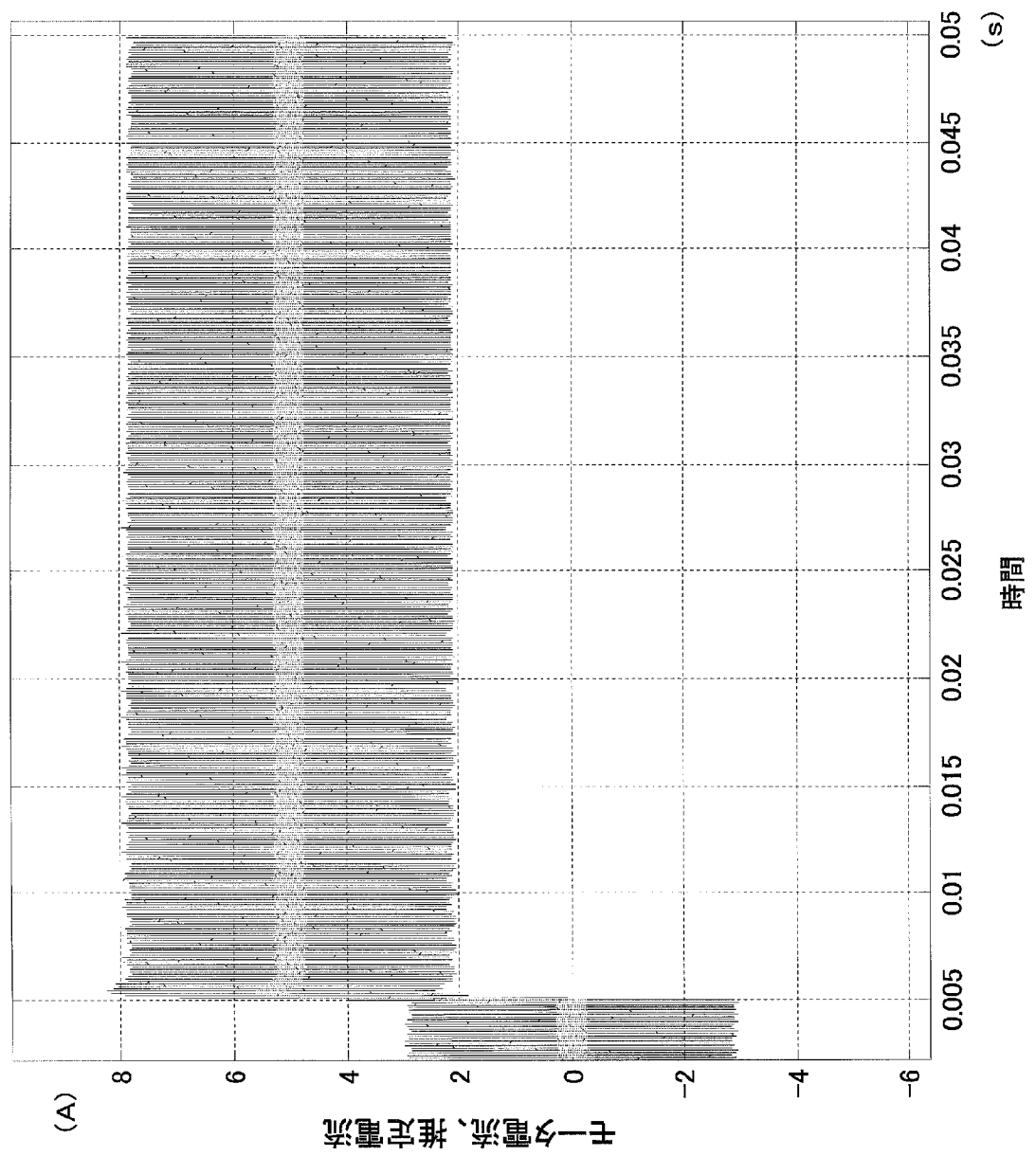


[図24]

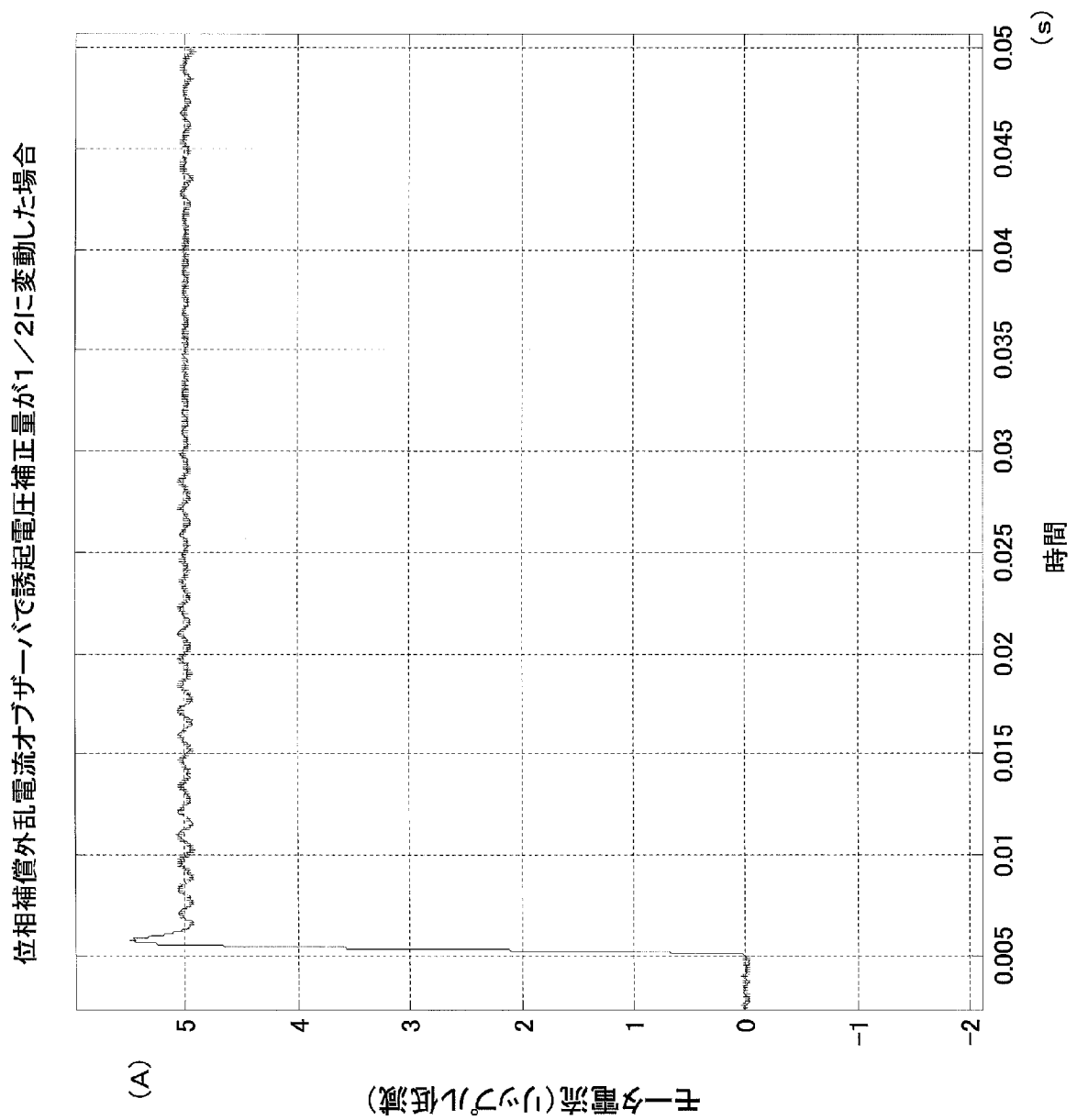


[図25]

位相補償外乱電流オブザーバで誘起電圧補正量が1/2に変動した場合

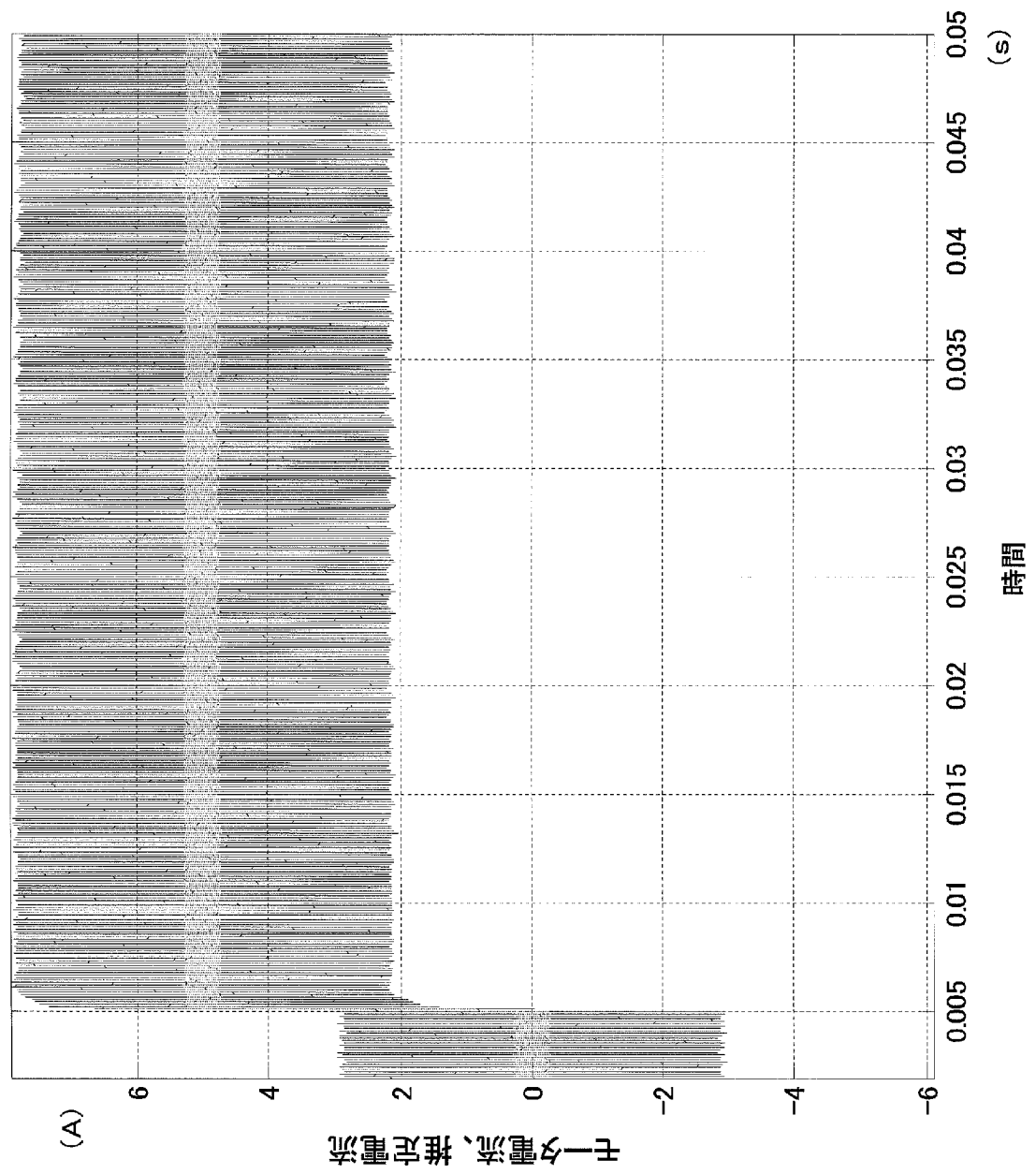


[図26]



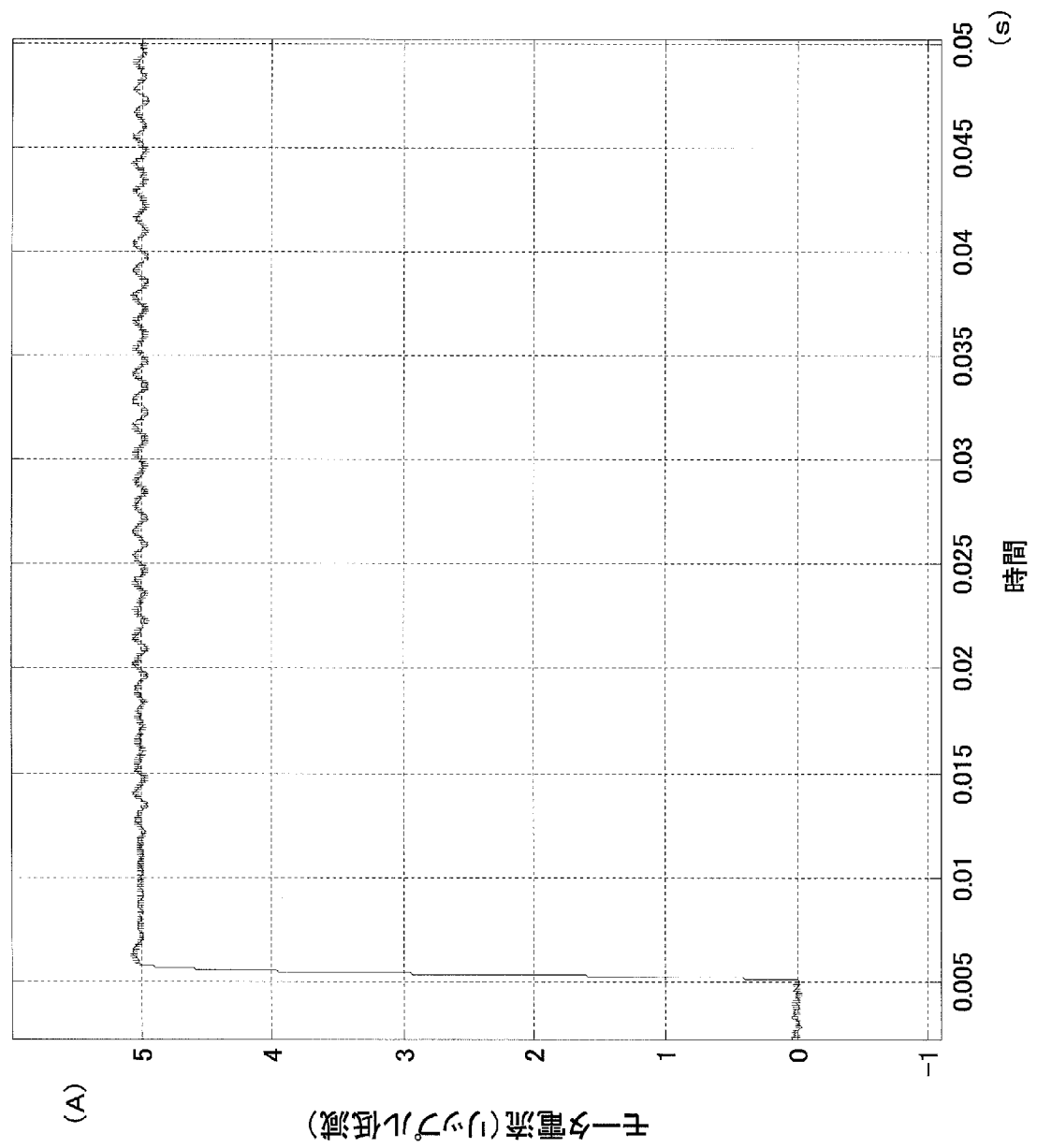
[図27]

位相補償外乱電流オブザーバで巻線抵抗が2倍に変動した場合

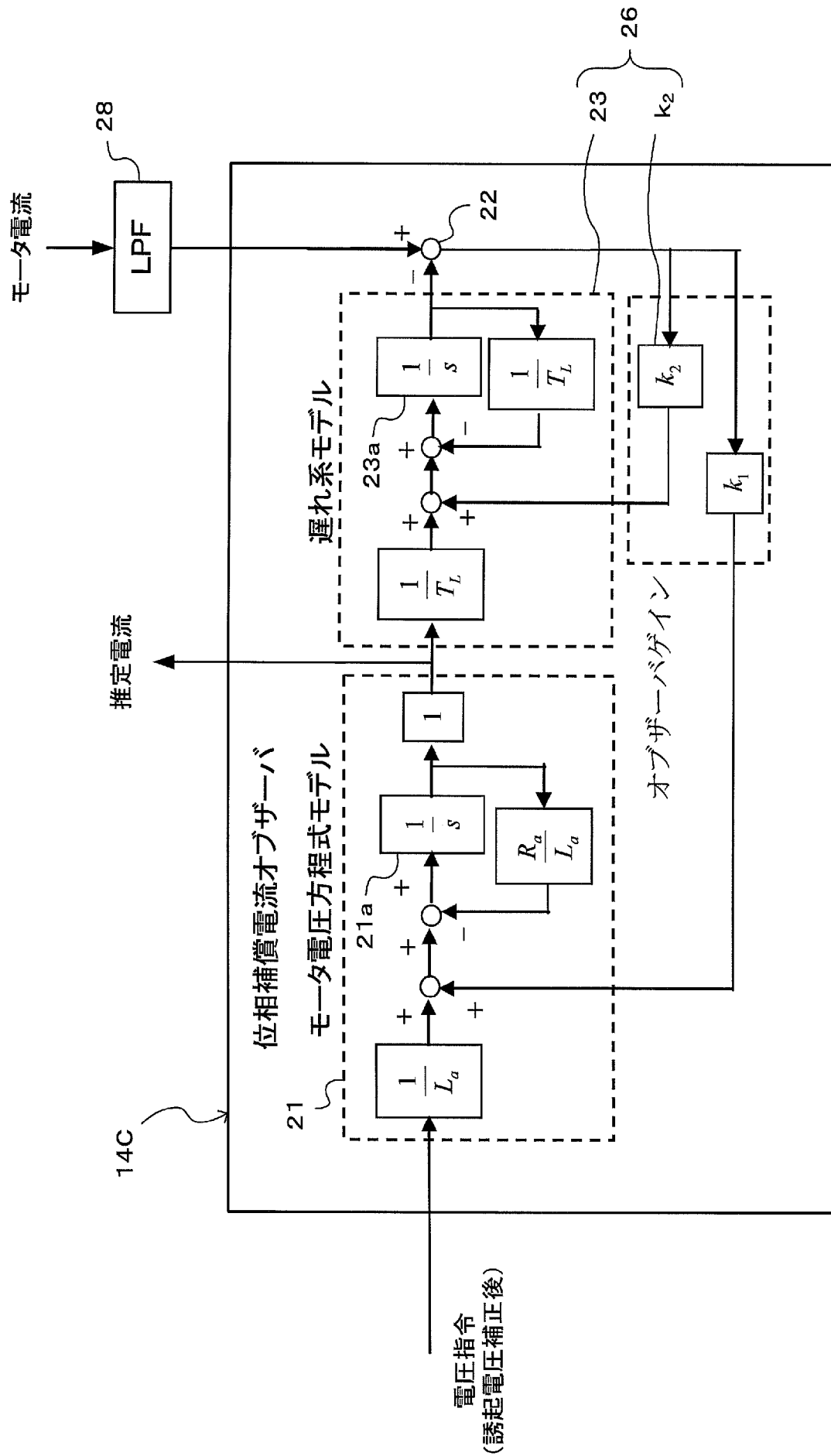


[図28]

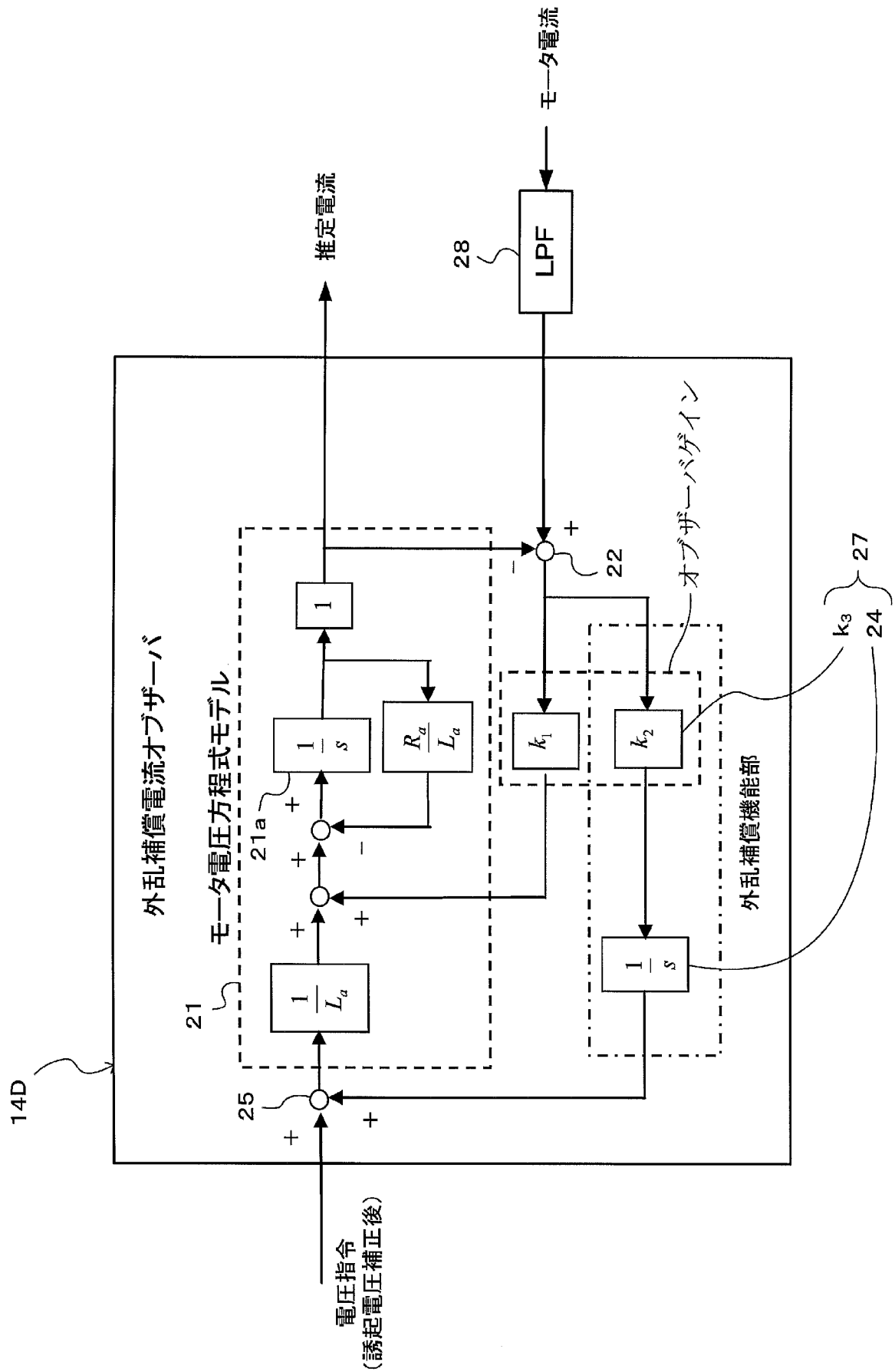
位相補償外乱電流オブザーバで巻線抵抗が2倍に変動した場合



[図29]



[図30]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/074586

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P23/12(2006.01)i, H02P21/13(2006.01)i, H02P27/04(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02P23/12, H02P21/13, H02P27/04, G05B13/02

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2012

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2012 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2012

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

JSTPlus (JDreamII)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y	JP 2002-252991 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 06 September 2002 (06.09.2002), claims 1 to 7; paragraphs [0002] to [0009], [0019] to [0046], [0050] to [0052]; fig. 1, 3, 6, 8, 14 & JP 4045747 B2	1-2, 4-5 3
Y	JP 2008-299573 A (Yaskawa Electric Corp.), 11 December 2008 (11.12.2008), paragraphs [0002] to [0004], [0008] to [0015]; fig. 1, 3 & JP 5067656 B2	3



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T"

later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X"

document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y"

document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&"

document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

04 December, 2012 (04.12.12)

Date of mailing of the international search report

18 December, 2012 (18.12.12)

Name and mailing address of the ISA/

Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H02P23/12(2006.01)i, H02P21/13(2006.01)i, H02P27/04(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H02P23/12, H02P21/13, H02P27/04, G05B13/02

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 2 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 2 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 2 年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

JSTPlus (JDreamII)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
X Y	JP 2002-252991 A (松下電器産業株式会社) 2002.09.06, 【請求項 1】 — 【請求項 7】, 段落【0002】—【0009】, 【0019】—【0046】, 【0050】—【0052】, 【図1】, 【図3】, 【図6】, 【図8】, 【図14】 & JP 4045747 B2	1-2, 4-5 3
Y	JP 2008-299573 A (株式会社安川電機) 2008.12.11, 段落【0002】—【0004】, 【0008】—【0015】, 【図1】, 【図3】 & JP 5067656 B2	3

C 欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

0 4 . 1 2 . 2 0 1 2

国際調査報告の発送日

1 8 . 1 2 . 2 0 1 2

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (I S A / J P)

郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

仁科 雅弘

3 V

9 5 2 2

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 5 8