

(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
2018年1月4日(04.01.2018)



(10) 国際公開番号

WO 2018/003201 A1

(51) 国際特許分類:

H02P 23/04 (2006.01) G05B 11/36 (2006.01)
G01M 15/02 (2006.01) H02P 23/12 (2006.01)

Tokyo (JP). 山口 崇(YAMAGUCHI, Takashi);
〒1416029 東京都品川区大崎 2 丁目 1 番 1
号 株式会社明電舎内 Tokyo (JP).

(21) 国際出願番号: PCT/JP2017/010428

(22) 国際出願日: 2017年3月15日(15.03.2017)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(30) 優先権データ:

特願 2016-126130 2016年6月27日(27.06.2016) JP

(71) 出願人: 株式会社明電舎 (MEIDENSHA CORPORATION) [JP/JP]; 〒1416029 東京都品川区大崎 2 丁目 1 番 1 号 Tokyo (JP).

(72) 発明者: 只野 裕吾(TADANO, Yugo); 〒1416029 東京都品川区大崎 2 丁目 1 番 1 号 株式会社明電舎内 Tokyo (JP). 秋山 岳夫 (AKIYAMA, Takao); 〒1416029 東京都品川区大崎 2 丁目 1 番 1 号 株式会社明電舎内

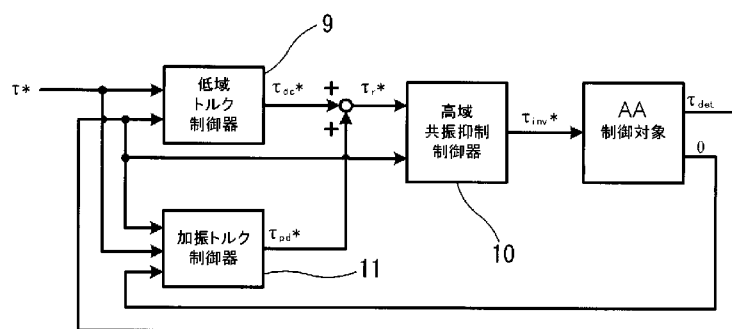
(74) 代理人: 小林 博通, 外(KOBAYASHI, Hiromichi et al.); 〒1040044 東京都中央区明石町 1 番 2 9 号 掖済会ビル S H I G A 内外国特許事務所内 Tokyo (JP).

(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, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, 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, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM,

(54) Title: MOTOR DRIVE SYSTEM

(54) 発明の名称: モータドライブシステム

[図5]



9... LOW-RANGE TORQUE CONTROLLER
10... HIGH-RANGE RESONANCE SUPPRESSION CONTROLLER
11... VIBRATION TORQUE CONTROLLER
AA... OBJECT TO BE CONTROLLED

(57) **Abstract:** According to the present invention, a low-range torque controller 9 outputs a low-range torque controller output τ_{dc}^* on the basis of a torque command value τ^* and a torque detection value τ_{det} , while a vibration torque controller 11 outputs a vibration torque command value τ_{pd}^* on the basis of the torque command value τ^* , the torque detection value τ_{det} , and a rotational phase detection value θ . A high-range resonance suppression controller outputs an inverter torque command value τ_{inv}^* on the basis of a corrected torque command value τ_r^* , which is obtained by adding the low-range torque controller output τ_{dc}^* and the vibration torque command value τ_{pd}^* , and on the basis of the torque detection value τ_{det} . A shaft torque vibration control for a motor drive system follows an engine vibration torque command value including a strain component, while eliminating all the effects of resonance, non-periodic disturbance, and periodic disturbance.

[続葉有]



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, ST, 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, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

- 一 国際調査報告 (条約第21条(3))

(57) 要約: 低域トルク制御器 9 により、トルク指令値 τ^* とトルク検出値 τ_{det} に基づいて、低域トルク制御器出力 τ_{dc}^* を出力し、加振トルク制御器 11 によりトルク指令値 τ^* とトルク検出値 τ_{det} と回転位相検出値 θ に基づいて加振トルク指令値 τ_{pd}^* を出力する。そして、高域共振抑制制御器において、低域トルク制御器出力 τ_{dc}^* と加振トルク指令値 τ_{pd}^* とを加算した補正トルク指令値 τ_r^* と、トルク検出値 τ_{det} と、に基づいてインバータトルク指令値 τ_{inv}^* を出力する。モータドライブシステムの軸トルク加振制御において、共振・非周期外乱・周期外乱の影響をすべて除去しつつ、歪み成分を含んだエンジン加振トルク指令値に追従させる。

明 細 書

発明の名称： モータドライブシステム

技術分野

[0001] 本発明は、 ダイナモメータシステム、特に、ドライブトレインベンチにおける加振制御に係り、エンジンのように脈動が発生する複雑なトルク波形を、ダイナモメータの軸トルクで再現するための制御装置ならびに制御手法に関する。

背景技術

[0002] 非特許文献 1 には、ドライブトレインベンチにおいて、共振抑制と低域トルク制御を実施しながら、加振振幅を制御する方式が開示されている。

[0003] 特許文献 1， 2 には、機械共振を考慮して周期外乱抑制制御を実施しながら、加振制御を行う手法が開示されている。

[0004] ダイナモメータシステムのように、自動車や自動車部品を試験する計測制御システムでは、制御の安定性だけでなく高速、高応答、大容量、高精度などの高い要求を同時に満たさなければならない。これらの要求を満たすハードウェアの一つとして、高速・高応答を実現する低慣性化されたモータを用いる場合があり、供試体との間で多慣性共振系システムが形成され、計測値である軸トルク検出箇所においては、軸ねじれ共振現象が発生しやすい。

[0005] また、仕様・構造上の制約から、モータ極数の減少や電磁気的な設計の都合で、トルクリプルと呼ばれる周期的な外乱も発生しやすい。こうした共振・外乱は、試験・計測器として大きな問題となるため、共振抑制制御や外乱抑制制御が必須である。

[0006] 特に、自動車の各種変速機，トルクコンバータ等の車両駆動系部品の試験を行うドライブトレインベンチでは、エンジンの爆発トルク波形をモータドライブシステムで模擬することが要求され、低域から高域まで幅広い周波数帯域での軸トルク加振制御が必要となる。

[0007] その結果、制御帯域に機械系で発生する共振周波数が含まれることになり

、その機械共振は抑制しつつも所望する加振振動成分は発生させなければならないという高度な軸トルク制御が必要になる。

[0008] 非特許文献 1 には、ドライブトレインベンチの軸トルク加振制御法が開示されている。ドライブトレインベンチでは、低域の共振点と高域の共振点が存在する。低域の共振は供試体であるトルクコンバータが持つ非線形ばねに起因し、高域の共振は駆動モータ、軸トルクメータおよびそれらをカップリングする機械系の剛性に起因する。

[0009] エンジンの加振トルクを模擬するため、軸トルク加振制御では、上述の機械共振による振動拡大を抑制した上で、所望の加振振幅が得られるように制御することが要求される。

[0010] そこで、非特許文献 1 では、供試体の非線形特性に大きく依存する低域の制御には I-P-D 制御による軸トルク制御手法を適用し、ダイナモメータ設備に起因する高域の共振については μ 設計法による共振抑制制御が適用されている。

[0011] これらを周波数帯域で分離して組み合わせた制御を実施した上で、軸トルクに所望の加振振幅が得られるように加振振幅の自動調整手法が開示されている。

[0012] しかしながら、本手法は単一の周波数成分、すなわち、正弦波による加振制御に限定されており、その正弦波の振幅のみが制御されている。したがって、正弦波の位相については制御されていない。

[0013] さらに、エンジンの実際の爆発トルク波形は複数の周波数成分が混在する歪み波形であるため、より正確にエンジン爆発トルクを模擬するためには、複数の周波数成分を同時に加振し、振幅だけでなく位相も合わせ込む必要がある。この非特許文献 1 の手法では、歪み成分を含んだエンジン爆発トルクを模擬する軸トルク加振制御は実現できない。

[0014] また、実際にはモータ構造に起因して発生するトルクリプルが周期外乱として存在するが、 μ 設計等の共振抑制制御のみでは十分に周期外乱を抑制できず、加振制御による周波数成分と混在して、軸トルク制御をより複雑にす

る。この非特許文献1では、こうした周期外乱による影響を考慮していないため、正弦波の加振トルク指令を与えたとしても、軸トルクにはエンジン波形とは異なる周波数成分の意図しない歪みが発生することになる。

[0015] 特許文献1, 2では、エンジン爆発トルクに含まれる歪み成分も考慮し、一般化周期外乱オブザーバによる複数の周期成分の制御が実現されている。機械共振の抑制については、予めシステム同定などによって得られたトルク伝達特性の逆特性を用いており、共振抑制テーブルとして実装されている。これにより、各周波数成分の加振成分を残した上で、機械共振や周期外乱（トルクリプル）による影響は除去することができる。

[0016] しかしながら、この特許文献1, 2で開示されている手法は、予め設定した周波数成分のみを制御対象としているため、共振抑制テーブルについても、トルク指令値に加振周波数成分を重畳したことによる共振の影響を除去するのみである。

[0017] したがって、トルクセンサの検出ノイズ等のように非周期的な外乱が含まれると、軸トルク検出に機械共振の影響が残留する。また、共振抑制テーブルの他に、周期外乱を抑制するためのシステム同定テーブルも必要であるため、演算量やメモリの量が増加する。

[0018] 以上示したように、モータドライブシステムの軸トルク加振制御において、共振・非周期外乱・周期外乱の影響をすべて除去しつつ、歪み成分を含んだエンジン加振トルク指令値に追従させることが課題となる。

先行技術文献

特許文献

[0019] 特許文献1：特開2011-176950号公報

特許文献2：特開2011-176951号公報

非特許文献

[0020] 非特許文献1：秋山，小川，澤田，山本「ドライブトレインベンチの軸トルク加振制御」電気学会論文誌C，Vol. 134，No. 7，pp909-916，2014

発明の概要

- [0021] 本発明は、前記従来の問題に鑑み、案出されたもので、その一態様は、モータの軸トルクを、インバータを用いて制御するモータドライブシステムであって、トルク指令値とトルク検出値に基づいて、低域トルク制御器出力を出力する低域トルク制御器と、前記トルク指令値と前記トルク検出値と回転位相検出値とに基づいて加振トルク指令値を出力する加振トルク制御器と、前記低域トルク制御器出力と前記加振トルク指令値とを加算した補正トルク指令値と、前記トルク検出値と、に基づいてインバータトルク指令値を出力する高域共振抑制制御器と、を備えたことを特徴とする。
- [0022] また、その一態様として、前記高域共振抑制制御器は、前記補正トルク指令値が、 μ 設計制御器の指令値入力から μ 設計制御器出力までの伝達特性を通った出力と、前記トルク検出値が、 μ 設計制御器の検出値入力から μ 設計制御器出力までの伝達特性を通った出力と、を加算して、インバータトルク指令値を出力する μ 設計制御器を有し、前記低域トルク制御器はP I D制御を行うことを特徴とする。
- [0023] また、その一態様として、前記加振トルク制御器は、前記トルク指令値と、前記回転位相検出値に制御する加振周波数成分とトルクリプル成分の次数 n を乗算した n 次回転位相と、に基づいて、前記加振トルク指令値の n 次周波数成分ベクトルを出力する加振周波数成分抽出器と、前記トルク検出値と、前記 n 次回転位相と、に基づいて、周期外乱の n 次周波数成分ベクトルを出力するリプル抑制周波数成分抽出器と、前記 n 次回転位相に基づいて、 n 次回転周波数を出力する速度変換器と、前記加振トルク指令値の n 次周波数成分ベクトルに、前記 n 次回転周波数に同期した単一の周波数ベクトルが適用された逆モデルを乗算し、加振による周期外乱指令値の n 次周波数成分ベクトルを出力する第1逆モデル乗算部と、前記周期外乱の n 次周波数成分ベクトルに、前記 n 次回転周波数に同期した単一の周波数ベクトルが適用された逆モデルを乗算して操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルを出力する第2逆モデル乗算部と、前記操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルから、加

振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルがローパスフィルタを介した値を減算して周期外乱推定値の n 次周波数成分ベクトルを出力する第1減算器と、前記加振による周期外乱指令値の n 次周波数成分ベクトルから、前記周期外乱推定値の n 次周波数成分ベクトルを減算して加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルを出力する第2減算器と、前記加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルと前記 n 次回転位相に基づいて前記加振トルク指令値を出力する補償信号合成部と、を備えたことを特徴とする。

[0024] また、その一態様として、前記加振トルク制御器は、前記トルク指令値と前記トルク検出値とのトルク偏差を算出する第3減算部と、前記トルク偏差と、回転位相検出値と制御する加振周波数成分とトルクリプル周波数成分の次数 n とを乗算した n 次回転位相と、に基づいて周期外乱の n 次周波数成分ベクトルを出力する周波数成分抽出器と、前記 n 次回転位相に基づいて、 n 次回転周波数を出力する速度変換器と、前記周期外乱の n 次周波数成分ベクトルに、前記 n 次回転周波数に同期した単一の周波数ベクトルが適用された逆モデルを乗算して操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルを出力する逆モデル乗算部と、前記操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルと、加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルがローパスフィルタを介した値と、を加算して加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルを出力する加算器と、前記加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルと前記 n 次回転位相に基づいて前記加振トルク指令値を出力する補償信号合成部と、を備えたことを特徴とする。

[0025] また、その一態様として、前記加振トルク制御器は、前記トルク指令値と前記トルク検出値とのトルク偏差を算出する第3減算部と、前記トルク偏差と、回転位相検出値と制御する加振周波数成分とトルクリプル周波数成分の次数 n とを乗算した n 次回転位相と、に基づいて、周期外乱の n 次周波数成分ベクトルを出力する周波数成分抽出器と、前記 n 次回転位相に基づいて、 n 次回転周波数を出力する速度変換器と、前記周期外乱の n 次周波数成分ベクトルに、前記 n 次回転周波数に同期した単一の周波数ベクトルが適用され

た逆モデルを乗じて、操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルを求める逆モデル乗算部と、前記操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルを積分し、加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルを出力する積分器と、前記加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルと前記 n 次回転位相に基づいて前記加振トルク指令値を出力する補償信号合成部と、を備えたことを特徴とする。

[0026] また、その一態様として、前記加振トルク制御器は、前記トルク指令値と、前記回転位相検出値に制御する加振周波数成分とトルクリプル周波数成分の次数 n を乗算した n 次回転位相と、に基づいて、前記加振トルク指令値の n 次周波数成分ベクトルを出力する加振周波数成分抽出器と、前記トルク検出値と、前記 n 次回転位相と、に基づいて、周期外乱の n 次周波数成分ベクトルを出力するリプル抑制周波数成分抽出器と、前記 n 次回転位相に基づいて、 n 次回転周波数を出力する速度変換器と、前記加振トルク指令値の n 次周波数成分ベクトルに、前記 n 次回転周波数に同期した単一の周波数ベクトルが適用された逆モデルを乗算した加振による周期外乱指令値の n 次周波数成分ベクトルを出力する第1逆モデル乗算部と、前記周期外乱の n 次周波数成分ベクトルに、前記 n 次回転周波数に同期した単一の周波数ベクトルが適用された逆モデルを乗算して操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルを出力する第2逆モデル乗算部と、前記加振による周期外乱指令値の n 次周波数成分ベクトルにオブザーバゲインを乗算して第2減算器に出力する第1乗算器と、前記操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルにオブザーバゲインを乗算して第1減算器に出力する第2乗算器と、前記第2乗算器の出力から、加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルがローパスフィルタを介した値を減算して周期外乱推定値の n 次周波数成分ベクトルを出力する第1減算器と、前記第1乗算器の出力から、前記周期外乱推定値の n 次周波数成分ベクトルを減算して加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルを出力する第2減算器と、前記加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルと前記 n 次回転位相に基づいて前記加振トルク指令値を出力する補償信号合成部と

、を備えたことを特徴とする。

[0027] また、その一態様として、前記加振トルク制御器は、前記トルク指令値と前記トルク検出値とのトルク偏差を算出する第3減算部と、前記トルク偏差と、回転位相検出値と制御する加振周波数成分とトルクリプル周波数成分の次数 n とを乗算した n 次回転位相と、に基づいて周期外乱の n 次周波数成分ベクトルを出力する周波数成分抽出器と、前記 n 次回転位相に基づいて、 n 次回転周波数を出力する速度変換器と、前記周期外乱の n 次周波数成分ベクトルに、前記 n 次回転周波数に同期した単一の周波数ベクトルが適用された逆モデルを乗算して操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルを出力する逆モデル乗算部と、前記操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルにオブザーバゲインを乗算して加算器に出力する乗算器と、前記乗算器の出力と、加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルがローパスフィルタを通った値と、を加算して加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルを出力する加算器と、前記加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルと前記 n 次回転位相に基づいて前記加振トルク指令値を出力する補償信号合成部と、を備えたことを特徴とする。

[0028] また、その一態様として、前記加振トルク制御器は、前記トルク指令値と前記トルク検出値とのトルク偏差を算出する第3減算部と、前記トルク偏差と、回転位相検出値と制御する加振周波数成分とトルクリプル周波数成分の次数 n とを乗算した n 次回転位相と、に基づいて周期外乱の n 次周波数成分ベクトルを出力する周波数成分抽出器と、前記 n 次回転位相に基づいて、 n 次回転周波数を出力する速度変換器と、前記周期外乱の n 次周波数成分ベクトルに、前記 n 次回転周波数に同期した単一の周波数ベクトルが適用された逆モデルを乗じて、操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルを求める逆モデル乗算部と、前記操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルにオブザーバゲインを乗算して積分器に出力する乗算器と、前記乗算器の出力を積分し、加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルを出力する積分器と、前記加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルと前記 n 次回転位相に基づいて

前記加振トルク指令値を出力する補償信号合成部と、を備えたことを特徴とする。

[0029] また、その一態様として、前記次数 n の異なる加振トルク制御器を複数台有し、各々の加振トルク制御器の出力を合算した値を加振トルク指令値とすることを特徴とする。

[0030] また、その一態様として、加振周波数成分抽出器に前記 n 次回転位相が入力されず、前記 n 次回転位相と非同期となる位相が入力される場合、並列段の制御構成の非同期加振周波数成分と n 次回転周波数を各々監視しておき、これらの周波数が一致した場合、一致した段の制御構成の操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルを 0 とすることを特徴とする請求項 9 記載のモータドライブシステム。

[0031] また、その一態様として、前記加振トルク制御器の次数 n は小数も含むことを特徴とする。

[0032] また、その一態様として、供試体の入力側に接続されたエンジン爆発トルクを模擬する駆動モータと、前記供試体の出力側に接続された車輪および路面の負荷を模擬する吸収モータと、前記駆動モータのトルク検出値と回転位相検出値とに基づいて、第 1 インバータトルク指令値を出力する加振制御器と、前記吸収モータのモータ回転数に基づいて、第 2 インバータトルク指令値を出力する速度制御器と、前記第 1 インバータトルク指令値に基づいて、前記駆動モータを駆動する駆動モータインバータと、前記第 2 インバータトルク指令値に基づいて、前記吸収モータを駆動する吸収モータインバータと、を備えたことを特徴とする。

[0033] 本発明によれば、モータドライブシステムの軸トルク加振制御において、共振・非周期外乱・周期外乱の影響をすべて除去しつつ、歪み成分を含んだエンジン加振トルク指令値に追従させることが可能となる。

図面の簡単な説明

[0034] [図1] ドライブトレインレンチの基本構成図。

[図2] インバータトルク指令値 τ_{inv}^* → トルク検出値 τ_{det} の周波数伝達特性の例

を示す図。

[図3]供試体の非線形ばねの特性の例を示す図。

[図4]制御対象の3慣性系近似モデルを示す図。

[図5]実施形態1の基本制御構成図。

[図6]一般化プラントの構成例を示す図。

[図7] μ 設計制御器の特性図。

[図8] μ 設計制御器の構成図。

[図9]高域共振抑制のみを実施した場合の周波数伝達特性図。

[図10]低域トルク制御器の設計図。

[図11]低域トルク制御のみ実施した場合の周波数伝達特性図。

[図12]加振トルク指令値 τ_{pd}^* →トルク検出値 τ_{det} の周波数伝達特性図（低域トルク制御ON，高域共振抑制制御器ON）。

[図13]加振トルク制御器の基本構成図。

[図14]実施形態1の効果例を示す図。

[図15]実施形態2の加振トルク制御器の構成図。

[図16]実施形態3の加振トルク制御器の構成図。

[図17]実施形態4の加振トルク制御器の構成図。

[図18]一般化周期外乱オブザーバのモデル誤差に対するロバスト安定性を示す図。

[図19]1気筒失火モードのトルク波形追従制御例を示す図。

発明を実施するための形態

[0035] 本願は、「歪み波形を含む任意波形追従制御」に関する提案であるため、図1の基本構成には限らないが、実施形態1～7では、非特許文献1に記載されているドライブレインベンチと同様の基本構成において、軸トルク加振の任意波形追従制御を実施する例で課題の解決法と適用効果を説明する。

[0036] 図1は、ドライブレインベンチの基本構成図である。供試体1はトルクコンバータとし、その入力側の駆動モータ2において、エンジン爆発トルクを模擬する。出力側は、車輪および路面の負荷を模擬する吸収モータ3であ

り、本構成では回転数制御を行う。供試体 1 と駆動モータ 2 の間には軸トルクメータ 4 を設け、検出されたトルク検出値 τ_{det} が、エンジン爆発トルクを模擬したトルク指令値 τ^* に追従するように制御する。

[0037] 加振制御器 5 は、加振周波数成分を含んだトルク指令値 τ^* に基づいて、加振制御を実施する。本願発明では、非特許文献 1 と異なり、加振周波数成分の位相も検知するため、回転位置センサ 6 による回転位相検出値 θ を用いる。

[0038] 速度制御器 7 では、吸収モータ 3 で回転数制御を行うために、回転位置センサ 8 のモータ回転数 ω_m が速度指令値 ω_m^* に追従するように制御する。速度制御器 7 は一般的な P I D 制御等で実施すれば良い。

[0039] 加振制御器 5、速度制御器 7 が出力するインバータトルク指令値 τ_{inv1}^* 、 τ_{inv2}^* に基づき、駆動モータインバータ I N V 1、吸収モータインバータ I N V 2 を介して駆動モータ 2、吸収モータ 3 を駆動する。

[0040] なお、駆動モータインバータ I N V 1、吸収モータインバータ I N V 2 は、直流電力を交流電力に変換する電力変換器である。駆動モータインバータ I N V 1、吸収モータインバータ I N V 2 の交流出力端子を駆動モータ 2、吸収モータ 3 の端子に接続する。駆動モータインバータ I N V 1、吸収モータインバータ I N V 2 は、駆動モータインバータ I N V 1、吸収モータインバータ I N V 2 の交流出力電流（すなわちモータ電流）を制御することでモータの軸トルク（トルク検出値） τ_{det} をインバータトルク指令値 τ_{inv1}^* 、 τ_{inv2}^* に制御する機能を持つ。

[0041] 図 2 は、駆動モータインバータ I N V 1 へのインバータトルク指令値 τ_{inv1}^* からトルク検出値 τ_{det} までの周波数伝達特性の例である。本願発明では、図 1 の構成を等価的に 3 慣性系に近似しており、低周波数領域で変動している共振点は、供試体 1 であるトルクコンバータの非線形ばねに起因したものである。

[0042] 参考に非線形ばね特性の例を図 3 に示す。高周波数領域の共振点は、駆動モータ 2 ・ 軸トルクメータおよびカップリング等の機械設備の軸ねじれ剛性

に起因したものである。

[0043] このように、本願発明で説明するドライブレインベンチでは、低域に非線形な共振特性を持ち、高域に高い共振特性を持つ3慣性系となり、トルク指令値 τ^* に対して、単純に加振トルクを与えた場合は共振が発生し、所望の加振波形とはならないことを意味する。

[0044] なお、広く自動車で用いられている4サイクルエンジンでは、その爆発トルクは、気筒数 $\times 0.5 \times$ 回転数の周波数成分で大きな振動トルクが発生する。例えば、エンジンの回転数を $600 \text{ min}^{-1} \sim 6000 \text{ min}^{-1}$ とし、3気筒から8気筒エンジンまで模擬する場合、 $15 \sim 400 \text{ Hz}$ の帯域で加振制御を実現する必要がある。

[0045] また、歪み成分を考慮すれば 400 Hz を超えてさらに高い帯域まで必要となるため、機械構成上の限界まで可能な限り加振周波数成分を追従させる必要がある。

[0046] 図4に、本構成を3慣性系に近似した場合の制御対象のブロック図を示す。図4の符号は以下の通りである。

J1：駆動モータの慣性モーメント，J2：供試体・カップリングの慣性モーメント，J3：吸収モータの慣性モーメント，K12：カップリングおよび軸トルクメータの軸ねじれ剛性，K23および $\Delta K23$ ：供試体の軸ねじれ剛性（非線形特性を有する：図3），C23：供試体の損失， $G_{inv}(s)$ ：駆動側インバータの応答伝達関数， $G_{tm}(s)$ ：軸トルク検出の応答伝達関数， $G_{\theta}(s)$ ：回転位相検出の応答伝達関数，s：ラプラス演算子。

[0047] 前述の通り、供試体1であるトルクコンバータは非線形ばね特性を持つため、K23および $\Delta K23$ を用いて表現する。また、インバータ，トルクメータ検出，位相検出には、応答遅れや無駄時間が存在するため、近似した応答伝達関数を挿入している。

[0048] 図4に示した近似モデルのインバータトルク指令値 τ_{inv}^* からトルク検出値 τ_{det} までの周波数伝達特性は図2に示したとおりであるが、加振の周波数帯域で常に0dB，すなわちトルク指令値 τ^* からトルク検出値 τ_{det} への伝達特性

が1になるようなコントローラを設計することが望ましい。そのためには、低域と高域における共振抑制制御が必要となる。また、振幅特性が0 dBより低下している帯域では増幅する必要がある。

[0049] [実施形態1]

本実施形態1では、非特許文献1と同様に、低域と高域の共振周波数帯を切り分けて、高域の共振抑制制御と低域の定常トルク制御を行う手法を基本とし、非特許文献1では実現できない「歪み成分を含む加振波形追従制御」を実現するための手法として、一般化周期外乱オブザーバを併用する手法を説明する。

[0050] 図5は、本実施形態1の基本となる制御構成図である。図5の符号は以下の通りである。

τ^* : トルク指令値, τ_{dc}^* : 低域トルク制御器出力, τ_{pd}^* : 加振トルク指令値, τ_r^* : 補正トルク指令値, τ_{inv}^* : インバータトルク指令値, τ_{det} : トルク検出値, θ : 回転位相検出値。

[0051] 図5に示すように、本実施形態1におけるモータの軸トルクをインバータを用いて制御するモータドライブシステムは、低域トルク制御器9により、トルク指令値 τ^* とトルク検出値 τ_{det} に基づいて低域トルク制御器出力 τ_{dc}^* を出力する。また、加振トルク制御器11により、トルク指令値 τ^* とトルク検出値 τ_{det} と回転位相検出値 θ とに基づいて加振トルク指令値 τ_{pd}^* を出力する。高域共振抑制制御器10は、低域トルク制御器出力 τ_{dc}^* と前記加振トルク指令値 τ_{pd}^* とを加算した補正トルク指令値 τ_r^* と、前記トルク検出値 τ_{det} と、に基づいてインバータトルク指令値 τ_{inv}^* を出力する。

[0052] 本実施形態1における「制御対象」は、図4に示した3慣性系近似モデルに該当する。

[0053] 図5に示すとおり、本実施形態1の機能は「低域トルク制御器9」「高域共振抑制制御器10」および一般化周期外乱オブザーバによる「加振トルク制御器11」の3つの機能が存在する。以下、各機能について順次説明する。

[0054] ・第1の機能「高域共振抑制制御器10」

図4に示した3慣性系近似モデルでは、低域の共振点と高域の共振点が存在する。仮に、全周波数帯域で共振抑制する包括的なコントローラを設計した場合、保守的な設計となりやすく、特に低域側の非線形性も考慮した場合はロバスト制御性能を満たす設計自体が困難となる。

[0055] したがって、このような系に対しては、低域側と高域側の制御系を分離することが有効である。本実施形態1では、高域側の共振抑制制御をロバスト制御手法のひとつである μ 設計制御器で実現し、低域側の供試体1に起因した非線形な共振特性に対しては積極的な共振抑制制御は行わずに定常トルクの追従制御を実現する手法を組み合わせる。

[0056] まず、第1の機能である高域共振抑制制御器10について説明する。高域の共振周波数は、図2の特性から、図4における駆動モータの慣性モーメント J_1 と供試体・カップリングの慣性モーメント J_2 による2慣性共振系の共振周波数に等価できる。したがって、高域の共振周波数は(1)式で計算される共振周波数 f_{rH} とほぼ一致する。

[0057] [数1]

$$f_{rH} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{K_{12} \left(\frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2} \right)} \quad \dots (1)$$

[0058] そこで、高域の共振を抑制するために近似された2慣性系を考慮し、高域共振抑制制御器の設計に用いる一般化プラントを図6のように構成する。本実施形態1では、ロバスト制御手法のひとつである μ 設計を用いた例で説明するが、 H_∞ 制御などのその他の一般的な共振抑制制御手法を用いても良い。図6の符号は以下の通りである。

$\Delta \tau$: トルク偏差, $G_{tm}(s)$: トルクメータ等の検出応答伝達関数, $G_{inv}(s)$: インバータ応答伝達関数, d_1 : 外乱 (周期外乱を含む), d_2 および r : μ 設計制御器の指令値入力, d_3 : トルク検出ノイズ, z : 定常トルク誤差の評価出力, w : 定常トルク誤差による外乱入力, u : μ 設計制御器

出力, y : μ 設計制御器の検出器入力, e_1 : トルク検出値の評価出力, e_2 : インバータトルク指令の評価出力, e_3 : μ 設計制御器ゲインの評価出力, $W_n(s)$: 外乱 d_1 に対する重み関数, $W_u(s)$: μ 設計制御器出力 u に対する重み関数, $W_g(s)$: μ 設計制御器ゲインに対する重み関数。

[0059] μ 設計によるコントローラ設計に際し、機械系パラメータ等の摂動を個別に考慮しても良いが、実用上は物理モデル（バネ・マス要素）を明示的に同定する作業を省略し、トルク入出力の周波数伝達特性から簡易的に同定することが多い。

[0060] したがって、ここではインバータから入力されるトルク偏差 $\Delta \tau$ を摂動項として見積もり、ロバスト制御性能を担保する。

[0061] 低周波数領域の定常トルク追従制御は後述する低域トルク制御器 9 で実現するため、高周波数領域の高域共振抑制制御器 10 では、低周波数領域におけるコントローラゲインを落とした設計を行う。

[0062] すなわち、 μ 設計制御器の指令値入力 r から μ 設計制御器出力 u のゲインにおいて、 μ 設計制御器ゲインに対する重み関数 $W_g(s)$ を介して μ 設計制御器ゲインの評価出力 e_3 を設定しているが、低域トルク制御器 9 との制御干渉を防ぐために、 μ 設計制御器ゲインに対する重み関数 $W_g(s)$ は低域に対して重みを置く。

[0063] また、 μ 設計制御器出力 u に対する重み関数（インバータトルク指令 u に対する重み関数） $W_u(s)$ は、インバータトルク指令の高周波ゲインを低減するために高周波領域で重み付けする。外乱 d_1 に対する重み関数 $W_n(s)$ は、周期外乱や非周期的外乱の抑圧性能を向上するように、共振周波数付近に重みを置く。

[0064] 図 6 のように構成した一般化プラントにおいて、D-K イテレーションを実施して得られた μ 設計制御器の特性例を図 7 に示す。伝達特性 $C_{tm}(s)$ のゲイン特性を見て分かるように、 μ 設計制御器ゲインに対する重み関数 $W_g(s)$ の効果により、トルク検出値 τ_{det} に対しては低域（低周波数領域）側で反応しないように、低域のゲインが低下していることが分かる。これにより、

後述する低域トルク制御器 9 との制御干渉を防止できる。

[0065] また、伝達特性 $C_{ref}(s)$ のゲイン特性を見て分かるように共振周波数付近のゲインを低減するように設計しているため、加振トルクの周波数成分による共振を抑制できる。

[0066] 図 7 の上段はゲイン線図、下段は位相線図を示している。左側は μ 設計制御器の指令値入力 r から μ 設計制御器出力 u の伝達特性 $C_{ref}(s)$ 、右側は μ 設計制御器の検出値入力 y から μ 設計制御器出力 u の伝達特性 $C_{tm}(s)$ を示している。

[0067] 上記で設計された伝達特性 $C_{ref}(s)$ と伝達特性 $C_{tm}(s)$ を有する μ 設計制御器は、図 8 に示す構成で、図 5 の高域共振抑制制御器 10 の部分に実装する。

[0068] 補正トルク指令値 τ_r^* が伝達特性 $C_{ref}(s)$ を通った出力と、トルク検出値 τ_{det} が伝達特性 $C_{tm}(s)$ を通った出力と、を加算して、インバータトルク指令値 τ_{inv}^* を生成する。

[0069] 図 9 に、高域共振抑制制御のみを実装した場合の、トルク指令値 $\tau^* \rightarrow$ トルク検出値 τ_{det} の周波数伝達特性を示す。高域（高周波数領域）のゲインが 0 dB 以下に抑制されていることが分かる。

・第 2 の機能「低域トルク制御器 9」

次に、第 2 の機能として図 5 の低域トルク制御器 9 について説明する。低域の共振周波数は、供試体 1 の非線形ばね特性に依存して変動する。この非線形特性を考慮してロバストな共振抑制制御を実施する手法も考えられるが、供試体の非線形特性に依存した設計となる。実際の供試体 1 は交換されて試験されることが多く、供試体特性に依存したコントローラを設計した場合は、その都度、再設計やパラメータの再調整が必要となってしまう問題がある。

[0070] したがって、本実施形態 1 では、供試体 1 が変更されてもその特性に依存しない設計を目指し、低域トルク制御器 9 では積極的な共振抑制を行わずに定常トルクを安定に追従制御することのみを目的とする。

[0071] 図4に示した3慣性系近似モデルにおいて、低域の共振周波数に着目すると、図2の特性から、 $J_1 + J_2$ 、 K_{23} 、 J_3 による2慣性共振系に近似できる。すなわち、(2)式によって低域の共振周波数 f_{rL} が概ね分かる。ただし、軸ねじれ損失 C_{23} の影響については省略する。

[0072] [数2]

$$f_{rL} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{K_{23} \left(\frac{1}{J_1 + J_2} + \frac{1}{J_3} \right)} \quad \dots (2)$$

[0073] 低域の制御対象を2慣性系に近似した場合、低域トルク制御器9は図10のように近似して設計できる。ここでは一例として、P I D制御の比例微分先行型 I - P D制御を用いており、比例項と微分項に対して1次のローパスフィルタ $G_{F1}(s)$ を適用した形式を採用する。もちろん、図10の構成に限らず、そのほかのP I D制御型を用いても実現可能である。

[0074] また、高域の共振点による制御スピルオーバを回避するために、I - P D制御器の出力に2次のローパスフィルタ $G_{F2}(s)$ を用いている。この2次のローパスフィルタ $G_{F2}(s)$ のカットオフ周波数は、低域のトルク制御特性に大きな影響を与えず、かつ、高域の共振特性を遮断できるカットオフ周波数に設定する。これにより、前述した第1の機能である高域の共振抑制制御系との分離を行って制御干渉を防止する。

[0075] 図10の近似された構成におけるトルク指令値 τ^* からトルク検出値 τ_{det} までの閉ループ伝達特性は4次系となるため、I - P D制御のパラメータ K_p 、 K_i 、 K_d は、4次標準形の極と一致するモデルマッチング手法などを用いて算出すれば良い。例として、4次バターワース型の特性に極配置する場合は、(3)式のように算出される。P I Dパラメータの決定方法はこれに限らず、種々の他の手法を用いて調整しても良い。

[0076]

[数3]

$$\begin{cases} K_p = \frac{J1 + J2 + J3}{J3} \cdot \left(\frac{k^2(a_1 a_3 - 1)}{a_3^2} - 1 \right) \\ K_i = \frac{J1 + J2 + J3}{J3} \cdot \frac{\omega_0 k^2}{a_3} \\ K_d = \frac{J1 + J2 + J3}{J3} \cdot \frac{a_2 k^2 - 1}{a_3 \omega_0} \\ \omega_{f1} = a_3 \omega_0 \end{cases} \quad \dots (3)$$

[0077] a_1 , a_2 , a_3 は、標準形モデルの極配置によって決定される特性方程式の各次数の係数であり、バターワース標準形の場合は、 $a_1 = 2.6131$, $a_2 = 3.4142$, $a_3 = 2.6131$ である。

[0078] また、 k はトルク追従制御の制御応答を決定するパラメータであり、低域の共振周波数 f_{rL} に対する係数で指定する。このときの応答周波数 ω_c は、 $\omega_c = k \times (2 \times \pi \times f_{rL})$ で決定づけられる。なお、 ω_{f1} は比例項と微分項に係るローパスフィルタのカットオフ周波数であり、(3)式の通り決定できる。以上のように構成した低域トルク制御を実施した場合のトルク指令値 $\tau^* \rightarrow$ トルク検出値 τ_{det} の周波数伝達特性を図11に示す。

[0079] 図11を見て分かるように、低域トルク制御器9では低域の共振特性をカットオフしているが、所望の指令値振幅が得られるのは低域の共振周波数よりもさらに低い領域のみとなる。

[0080] すなわち、定常トルクや低域共振周波数よりも低い領域では安定な追従制御が可能であるが、高い周波数の加振信号をトルク指令値に与えても、反応できない制御器となる。したがって、加振制御については別途、図5に示したように低域トルク制御器9を介さない加振トルク制御器11を用いて、低域トルク制御器の出力部に重畳する必要がある。

[0081] ・第3の機能「加振トルク制御器11」

前述したとおり、低域トルク制御器9では定常トルクを含む低周波領域の追従制御のみを行い、高域共振抑制制御器10は高周波領域にある共振特性を減衰させることのみに寄与するものである。したがって、所望する広範な周波数帯域で加振制御を実現するために図5の加振トルク制御器11が必要

となる。

[0082] 加振トルク制御器 11 は、加振周波数成分を含むトルク指令値 τ^* とトルク検出値 τ_{det} および加振周波数成分を生成するための基準位相 θ （モータの回転位相検出値）を入力とする。加振トルク制御器 11 から出力される加振トルク指令値 τ_{pd}^* は、低域トルク制御器出力 τ_{dc}^* に重畳し、補正トルク指令値 τ_r^* とする。

[0083] このとき、加振トルク制御器 11 の加振トルク指令値 τ_{pd}^* からトルク検出値 τ_{det} までの伝達特性は、低域トルク制御器 9 と高域共振抑制制御器 10 を含む制御対象の閉ループ伝達特性となり、図 12 のようになる。加振周波数帯域において、図 12 の振幅（ゲイン）特性が 0 dB 一定、位相特性が 0 deg 一定になることが望ましいが、実際にそのような周波数特性を形成するコントローラは困難である。

[0084] したがって、加振トルク制御器 11 では、図 12 の伝達特性を考慮して、加振トルクの各周波数成分のゲインおよび位相を調整する必要がある。加振する周波数帯域（15～400 Hz）において、図 12 の逆特性を用いて指令値を生成することも考えられるが、供試体 1 には非線形ばね特性があり、動作状態で変化する。したがって、単純に逆特性を介して指令値を生成する手法では、所望の振幅・位相の加振トルク波形を得ることは難しい。

[0085] そこで、一般化周期外乱オブザーバを用いた加振トルク波形の自動調整手法を提案する。図 13 に、本実施形態 1 における加振トルク制御器 11 の基本構成図を示す。図 13 の符号は以下の通りである。

τ^* ：トルク指令値（加振周波数成分を含む）， τ_{det} ：トルク検出値， θ ：回転位相検出値， n ：次数（制御する加振周波数成分とトルクリプル周波数成分の次数を指定する）， ω_m ：モータ回転数， τ_{rpd}^* ：加振トルク指令値， T_n^* ：加振トルク指令値の n 次周波数成分ベクトル， T_n ：周期外乱（トルクリプル）の n 次周波数成分ベクトル， $U_n^{\wedge}$ ：操作量推定値の n 次周波数成分ベクトル（周期外乱を含む推定値）， D_n^* ：加振による周期外乱指令値の n 次周波数成分ベクトル， $D_n^{\wedge}$ ：周期外乱推定値の n 次周波数成分ベクトル， T_{pdn}^* ：

加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトル, $G_F(s)$: 周波数成分抽出用のローパスフィルタ。

[0086] 一般化周期外乱オブザーバは、特定の周波数成分に着目して周期外乱を抑制する制御系であるが、本実施形態 1 では所望の周期的振動を発生させる方式として応用する。本方式は、特定の周波数成分のみに寄与する制御系であり、まず、加振周波数成分抽出器 12 で加振したい周波数成分を抽出し、リップル抑制周波数成分抽出器 13 で抑制したい周期外乱（トルクリプル）の周波数成分を抽出する。

[0087] すなわち、加振周波数成分抽出器 12 において、トルク指令値 τ^* と、回転位相検出値 θ に次数 n を乗算した n 次回転位相 $n\theta$ と、に基づいて、加振トルク指令値の n 次周波数成分ベクトル T_n^* を出力する。また、リップル抑制周波数成分抽出器 13 において、トルク検出値 τ_{det} と、 n 次回転位相 $n\theta$ と、に基づいて、周期外乱の n 次周波数成分ベクトル T_n を出力する。

[0088] これらは、モータ回転数に同期して発生する n 次周波数成分となるため、回転位相検出値 θ の n 倍の n 次回転位相 $n\theta$ を用いて以下のように抽出する。ここで、 n 次回転位相 $n\theta$ の周波数成分に同期した座標を $d_n q_n$ 回転座標系として定義し、 d_n を複素ベクトルの実部、 q_n を虚部の軸と置く。

[0089] [数4]

$$T_n^* = \begin{bmatrix} T_{dn}^* \\ T_{qn}^* \end{bmatrix} = 2G_F(s) \cdot \mathcal{L} \left[\begin{bmatrix} \cos n\theta \\ \sin n\theta \end{bmatrix} \cdot \tau^* \right] \quad \dots (4)$$

$$T_n = \begin{bmatrix} T_{dn} \\ T_{qn} \end{bmatrix} = 2G_F(s) \cdot \mathcal{L} \left[\begin{bmatrix} \cos n\theta \\ \sin n\theta \end{bmatrix} \cdot \tau_{det} \right] \quad \dots (5)$$

ただし、 $T_n^* = T_{dn}^* + jT_{qn}^*$, $T_n = T_{dn} + jT_{qn}$, $\mathcal{L}$ はラプラス変換, s はラプラス演算子である。

[0090] (4) 式はトルク指令値 τ^* に含まれる加振周波数成分を抽出し、(5) 式はトルク検出値 τ_{det} に含まれる周期外乱すなわちトルクリプルの周波数成分を抽出するためのものである。厳密なフーリエ変換を用いても良いが、本実施形態 1 では演算器への実装の容易性を考慮し、ローパスフィルタ $G_F(s)$ で周波数成分を抽出している。

[0091] 速度変換器 14 では、 n 次回転位相 $n\theta$ を微分して、 n 次回転周波数 $n \cdot$

ω_m を算出する。

[0092] 次に、逆モデル Q_n について説明する。 $d_n q_n$ 回転座標系では特定周波数成分のみに寄与する制御系となるため、加振トルク制御器11における制御対象モデルは、1次元複素ベクトルで表現できる。ここで、 n 次回転位相 $n\theta$ の周波数成分に同期した制御対象モデルを P_n とする。ただし、 $P_n = P_{dn} + j P_{qn}$ である。

[0093] 前述したとおり、加振トルク制御器11にとっての制御対象システムは、図12に示した加振トルク指令値 $\tau_{pd}^* \rightarrow$ トルク検出値 τ_{det} の周波数伝達特性となるが、このグラフにおける n 次回転位相 $n\theta$ の周波数成分に同期した振幅・位相特性を、複素ベクトルとして抽出したものが制御対象モデル P_n となる。したがって、モータ回転数 ω_m および次数 n に応じて制御対象モデル P_n は変化するを意味する。

[0094] 例えば、図12の1～1000Hzまでの振幅・位相特性を1Hz毎に区分した場合、1000個の複素ベクトルが構成され、その中からモータ回転数によって変化する n 次回転位相 $n\theta$ の周波数成分に同期したものを1つ選択し、制御対象モデル P_n に適用すれば良い。言い換えれば、制御対象モデル P_n はモータ回転数に依存した一種のゲインスケジューリング機能に相当する。

[0095] こうして定義した $d_n q_n$ 回転座標系における制御対象モデル P_n は、加振ないし抑制したい周波数成分に応じて変化するため、その逆モデル Q_n についてもモータ回転数に応じて変化させなければならない。そこで、図13に示したとおり、速度検出器によって算出された n 次回転周波数 $n \cdot \omega_m$ に基づいて、 n 次回転位相 $n\theta$ の周波数成分に同期した逆モデルを選択する。逆モデル Q_n は、以下の(6)式で示される。

[0096] [数5]

$$Q_n = Q_{dn} + jQ_{qn} = \frac{1}{P_{dn} + jP_{qn}} \quad \dots (6)$$

[0097] 本制御の目的は、制御対象の出力である軸トルクメータで所望の加振トル

クとトルクリプル抑制を実現することであり、制御対象の伝達特性（制御対象モデル） P_n を考慮して制御対象の入力（操作量）を決定しなければならない。そこで、図13のように逆モデル Q_n の特性を用いることで、加振トルク指令値の n 次周波数成分ベクトル T_n^* から制御対象モデル P_n の入力部の加振による周期外乱の n 次周波数成分ベクトル D_n^* を算出する。加振による周期外乱の n 次周波数成分ベクトル D_n^* の算出式は、（6-2）式となる。

[0098] [数6]

$$D_n^* = Q_n \cdot T_n^* \quad \dots (6-2)$$

[0099] 同様に、周期外乱の n 次周波数成分ベクトル T_n から操作量推定値の n 次周波数成分ベクトル（周期外乱を含む推定値） $\hat{U}_n$ を推定する。操作量推定値の n 次周波数成分ベクトル $\hat{U}_n$ の算出式は（6-3）式となる。

[0100] [数7]

$$\hat{U}_n = Q_n \cdot T_n \quad \dots (6-3)$$

[0101] ここで、操作量推定値の n 次周波数成分ベクトル $\hat{U}_n$ には周期外乱であるトルクリプルの成分も含んで推定されているため、制御対象モデル P_n に入力する操作量である加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトル T_{pdn}^* を差し引き、周期外乱推定値の n 次周波数成分ベクトル $\hat{D}_n$ を推定する。この原理は、従来から広く利用されている外乱オブザーバの手法を踏襲したものである。

[0102] なお、操作量推定値の n 次周波数成分ベクトル $\hat{U}_n$ から加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトル T_{pdn}^* を差し引く際、加振周波数成分抽出器12，リプル抑制周波数成分抽出器13で用いられているローパスフィルタ G_F （ s ）の応答遅れと同期させる目的で、ローパスフィルタ G_F （ s ）を介した加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトル T_{pdn}^* を差し引いている。

[0103] そして、加振による周期外乱指令値の n 次周波数成分ベクトル D_n^* から、周期外乱推定値の n 次周波数成分ベクトル $\hat{D}_n$ を、さらに差し引くことにより

、加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトル T_{pdn}^* が算出される。以上により、加振トルク指令に含まれる周波数成分を残しつつ、周期外乱（トルクリプル）に起因した振動成分は除去することが可能となり、所望する振動成分のみを軸トルク検出部で発生させることができる。

[0104] 加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトル T_{pdn}^* は、補償信号合成部 19 において、(7) 式に基づいて d_n, q_n 回転座標系から元の時間波形に復元する。なお、 n に複数の次数を設定して並列に構成することも可能であり、これら各次数の周波数成分を合算することにより、加振トルク指令値 τ_{pd}^* が合成できる。

[0105] [数8]

$$\tau_{pd}^* = T_{PDdn}^* \cos nq + T_{PDqn}^* \sin nq \quad \cdot \cdot \cdot (7)$$

$$\text{ただし、} T_{PDn}^* = T_{PDdn}^* + jT_{PDqn}^*$$

[0106] 以上、図5の構成に含まれる3つの基本機能について説明した。この3つの機能を同時に動作させることにより、以下の効果が得られる。

[0107] 「低域のトルク追従制御」と「高域の共振抑制制御」と「軸トルク加振制御」が干渉することなく同時に機能し、複数の周波数成分を含んだ歪み波形となるエンジン爆発トルクを模擬することが可能となる。

[0108] 加振トルク指令の振動成分は残しつつも、障害となるトルクリプルによる周期外乱のみ抑制することができる。

[0109] 高域の共振抑制制御を加えたことで、共振特性による振幅・位相の急激な変化を緩やかにできるため、加振トルク制御器 11 における一般化周期外乱オブザーバの逆モデル特性も緩やかになる。このことは、可変速運転時における逆モデルの抽出において、その特性変化が緩やかになることを意味しており、特に共振周波数を交差する場合やモデル化誤差がある場合において、ロバスト安定性の向上に大きく寄与する。

[0110] 高域の共振抑制制御は非周期的な外乱も抑制する効果があり、一般化周期外乱オブザーバによる周期外乱抑制効果に加えて、非周期外乱の抑制も同時

に実現できる。

[0111] 低域トルク追従制御と、高域の共振抑制制御と、周期成分の制御系を分離して設計することで、それぞれが単独では実現困難な包括的な「共振抑制」、「非周期外乱抑制」、「周期外乱抑制」、「加振制御」を同時に実現できる。また、それらが制御干渉しない。

[0112] 図 1 4 に、本実施形態 1 における効果の例を示す。図 1 4 上段は、従来の加振制御方式の軸トルク波形である。非特許文献 1 と同様に「低域トルク制御」および「高域共振抑制制御」を適用しているが、本実施形態 1 で提案した「加振トルク制御器 1 1」は機能させずに、歪み成分を含む加振トルク指令値をそのまま加振トルク指令値 τ_{pd}^* に適用した場合である。加振トルク指令値と軸トルク検出値は一致せず、所望する波形が軸トルクでは得られない。

[0113] 非特許文献 1 では、加振振幅の自動調整手法も提案されているが、加振振幅の大きさのみを追従させる方式であり、単一周波数成分の正弦波波形による加振制御を前提としている。したがって、非特許文献 1 の加振振幅制御を実施しても、歪み波形の形状までは追従制御できず、位相も一致しない。また、トルクリプルによる周期外乱の影響も考慮されていないため、図 1 4 の上段の波形のように意図しない歪み成分が残留することになる。

[0114] 図 1 4 下段は、本実施形態 1 の加振トルク制御器 1 1 によるエンジン加振トルク波形追従制御を実施した場合のトルク波形である。歪み波形を含んだ加振トルク指令値に一致しており、振幅・位相の両方を追従させることができる。また、一般化周期外乱オブザーバによって、加振制御と同時に、周期外乱であるトルクリプルを推定・除去しているため、前述したような周期外乱による意図しない歪みも除去されている。

[0115] なお、モータ回転数（エンジン回転数に相当）やトルクの大きさなど、動作状態が変化した場合であっても、加振トルク制御器が機能して、自動的に形状を追従できる。このときの過渡応答性は一般化周期外乱オブザーバの速応性と同一であり、周波数成分抽出に用いるローパスフィルタ $G_F(s)$ によって決定づけられる。数値例として、過渡変化に対しても 0.3 秒程度で追

従可能である。

[0116] なお、実施形態 1 を図 1 のモータドライブシステムに適用する場合は、図 1 の加振制御器 5 は、図 5 の低減トルク制御器 9 と高域共振抑制制御器 10 と加振トルク制御器 11 によって構成される。

[0117] [実施形態 2]

実施形態 1 の図 13 の構成では、トルク指令値 τ^* に含まれる周波数成分と、トルク検出値 τ_{det} に含まれる周期外乱周波数成分を別々に抽出していたが、本実施形態 2 ではこれらを区別せず、より簡素な構成で加振周波数成分と周期外乱成分を同時に制御する手法を提供する。

[0118] 図 15 は、本実施形態 2 における加振トルク制御器 11 の構成図である。その他の制御機能については、実施形態 1 と同様である。

[0119] 加振周波数成分を含むトルク指令値 τ^* とトルク検出値 τ_{det} のトルク偏差 $\Delta \tau$ を取り、その偏差に含まれる周波数成分がゼロとなれば、周期的な振動成分に関しては加振トルク指令値と軸トルク検出値が一致することを意味する。

[0120] したがって、本実施形態 2 では、加振周波数成分とトルクリプルによる周期外乱周波数成分を区別することなく、統一的にトルク偏差 $\Delta \tau$ の周波数成分を抽出し、その偏差がなくなるように一般化周期外乱オブザーバを動作させる。実施形態 1 の図 13 においては、指令側の周波数成分ベクトルとして加振による周期外乱指令値の n 次周波数成分ベクトル D_n^* を用いていたが、本実施形態 2 では偏差をなくすることが目的であるため、加振による周期外乱指令値の n 次周波数成分ベクトル $D_n^* = 0$ とすれば良い。

[0121] 図 13 において、加振による周期外乱指令値の n 次周波数成分ベクトル $D_n^* = 0$ とした場合の制御ブロック図は、図 15 のように等価変換可能であり、比較的簡素な構成で実施形態 1 と同じ制御効果が得られる。実施形態 1 の図 13 と比べると、加振周波数成分抽出器 12 を 1 つと逆モデルを乗算する逆モデル乗算器 15 が削減されるので、マイクロプロセッサ等の計算機の演算負荷を軽減できる。

[0122] また、トルク偏差 $\Delta \tau$ を用いることにより、定常的には低域トルク制御器 9 の追従動作によって、直流成分が除去される。このことによる副次的な効果を以下に説明する。

[0123] 周波数成分抽出器 22 において、仮に直流成分 T_{dc} が含まれていたとすると、周波数成分 T_{dn} および T_{qn} は (8) 式のように展開される。

[0124] [数9]

$$\begin{cases} T_{dn} = 2G_F(s) \cdot \mathcal{L}[(T_{dc} + T_{dn} \cos n\theta + T_{qn} \sin n\theta) \cdot \cos n\theta] \\ \quad = G_F(s) \cdot \mathcal{L}[(T_{dn} + T_{dn} \cos 2n\theta + T_{qn} \sin 2n\theta + 2T_{dc} \cos n\theta)] \\ T_{qn} = 2G_F(s) \cdot \mathcal{L}[(T_{dn} \cos n\theta + T_{qn} \sin n\theta) \cdot \sin n\theta] \\ \quad = G_F(s) \cdot \mathcal{L}[(T_{qn} - T_{qn} \cos 2n\theta + T_{dn} \sin 2n\theta + 2T_{dc} \sin n\theta)] \end{cases} \quad \dots (8)$$

[0125] (8) 式の $T_{dn} \cos 2n\theta + T_{qn} \sin 2n\theta + 2T_{dc} \cos n\theta$, $T_{qn} \cos 2\theta + T_{dn} \sin 2n\theta + 2T_{dc} \sin n\theta$ を、ローパスフィルタ $G_F(s)$ で除去することにより、 T_{dn} , T_{qn} を得ることができる。 $2n\theta$ 成分と $n\theta$ 成分が含まれており、これらの周波数成分がローパスフィルタ $G_F(s)$ のカットオフ周波数に比べて十分に高い場合は良好に周波数成分を抽出できる。

[0126] 一方、モータ回転数が低く、 n 次回転位相 $n\theta$ の周波数も低くなる場合は、ローパスフィルタ $G_F(s)$ のカットオフ周波数に近づき、 $T_{dn} \cos 2n\theta + T_{qn} \sin 2n\theta + 2T_{dc} \cos n\theta$, $T_{qn} \cos 2\theta + T_{dn} \sin 2n\theta + 2T_{dc} \sin n\theta$ の周波数成分の影響が T_{dn} , T_{qn} に現れることを意味する。これらは、一般化周期外乱オブザーバの $d_n q_n$ 回転座標系においては外乱となり、制御系を不安定化する要因となる。

[0127] したがって、ローパスフィルタ $G_F(s)$ のカットオフ周波数は十分に低い値に設定する必要がある。しかしながら、前述したとおり、一般化周期外乱オブザーバの過渡応答性はローパスフィルタ $G_F(s)$ の応答性によって決定づけられるため、カットオフ周波数を低くしすぎると、トルク波形追従の速応性が悪化する。

[0128] このトレードオフを緩和するために、(8) 式の $T_{dn} \cos 2n\theta + T_{qn} \sin 2n\theta + 2T_{dc} \cos n\theta$, $T_{qn} \cos 2\theta + T_{dn} \sin 2n\theta + 2T_{dc} \sin$

$i \sin n\theta$ にある $n\theta$ 成分を予め除去しておくことが望ましい。 $\sin n\theta$, $\cos n\theta$ 成分の係数に着目すると、どちらも $2 \cdot T_{dc}$ であること分かる。つまり、入力される信号に含まれる直流成分 T_{dc} がゼロであれば、 $n\theta$ 成分は発生しない。その結果、(8)式の $T_{dn} \cos 2n\theta + T_{qn} \sin 2n\theta + 2T_{dc} \cos n\theta$, $T_{qn} \cos 2n\theta + T_{dn} \sin 2n\theta + 2T_{dc} \sin n\theta$ は $2n\theta$ 成分のみとなる。

[0129] $2n\theta$ 成分は、 $n\theta$ 成分よりもカットオフが容易になるため、上述したトレードオフの問題が緩和され、ローパスフィルタ $G_F(s)$ の設計も容易となる。

[0130] 本実施形態2では、(5)式のトルク検出値 τ_{det} の代わりにトルク偏差 $\Delta\tau$ を周波数成分抽出器22に入力して周期外乱の n 次周波数成分ベクトル T_n を求める。本実施形態2では、低域トルク制御器9によってトルク偏差 $\Delta\tau$ の直流成分がなくなり、周波数成分抽出器の入力信号をトルク偏差 $\Delta\tau$ としているため、上述した副次的な効果も得られる。

[0131] [実施形態3]

本実施形態3では、周波数成分抽出器22のローパスフィルタの次数を1に限定した上で、実施形態2の構成をさらに簡素化する。図16は、本実施形態3の構成図である。

[0132] 一般化周期外乱オブザーバの周波数成分抽出器22に用いるローパスフィルタ $G_F(s)$ を(9)式に示す1次のローパスフィルタに限定した場合、実施形態2の図15は、図16のように制御ブロック図を等価変換できる。

[0133] [数10]

$$G_F(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \quad \dots (9)$$

ω_f : ローパスフィルタのカットオフ周波数

[0134] 図16は、図15の周波数成分抽出器22を周波数成分変換器24に変更し、ローパスフィルタ $G_F(s)$ を積分器23に変更している。すなわち、図

15の周波数成分抽出器22の内部にあるローパスフィルタ $G_F(s)$ を外に出す。そして、積分器23は、周波数成分抽出器22の内部にあるローパスフィルタ $G_F(s)$ と後段のローパスフィルタ $G_F(s)$ と合成した結果で得られ、カットオフ周波数 ω_f と逆モデルをゲインとした単純な積分器23となる。このように図15は図16に等価変換できる。ただし、図16の周波数成分変換器24は、(10)式を用いる。

[0135] [数11]

$$T_n^* = 2 \cdot \begin{bmatrix} \cos n\theta \\ \sin n\theta \end{bmatrix} \cdot \Delta\tau \quad \dots (10)$$

[0136] (10)式にはローパスフィルタ $G_F(s)$ がないため、トルク偏差 $\Delta\tau$ に含まれる周期外乱の周波数成分を明示的に抽出することをせずに、直接、加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトル T_{pdn}^* を生成することになる。

[0137] 本実施形態3によれば、ローパスフィルタ $G_F(s)$ を1次に限定した場合、トルク偏差に対する一般化周期外乱オブザーバは、 ω_f をゲインとした積分器23のみで構成される非常に簡単な構成で実現できる。したがって、実施形態2の効果に加えて、制御に係る演算量をさらに低減できる。

[0138] [実施形態4]

本実施形態4では、加振トルク制御器11内部の一般化周期外乱オブザーバにおいて、オブザーバゲインを追加した構成を説明する。図17は、実施形態3の構成にオブザーバゲイン $K_o b$ を追加したものである。もちろん、他の実施形態の構成についても、逆モデル Q_n に対してオブザーバゲイン $K_o b$ を追加する構成を用いれば同様の効果が得られる。

[0139] オブザーバゲイン $K_o b$ は、逆モデル Q_n に対してゲインを乗じるため、逆モデルの伝達特性の振幅に対して、敢えて誤差を与える形になる。通常は、制御対象モデル P_n の逆数を O_n に設定して、モデル誤差がない真値に可能な限り一致した状態で動作させるが、一般化周期外乱オブザーバはモデル誤差に対する一定のロバスト安定性を有するため、そのロバスト安定範囲内でフ

ィードバックループゲインを高めることを提案する。例として、一般化周期外乱オブザーバの安定性解析例を図 18 に示す。

[0140] 図 18 は、制御対象モデル（真値） P_n に対して、その逆モデル Q_n が振幅誤差（縦軸）と位相誤差（横軸）を持つ場合の安定範囲を示した数値例である。この数値例では、位相誤差が 0 に近いほど振幅誤差を大きく許容し、位相誤差が ± 90 度を超えると不安定となることが分かる。

[0141] また、図 18 中の点線で示した部分は、離散系の極配置において最も原点に近づく（最も速応性が良い）場所を示している。すなわち、位相誤差は可能な限り 0 度としておき、オブザーバゲイン K_{ob} を適度に与えることで、過渡変化時の速応性が向上することを意味する。

[0142] 本実施形態 4 では、このように一般化周期外乱オブザーバのロバスト安定範囲を用いて、フィードバックループのオブザーバゲイン K_{ob} を適切に与えることで、加振波形追従制御の過渡速応性を向上することができる。

[0143] [実施形態 5]

実施形態 1 ～ 4 の加振トルク制御器 11 において、一般化周期外乱オブザーバ方式は、特定周波数成分のみに寄与する周期外乱抑制制御器ではあるが、本実施形態 5 では、抑制したい次数を別個指定し、それらの一般化周期外乱オブザーバを並列化する。補償信号合成部 19 において、並列化した周期外乱補償値を合算することで、複数の周波数成分の周期外乱を同時に抑制することができる。

[0144] トルクリップルはモータの電磁氣的な不均一性、機械的アンバランス、インバータのデッドタイム、電流センサ誤差、そのほか非線形性などに起因して発生する周期外乱であり、例えば、抑制対象の次数として、電氣的周波数で 1 次、2 次、6 次、12 次などを指定する。モータ極数や構造上の特性により、トルクリップルの発生しやすい次数を指定すれば良い。

[0145] 例として、図 13 の制御構成を 2 並列する構成を説明する。並列 1 段目の制御構成のトルク指令値 τ^* とトルク検出値 τ_{det} と並列 2 段目の制御構成のトルク指令値 τ^* とトルク検出値 τ_{det} は、同じ値が加振周波数成分抽出器 12 と

リプル抑制周波数成分抽出器 13 に入力される。

[0146] また、並列 1 段目の制御構成の抑制対象次数 n は 6 次、並列 2 段目の制御構成の抑制対象次数 n は 12 次とする。したがって、並列 1 段目の制御構成の n 次回転位相 $n\theta$ と並列 2 段目の制御構成の n 次回転位相 $n\theta$ は異なる値となる。

[0147] さらに並列 1 段目の制御構成の加振トルク指令値 τ_{pd}^* と並列 2 段目の制御構成の加振トルク指令値 τ_{pd}^* を合算した値を、図 5 の加振トルク制御器 11 の出力（加振トルク指令値 τ_{pd}^* ）とする。

[0148] また、加振制御ではエンジントルク脈動を模擬するが、市販されている自動車の多くに使用されている 4 サイクルエンジンでは、各気筒が 2 回転に 1 回燃料を爆発させるため、気筒数 $\times 0.5 \times$ 回転数の周波数を持つ大きな振動トルクが発生する。また、その高調波成分も考慮し、4 気筒エンジンでは機械的周波数の 2 次、4 次、6 次、8 次などを指定してエンジン加振波形を模擬すれば良い。

[0149] これら複数の制御対象次数に対する一般化周期外乱オブザーバを並列化することで、エンジン波形を模擬しながらトルクリプル抑制も同時に実現することができる。

[0150] [実施形態 6]

通常、エンジントルクの歪み波形はエンジン回転数に同期して発生する高調波成分であるから、これまでの実施形態 1～5 で示したように回転位相検出値 $\theta (= \int \omega_m dt)$ に同期した制御系で加振トルク制御器 11 を構成していた。

[0151] ダイナモメータのような試験装置では、通常は上述のように回転同期加振でテストを実施するが、特殊な事例として、モータ回転と非同期な加振制御を実施することも可能である。

[0152] その際、トルクリプル抑制制御で実施する回転に同期した次数とは別に、回転に非同期で発生させる加振周波数成分が重畳されることになる。この場合、図 13 の加振周波数成分抽出器 12 には n 次回転位相 $n\theta$ が入力させず

、 n 次回転位相 $n\theta$ と非同期となる位相 Θ' ($= \int \omega' dt$) が入力される。

[0153] ここで ω' は加振制御のための周波数成分に相当するモータ回転数 ω_m とは非同期で異なる値である。 ω' は、位相 Θ' を微分することによって得られる。位相 Θ または ω' は、モータ回転数 ω_m とは関係なく別途設定する。

[0154] このような加振周波数成分が非同期な条件において、実施形態 5 のような、図 13 の制御構成が 2 並列している構成（ただし、並列 1 段目の n の値（以下、 n_1 と記す）と並列 2 段目の n の値（以下、 n_2 と記す）は異なる。並列 1 段目の加振制御の位相 Θ' （以下、 Θ_1' と記す）と並列 2 段目の加振制御の位相 Θ' （以下、 Θ_2' と記す）は異なる。）の場合に、モータ回転数 ω_m によっては並列 1 段目のトルクリプル抑制制御の周波数成分（ $n_1 \times \omega_m$ ）と、並列 2 段目の加振の周波数成分（ $\omega_2' = d\Theta_2' / dt$ ）が一致する事例が発生する可能性がある。

[0155] この場合、並列化した両方の制御系で同一の周波数成分を制御することになり、場合によっては制御干渉を引き起こすおそれがある。

[0156] そこで、本実施形態 6 では、非同期加振のテストを実施する場合に限り、各並列段の制御構成での非同期加振周波数成分（ ω_1' 、 ω_2' ）と n 次回転周波数すなわちトルクリプル周波数成分（ $n_1 \times \omega_m$ 、 $n_2 \times \omega_m$ ）を監視しておき、これらの周波数が一致した場合は、一致した段の制御構成のトルクリプル抑制制御を OFF にする。

[0157] 例として、並列 1 段目の（ $n_1 \times \omega_m$ ）と並列 2 段目の ω_2' が一致した場合は、並列 1 段目のトルクリプル抑制制御を OFF にする。すなわち、図 13 において、 $U_n^* = 0$ とする。

[0158] 本実施形態 6 によれば、非同期な加振制御を行う場合にトルクリプル抑制制御系との制御干渉を防止することができる。また、トルクリプル抑制制御を OFF にしている期間は、加振トルク制御系がトルクリプル抑制の役割を包含するため、エンジン波形追従制御の結果には影響を与えない。

[0159] [実施形態 7]

実際のエンジンは、燃料の燃焼に失敗する失火モードが存在する。例えば、4気筒エンジンで1気筒のみ失火した場合、4回に1回、トルクを出力できない状態となる。

[0160] 本実施形態7では、エンジン失火モードに対応するため、小数次数を指定した一般化周期外乱オブザーバで加振トルク制御器11を実装する。

[0161] 例えば、4気筒エンジンで1気筒の失火モードを実施する際は、機械回転数に対して0.5次およびその倍数を指定する。

[0162] 本実施形態7の効果の一例を図19に示す。4回に1回、トルクが低下しており、そのような加振トルク指令値が与えられた場合でも追従できる。

[0163] 以上、本発明において、記載された具体例に対してのみ詳細に説明したが、本発明の技術思想の範囲で多彩な変形および修正が可能であることは、当業者にとって明白なことであり、このような変形および修正が特許請求の範囲に属することは当然のことである。

請求の範囲

- [請求項1] モータの軸トルクを、インバータを用いて制御するモータドライブシステムであって、
- トルク指令値とトルク検出値に基づいて、低域トルク制御器出力を出力する低域トルク制御器と、
- 前記トルク指令値と前記トルク検出値と回転位相検出値とに基づいて加振トルク指令値を出力する加振トルク制御器と、
- 前記低域トルク制御器出力と前記加振トルク指令値とを加算した補正トルク指令値と、前記トルク検出値と、に基づいてインバータトルク指令値を出力する高域共振抑制制御器と、を備えたモータドライブシステム。
- [請求項2] 前記高域共振抑制制御器は、
- 前記補正トルク指令値が、 μ 設計制御器の指令値入力から μ 設計制御器出力までの伝達特性を通った出力と、
- 前記トルク検出値が、 μ 設計制御器の検出値入力から μ 設計制御器出力までの伝達特性を通った出力と、を加算して、インバータトルク指令値を出力する μ 設計制御器を有し、
- 前記低域トルク制御器はP I D制御を行う請求項1記載のモータドライブシステム。
- [請求項3] 前記加振トルク制御器は、
- 前記トルク指令値と、前記回転位相検出値に制御する加振周波数成分とトルクリプル成分の次数 n を乗算した n 次回転位相と、に基づいて、前記加振トルク指令値の n 次周波数成分ベクトルを出力する加振周波数成分抽出器と、
- 前記トルク検出値と、前記 n 次回転位相と、に基づいて、周期外乱の n 次周波数成分ベクトルを出力するリプル抑制周波数成分抽出器と、
- 前記 n 次回転位相に基づいて、 n 次回転周波数を出力する速度変換

器と、

前記加振トルク指令値の n 次周波数成分ベクトルに、前記 n 次回転周波数に同期した単一の周波数ベクトルが適用された逆モデルを乗算し、加振による周期外乱指令値の n 次周波数成分ベクトルを出力する第 1 逆モデル乗算部と、

前記周期外乱の n 次周波数成分ベクトルに、前記 n 次回転周波数に同期した単一の周波数ベクトルが適用された逆モデルを乗算して操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルを出力する第 2 逆モデル乗算部と、

前記操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルから、加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルがローパスフィルタを介した値を減算して周期外乱推定値の n 次周波数成分ベクトルを出力する第 1 減算器と、

前記加振による周期外乱指令値の n 次周波数成分ベクトルから、前記周期外乱推定値の n 次周波数成分ベクトルを減算して加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルを出力する第 2 減算器と、

前記加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルと前記 n 次回転位相に基づいて前記加振トルク指令値を出力する補償信号合成部と、

を備えた請求項 1 又は 2 記載のモータドライブシステム。

[請求項 4]

前記加振トルク制御器は、

前記トルク指令値と前記トルク検出値とのトルク偏差を算出する第 3 減算部と、

前記トルク偏差と、回転位相検出値と制御する加振周波数成分とトルクリプル周波数成分の次数 n とを乗算した n 次回転位相と、に基づいて周期外乱の n 次周波数成分ベクトルを出力する周波数成分抽出器と、

前記 n 次回転位相に基づいて、 n 次回転周波数を出力する速度変換

器と、

前記周期外乱の n 次周波数成分ベクトルに、前記 n 次回転周波数に同期した単一の周波数ベクトルが適用された逆モデルを乗算して操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルを出力する逆モデル乗算部と、

前記操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルと、加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルがローパスフィルタを介した値と、を加算して加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルを出力する加算器と、

前記加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルと前記 n 次回転位相に基づいて前記加振トルク指令値を出力する補償信号合成部と、

を備えた請求項 1 又は 2 記載のモータドライブシステム。

[請求項5]

前記加振トルク制御器は、

前記トルク指令値と前記トルク検出値とのトルク偏差を算出する第 3 減算部と、

前記トルク偏差と、回転位相検出値と制御する加振周波数成分とトルクリプル周波数成分の次数 n とを乗算した n 次回転位相と、に基づいて、周期外乱の n 次周波数成分ベクトルを出力する周波数成分抽出器と、

前記 n 次回転位相に基づいて、 n 次回転周波数を出力する速度変換器と、

前記周期外乱の n 次周波数成分ベクトルに、前記 n 次回転周波数に同期した単一の周波数ベクトルが適用された逆モデルを乗じて、操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルを求める逆モデル乗算部と、

前記操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルを積分し、加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルを出力する積分器と、

前記加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルと前記 n 次回転位相に基づいて前記加振トルク指令値を出力する補償信号合成部と

、
を備えた請求項 1 又は 2 記載のモータドライブシステム。

[請求項6]

前記加振トルク制御器は、

前記トルク指令値と、前記回転位相検出値に制御する加振周波数成分とトルクリプル周波数成分の次数 n を乗算した n 次回転位相と、に基づいて、前記加振トルク指令値の n 次周波数成分ベクトルを出力する加振周波数成分抽出器と、

前記トルク検出値と、前記 n 次回転位相と、に基づいて、周期外乱の n 次周波数成分ベクトルを出力するリプル抑制周波数成分抽出器と、

、

前記 n 次回転位相に基づいて、 n 次回転周波数を出力する速度変換器と、

前記加振トルク指令値の n 次周波数成分ベクトルに、前記 n 次回転周波数に同期した単一の周波数ベクトルが適用された逆モデルを乗算した加振による周期外乱指令値の n 次周波数成分ベクトルを出力する第 1 逆モデル乗算部と、

前記周期外乱の n 次周波数成分ベクトルに、前記 n 次回転周波数に同期した単一の周波数ベクトルが適用された逆モデルを乗算して操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルを出力する第 2 逆モデル乗算部と、

、

前記加振による周期外乱指令値の n 次周波数成分ベクトルにオブザーバゲインを乗算して第 2 減算器に出力する第 1 乗算器と、

前記操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルにオブザーバゲインを乗算して第 1 減算器に出力する第 2 乗算器と、

前記第 2 乗算器の出力から、加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルがローパスフィルタを介した値を減算して周期外乱推定値の n 次周波数成分ベクトルを出力する第 1 減算器と、

前記第 1 乗算器の出力から、前記周期外乱推定値の n 次周波数成分

ベクトルを減算して加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルを出力する第 2 減算器と、

前記加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルと前記 n 次回転位相に基づいて前記加振トルク指令値を出力する補償信号合成部と、

を備えた請求項 1 又は 2 記載のモータドライブシステム。

[請求項 7]

前記加振トルク制御器は、

前記トルク指令値と前記トルク検出値とのトルク偏差を算出する第 3 減算部と、

前記トルク偏差と、回転位相検出値と制御する加振周波数成分とトルクリプル周波数成分の次数 n とを乗算した n 次回転位相と、に基づいて周期外乱の n 次周波数成分ベクトルを出力する周波数成分抽出器と、

前記 n 次回転位相に基づいて、 n 次回転周波数を出力する速度変換器と、

前記周期外乱の n 次周波数成分ベクトルに、前記 n 次回転周波数に同期した単一の周波数ベクトルが適用された逆モデルを乗算して操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルを出力する逆モデル乗算部と、

前記操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルにオブザーバゲインを乗算して加算器に出力する乗算器と、

前記乗算器の出力と、加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルがローパスフィルタを通った値と、を加算して加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルを出力する加算器と、

前記加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルと前記 n 次回転位相に基づいて前記加振トルク指令値を出力する補償信号合成部と、

を備えた請求項 1 又は 2 記載のモータドライブシステム。

[請求項 8]

前記加振トルク制御器は、

前記トルク指令値と前記トルク検出値とのトルク偏差を算出する第3減算部と、

前記トルク偏差と、回転位相検出値と制御する加振周波数成分とトルクリプル周波数成分の次数 n とを乗算した n 次回転位相と、に基づいて周期外乱の n 次周波数成分ベクトルを出力する周波数成分抽出器と、

前記 n 次回転位相に基づいて、 n 次回転周波数を出力する速度変換器と、

前記周期外乱の n 次周波数成分ベクトルに、前記 n 次回転周波数に同期した単一の周波数ベクトルが適用された逆モデルを乗じて、操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルを求める逆モデル乗算部と、

前記操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルにオブザーバゲインを乗算して積分器に出力する乗算器と、

前記乗算器の出力を積分し、加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルを出力する積分器と、

前記加振トルク制御器出力の n 次周波数成分ベクトルと前記 n 次回転位相に基づいて前記加振トルク指令値を出力する補償信号合成部と、

を備えた請求項1又は2記載のモータドライブシステム。

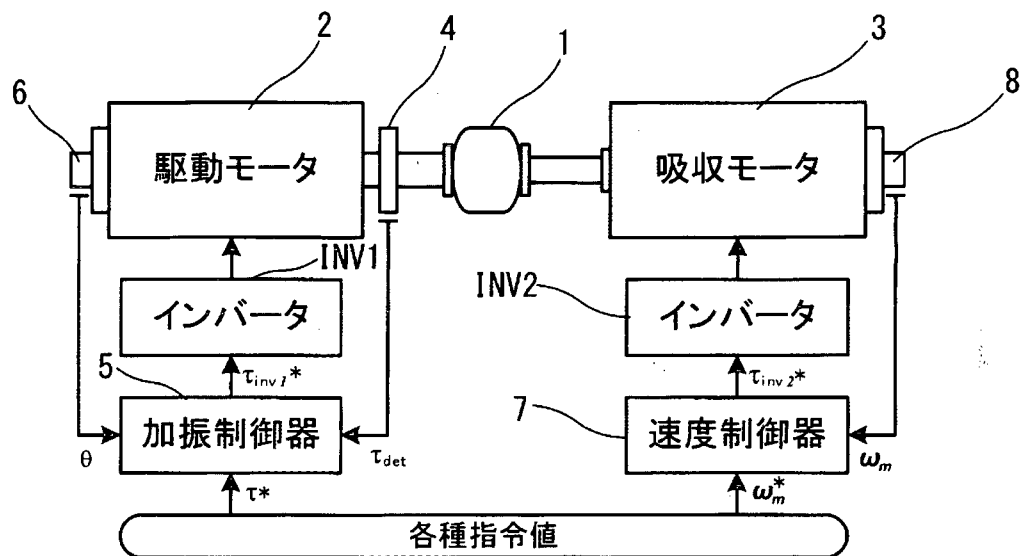
[請求項9] 前記次数 n の異なる加振トルク制御器を複数台有し、

各々の加振トルク制御器の出力を合算した値を加振トルク指令値とする請求項3～8のうち何れかに記載のモータドライブシステム。

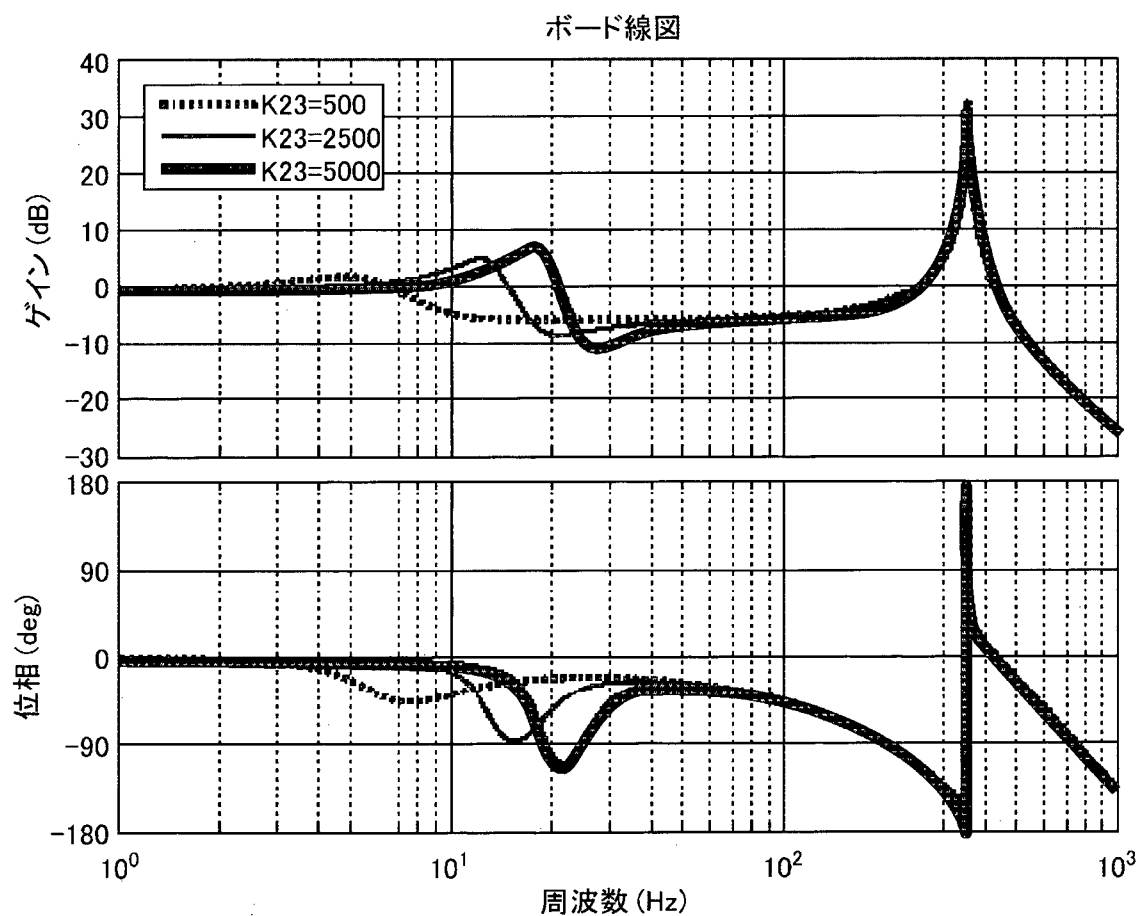
[請求項10] 加振周波数成分抽出器に前記 n 次回転位相が入力されず、前記 n 次回転位相と非同期となる位相が入力される場合、並列段の制御構成の非同期加振周波数成分と n 次回転周波数を各々監視しておき、これらの周波数が一致した場合、一致した段の制御構成の操作量推定値の n 次周波数成分ベクトルを0とする請求項9記載のモータドライブシステム。

- [請求項11] 前記加振トルク制御器の次数 n は小数も含む請求項 3 ～ 10 記載のモータドライブシステム。
- [請求項12] 供試体の入力側に接続されたエンジン爆発トルクを模擬する駆動モータと、
前記供試体の出力側に接続された車輪および路面の負荷を模擬する吸収モータと、
前記駆動モータのトルク検出値と回転位相検出値とに基づいて、第 1 インバータトルク指令値を出力する加振制御器と、
前記吸収モータのモータ回転数に基づいて、第 2 インバータトルク指令値を出力する速度制御器と、
前記第 1 インバータトルク指令値に基づいて、前記駆動モータを駆動する駆動モータインバータと、
前記第 2 インバータトルク指令値に基づいて、前記吸収モータを駆動する吸収モータインバータと、
を備えた請求項 1 ～ 11 のうち何れかに記載のモータドライブシステム。

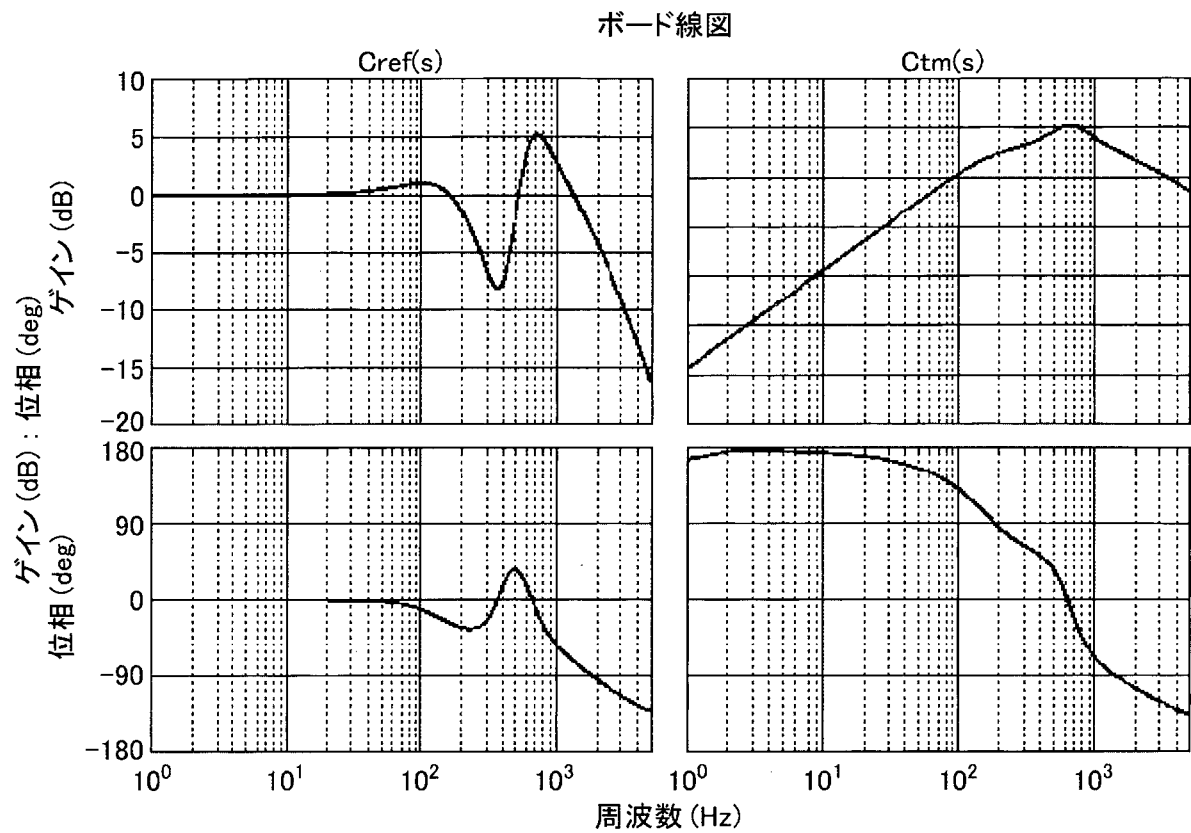
[図1]



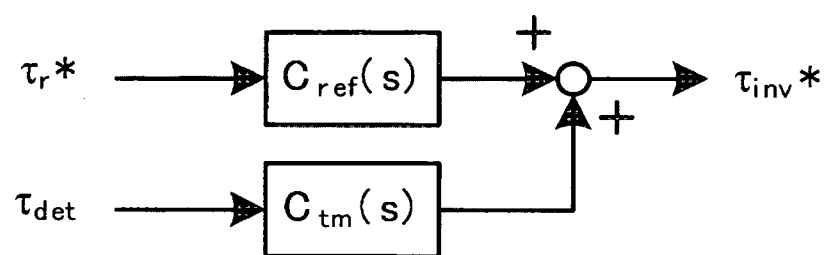
[図2]



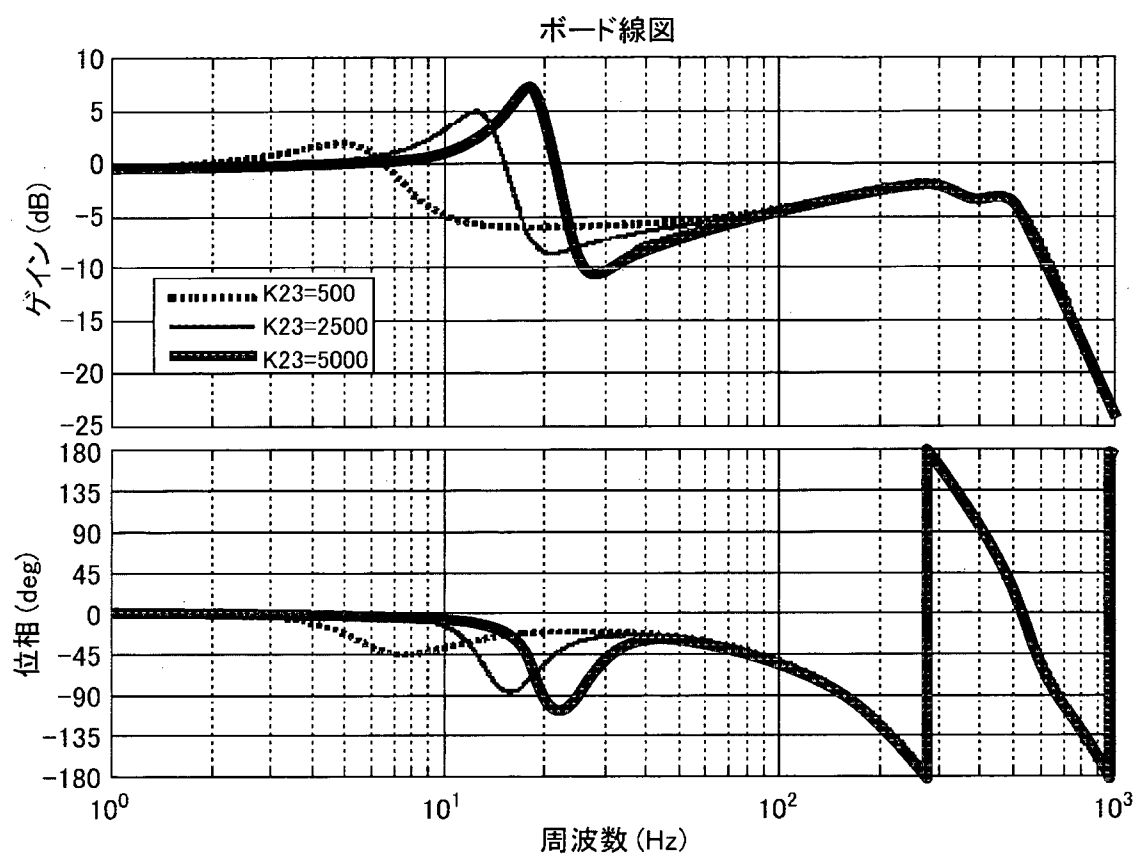
[図7]



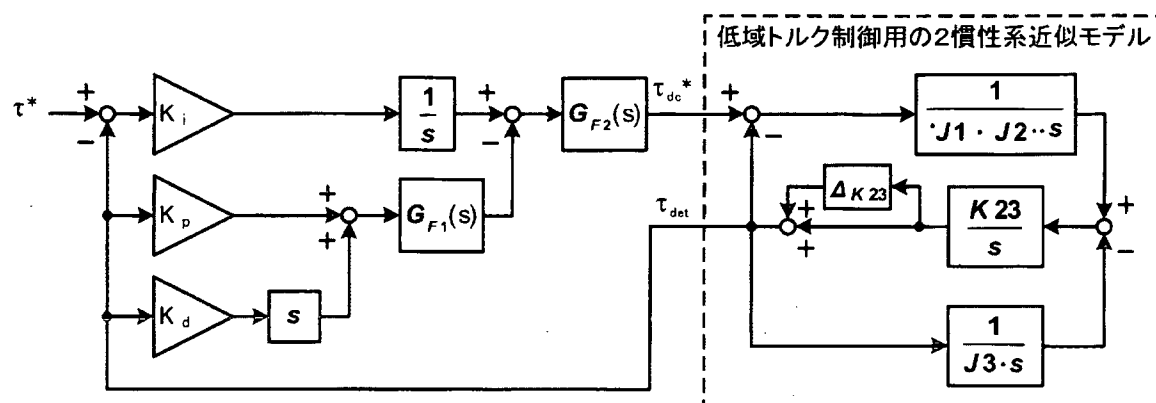
[図8]



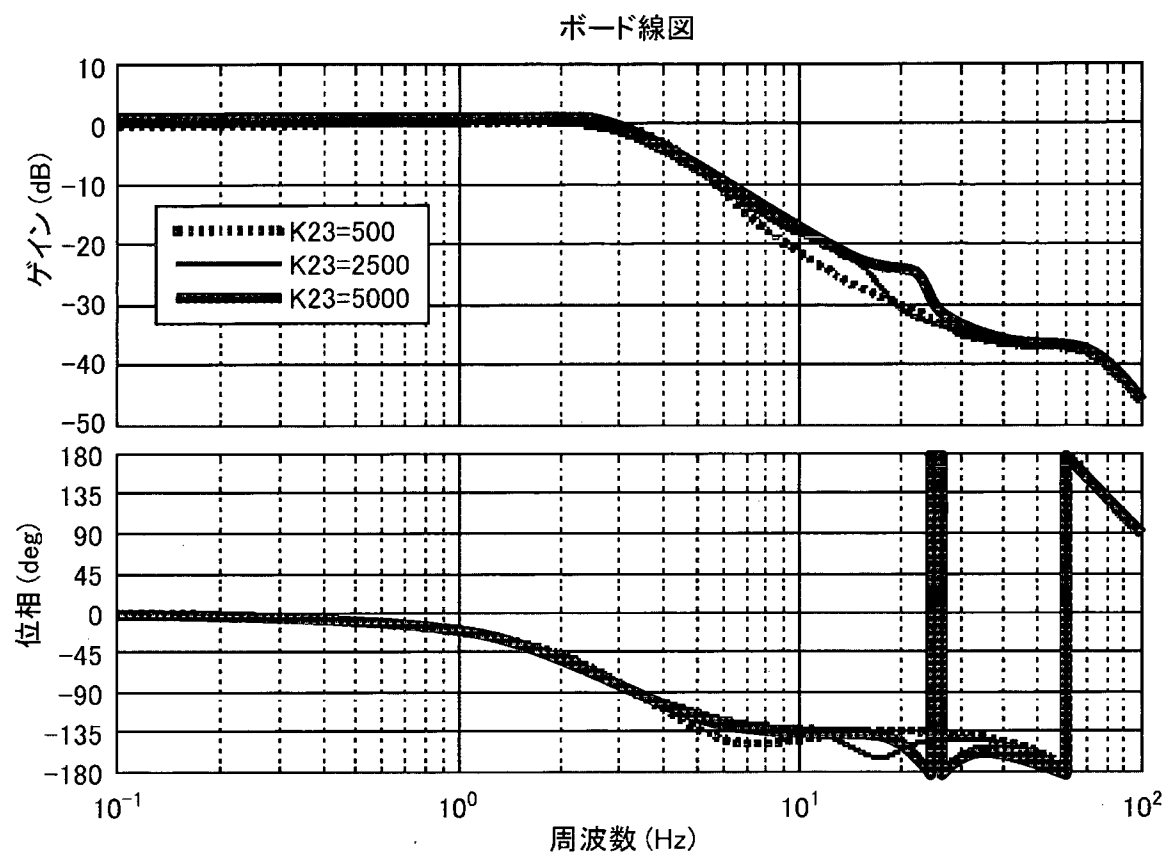
[図9]



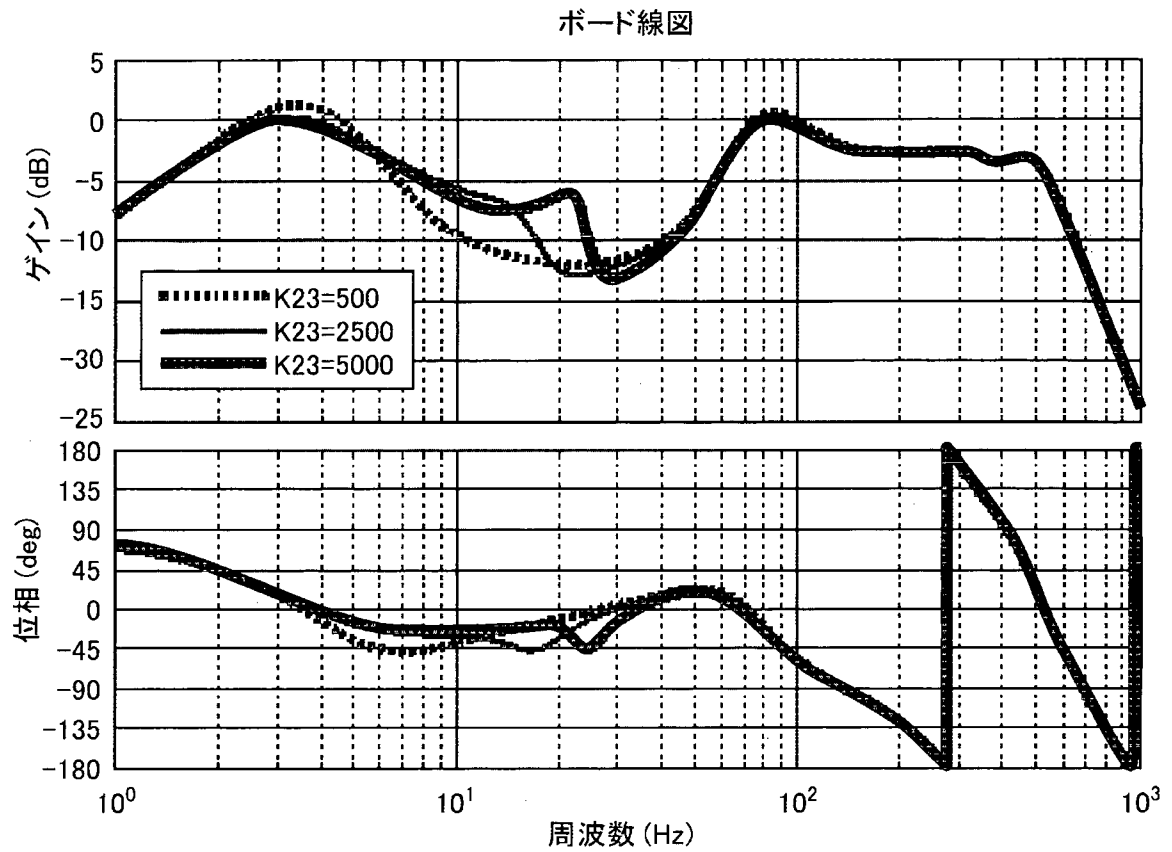
[図10]



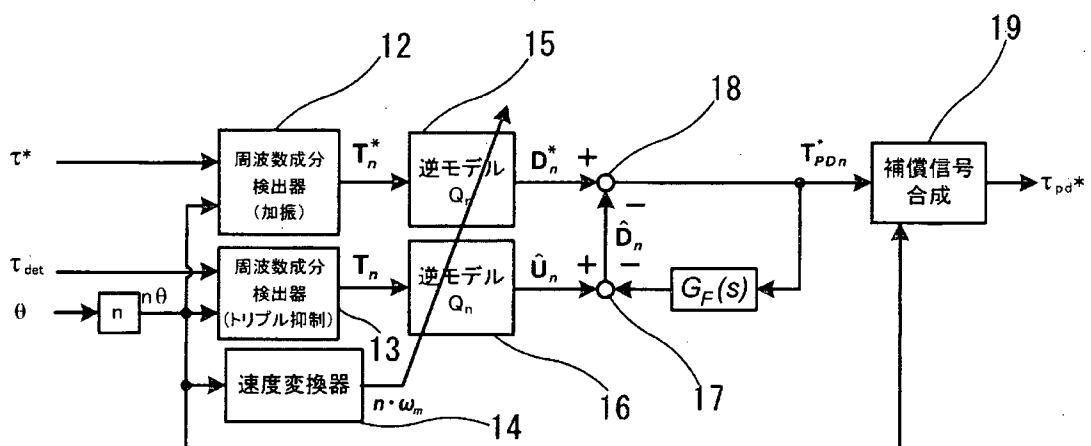
[図11]



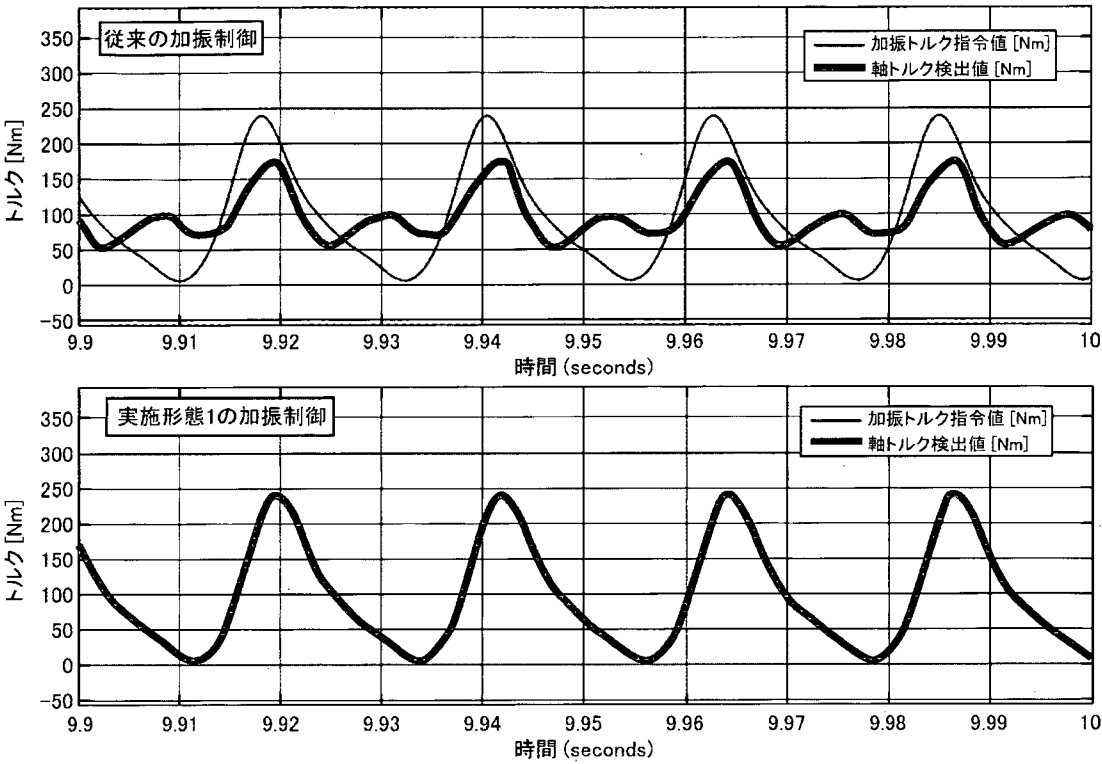
[図12]



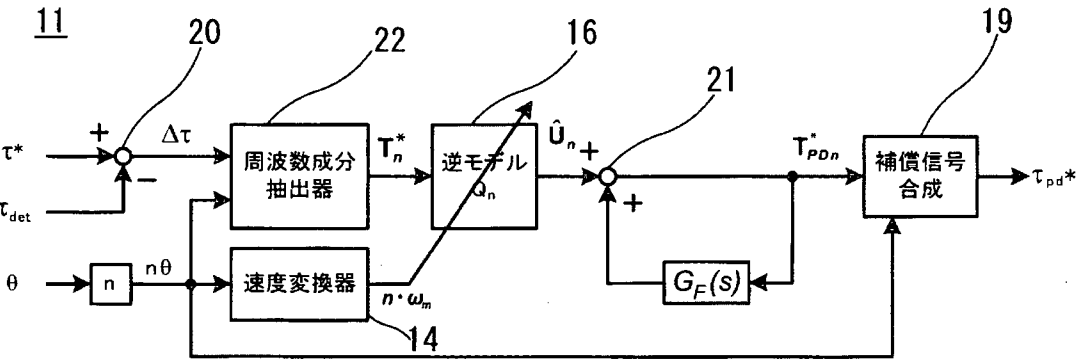
[図13]



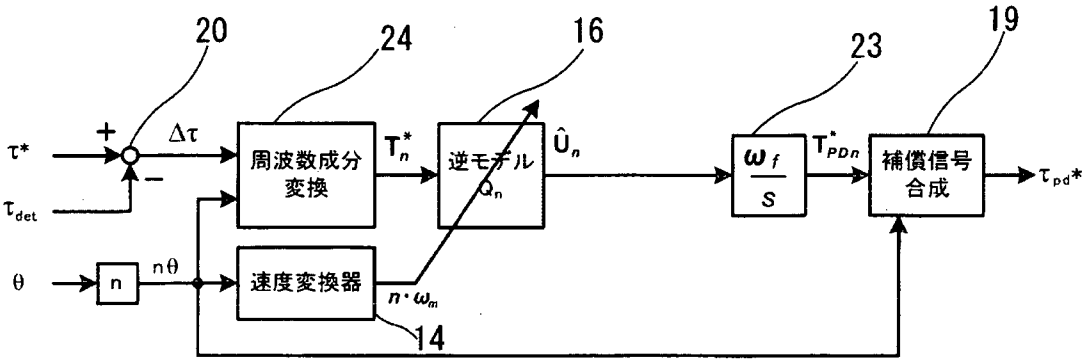
[図14]



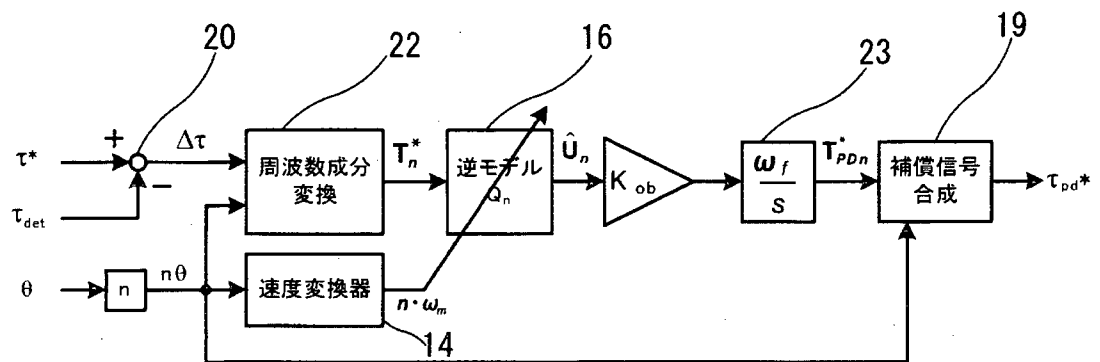
[図15]



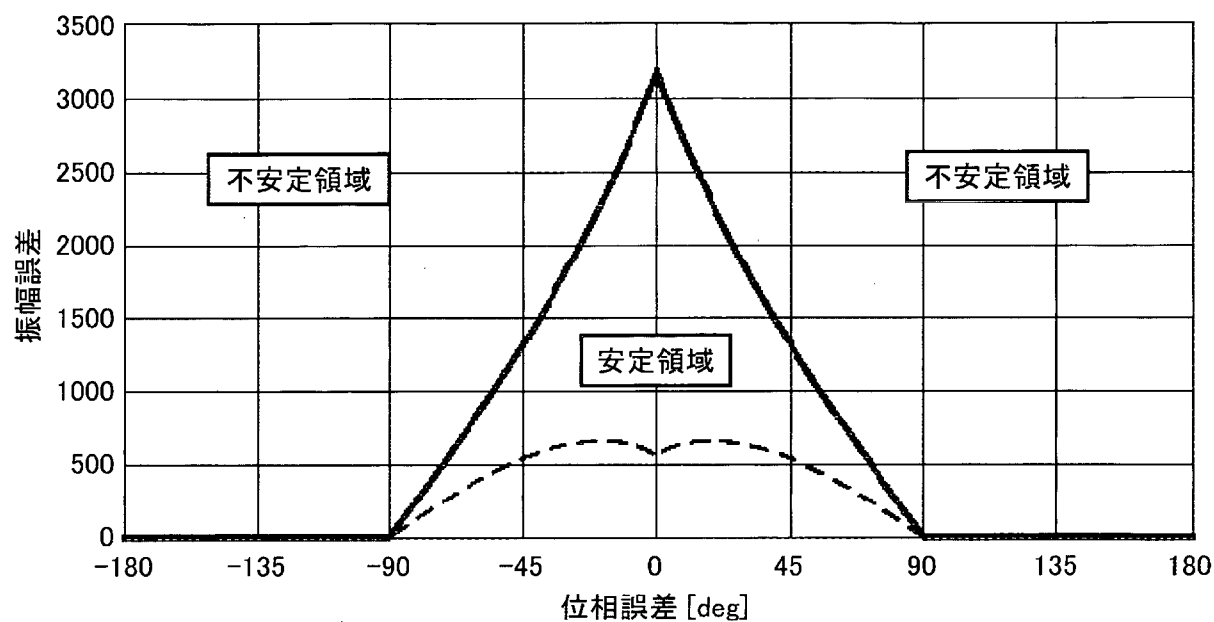
[図16]



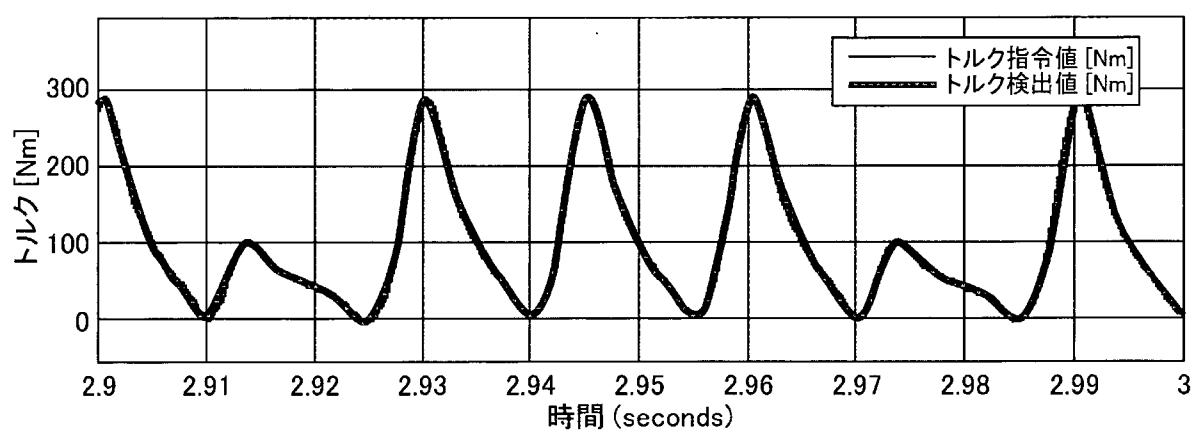
[図17]



[図18]



[図19]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2017/010428

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P23/04(2006.01)i, G01M15/02(2006.01)i, G05B11/36(2006.01)i, H02P23/12(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)

H02P23/04, G01M15/02, G05B11/36, H02P23/12

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	1996-2017
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2017	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2017

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

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 11-206199 A (Meidensha Corp.), 30 July 1999 (30.07.1999), paragraph [0016] (Family: none)	1-12
A	JP 2011-55583 A (Hitachi Plant Technologies, Ltd.), 17 March 2011 (17.03.2011), paragraph [0006] (Family: none)	1-12
A	JP 2003-121287 A (Meidensha Corp.), 23 April 2003 (23.04.2003), entire text; all drawings (Family: none)	1-12

☒ 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
29 May 2017 (29.05.17)

Date of mailing of the international search report
06 June 2017 (06.06.17)

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2017/010428

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2014-161189 A (Meidensha Corp.), 04 September 2014 (04.09.2014), entire text; all drawings (Family: none)	1-12
A	US 2002/0093836 A1 (GOEPFRICH, Kurt), 18 July 2002 (18.07.2002), entire text; all drawings & EP 1211797 A2 entire text; all drawings & DE 10059331 A1	1-12
A	US 4140956 A (PRITCHARD, Eric K.), 20 February 1979 (20.02.1979), entire text; all drawings (Family: none)	1-12
A	CN 102570956 A (Nanjing Guodian Environmental Protection Technology Co., Ltd.), 11 July 2012 (11.07.2012), entire text; all drawings (Family: none)	1-12

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H02P23/04(2006.01)i, G01M15/02(2006.01)i, G05B11/36(2006.01)i, H02P23/12(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（IPC））

Int.Cl. H02P23/04, G01M15/02, G05B11/36, H02P23/12

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	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2017年
日本国実用新案登録公報	1996-2017年
日本国登録実用新案公報	1994-2017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）

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
A	JP 11-206199 A（株式会社明電舎）1999. 07. 30, 段落[0016]（ファミリーなし）	1-12
A	JP 2011-55583 A（株式会社日立プラントテクノロジー）2011. 03. 17, 段落[0006]（ファミリーなし）	1-12
A	JP 2003-121287 A（株式会社明電舎）2003. 04. 23, 全文, 全図（ファミリーなし）	1-12

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

29. 05. 2017

国際調査報告の発送日

06. 06. 2017

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（ISA/J P）

郵便番号100-8915

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）

池田 貴俊

3 V

9 2 5 6

電話番号 03-3581-1101 内線 3357

C (続き) . 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
A	JP 2014-161189 A (株式会社明電舎) 2014. 09. 04, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-12
A	US 2002/0093836 A1 (GOEPFRICH, Kurt) 2002. 07. 18, 全文, 全図 & EP 1211797 A2, 全文, 全図 & DE 10059331 A1	1-12
A	US 4140956 A (PRITCHARD, Eric K.) 1979. 02. 20, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-12
A	CN 102570956 A (南京国电环保设备有限公司) 2012. 07. 11, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-12