

(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
2020年4月2日(02.04.2020)



(10) 国際公開番号

WO 2020/067482 A1

(51) 国際特許分類:
H02P 21/05 (2006.01) H02P 21/06 (2016.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2019/038284

(22) 国際出願日: 2019年9月27日(27.09.2019)

(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 2018-184026 2018年9月28日(28.09.2018) JP

(71) 出願人: アイシン・エイ・ダブリュ株式会社
(AISIN AW CO., LTD.) [JP/JP]; 〒4441192 愛知県安城市藤井町高根 10番地 Aichi (JP). 国立大学法人名古屋大学(NATIONAL UNIVERSITY CORPORATION NAGOYA UNIVERSITY) [JP/

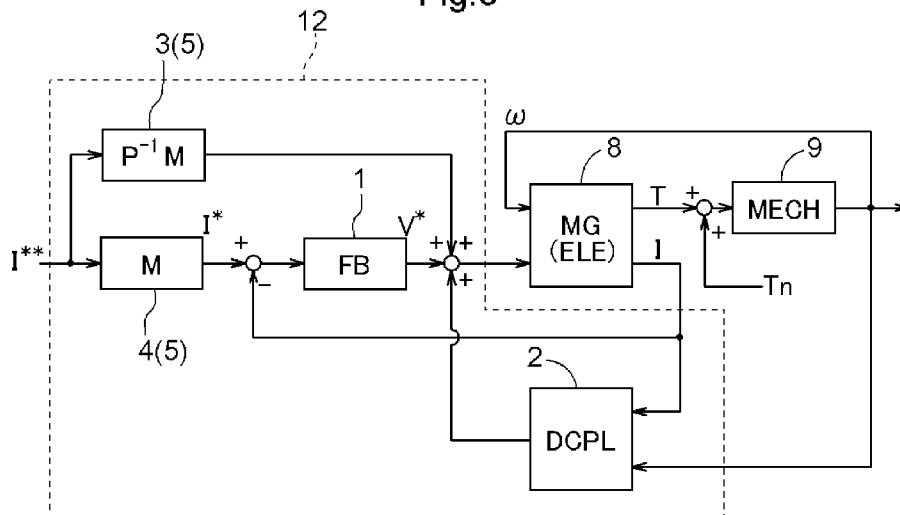
JP]; 〒4648601 愛知県名古屋市千種区不老町 1番 Aichi (JP).

(72) 発明者: 滝川 由浩 (TAKIKAWA Yoshihiro); 〒4441192 愛知県安城市藤井町高根 10番地 アイシン・エイ・ダブリュ株式会社内 Aichi (JP). 波多野龍 (HATANO Ryu); 〒4441192 愛知県安城市藤井町高根 10番地 アイシン・エイ・ダブリュ株式会社内 Aichi (JP). 大嶋篤哉 (OHSHIMA Atsuya); 〒4441192 愛知県安城市藤井町高根 10番地 アイシン・エイ・ダブリュ株式会社内 Aichi (JP). 谷山善大 (TANIYAMA Yoshihiro); 〒4441192 愛知県安城市藤井町高根 10番地 アイシン・エイ・ダブリュ株式会社内 Aichi (JP). 久富夏規 (KUTOMI Natsuki); 〒4441192 愛知県安城市藤井町高根 10番地 ア

(54) Title: ROTATING ELECTRIC MACHINE CONTROL DEVICE

(54) 発明の名称: 回転電機制御装置

Fig.3



(57) Abstract: Provided is a technique for appropriately embedding, in a rotating electric machine control device for controlling a rotating electric machine, a damping function for reducing a transfer torque vibration transferred to the rotating electric machine. The rotating electric machine control device (10) for drive-controlling a rotating electric machine (80) in a dq-axes vector coordinate system is provided with a feedback controller (1) which calculates a voltage command (V^*) for the rotating electric machine (80) in each of a d-axis and a q-axis, and which feedback-controls the rotating electric machine (80), wherein the gain of the feedback controller (1) for the q-axis is set so that a voltage command (V^*) for outputting a damping torque for attenuating a

イシン・エイ・ダブリュ株式会社内 Aichi (JP).
小野田将紀(ONODA Masanori); 〒4441192 愛
知県安城市藤井町高根 10 番地 アイシン・
エイ・ダブリュ株式会社内 Aichi (JP). 渡邊
一史(WATANABE Kazushi); 〒4441192 愛知県
安城市藤井町高根 10 番地 アイシン・エイ
・ダブリュ株式会社内 Aichi (JP). ▲高▼木
賢太郎(TAKAGI Kentaro); 〒4648601 愛知県名
古屋市千種区不老町 1 番 国立大学法人名古屋
大学内 Aichi (JP). 池亀透(IKEGAME Toru);
〒4648601 愛知県名古屋千種区不老町 1 番
国立大学法人名古屋大学内 Aichi (JP).

(74) 代理人: 特許業務法人 R & C (R&C IP LAW
FIRM); 〒5300005 大阪府大阪市北区中之
島三丁目 3 番 3 号 Osaka (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, JO, JP, 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, 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:

— 国際調査報告 (条約第21条(3))

transfer torque vibration (Tn) is calculated on the basis of a back electromotive force of the rotating electric machine (80) caused by the transfer torque vibration (Tn).

(57) 要約: 回転電機を制御する回転電機制御装置に、当該回転電機に伝達される伝達トルク振動を低減させる制振機能を適切に組み込む技術を提供する。d q 軸ベクトル座標系において回転電機 (80) を駆動制御する回転電機制御装置 (10) は、d 軸及び q 軸のそれぞれにおいて、回転電機 (80) に対する電圧指令 (V^*) を演算して回転電機 (80) をフィードバック制御するフィードバック制御器 (1) を備え、伝達トルク振動 (T n) により生じる回転電機 (80) の逆起電力に基づいて伝達トルク振動 (T n) を減衰させる制振トルクを出力する電圧指令 (V^*) を演算するように、q 軸のフィードバック制御器 (1) のゲインが設定されている。

明 細 書

発明の名称： 回転電機制御装置

技術分野

[0001] 本発明は、永久磁石型の交流の回転電機の回転軸に伝達されるトルク振動である伝達トルク振動を低減させる制振機能を備えた回転電機制御装置に関する。

背景技術

[0002] 特開 2 0 1 2 - 2 0 0 1 2 8 号公報には、回転電機が駆動連結される機械系から回転電機の回転軸に伝達されるトルク振動を打ち消すためのトルクを回転電機に出力させる制御装置が開示されている。この制御装置では、回転電機の回転速度から、トルク振動の周波数に対応した回転速度振動を抽出すると共に、回転電機の回転速度に基づいてトルク振動の周波数であるトルク振動周波数を算出している。そして、この制御装置は、回転速度振動及びトルク振動周波数に基づいて、回転速度振動をトルク振動周波数において所定位相遅らせた位相遅れ回転速度振動を算出して、制振トルク（打ち消しトルク振動の指令値）を演算している。この手法では、回転電機の回転速度（角速度）の変化に対して位相遅れが顕著となる共振点付近における制振性能が十分に得られないという課題がある。

[0003] そのような共振点領域において高い制振性能を得られる手法が、高木賢太郎らによる論文「デジタル仮想インピーダンス回路を用いた電磁シャント制振」において提案されている。この論文には、ばね・質量と電磁アクチュエータからなる系の支配方程式を導出して、コンピュータ上における仮想的なデジタルインピーダンス回路を用いて制振制御を行う手法が記載されている。この電磁アクチュエータは、永久磁石とコイルから構成され、コイルに電流が流れることで可動部を可動させるローレンツ力を生じ、逆に可動部の移動速度に応じてコイルに誘導起電力を生じさせるものである。但し、この論文の序文（1. はじめに）にも記載されているように、この論文では、

高度な振動制御系設計に進む前の段階として、インピーダンス回路を模擬する場合を検討している。従って、デジタル仮想インピーダンス回路（仮想的な電磁シャント回路）を用いた制振技術を、電動車両やエアコンディショナー、発電機など、今日の産業分野において広く用いられている交流の回転電機（例えば永久磁石型同期モータ（PMSM: Permanent Magnet Synchronous Motor））に対して、そのまま適用できるというものではない。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：特開2012-200128号公報

非特許文献

[0005] 非特許文献1：高木賢太郎（TAKAGI Kentaro）、井上剛志（INOUE Tsuyoshi）、宮地智也（MIYACHI Tomoya）“デジタル仮想インピーダンス回路を用いた電磁シャント制振（Electro-Magnetic Shunt Damping with a Digital Virtual Impedance Circuit）”、日本機械学会論文集（C編）、日本機械学会、2012年2月、78巻、786号、論文No. 2011-JCR-0693、p. 126-140（p. 474-488）

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0006] 上記背景に鑑みて、回転電機を制御する回転電機制御装置に、当該回転電機に伝達される伝達トルク振動を低減させる制振機能を適切に組み込む技術の提供が望まれる。

課題を解決するための手段

[0007] 上記に鑑みた回転電機制御装置は、1つの態様として、永久磁石型の交流の回転電機の回転軸に伝達されるトルク振動である伝達トルク振動を低減させる制振機能を備え、永久磁石が発生する磁界の方向であるd軸と前記d軸に直交するq軸とのdq軸ベクトル座標系において前記回転電機を駆動制御する回転電機制御装置であって、前記d軸及び前記q軸のそれぞれにおいて

、前記回転電機に対する電圧指令を演算して前記回転電機をフィードバック制御するフィードバック制御器を備え、前記伝達トルク振動により生じる前記回転電機の逆起電力に基づいて前記伝達トルク振動を減衰させる制振トルクを出力する前記電圧指令を演算するように、前記 q 軸の前記フィードバック制御器のゲインが設定されている。

[0008] 外乱による振動である伝達トルク振動は回転電機に逆起電力を生じさせる。本構成によれば、この逆起電力に基づいて、伝達トルク振動を減衰させる制振トルクを出力する電圧指令が演算されるように、q 軸のフィードバック制御器のゲインが設定される。つまり、制振機能をフィードバック制御器に組み込むことができる。即ち、本構成によれば、回転電機を制御する回転電機制御装置に、当該回転電機に伝達される伝達トルク振動を低減させる制振機能を適切に組み込むことができる。

[0009] 回転電機制御装置のさらなる特徴と利点は、図面を参照して説明する実施形態についての以下の記載から明確となる。

図面の簡単な説明

- [0010] [図1]車両の駆動力源となる回転電機を含む車両用駆動装置の構成例を示す図
[図2]ベクトル制御を行う回転電機制御装置の構成例を示す模式的ブロック図
[図3]電流制御部の構成例を模式的に示すブロック線図
[図4]電流制御部の他の構成例を模式的に示すブロック線図
[図5]電流制御部の他の構成例を模式的に示すブロック線図
[図6]電流制御部の他の構成例を模式的に示すブロック線図
[図7]電流制御部の比較例を模式的に示すブロック線図
[図8]電流制御部の比較例を模式的に示すブロック線図
[図9]比例積分制御の原理を模式的に示すブロック線図
[図10]電磁シャント回路の原理を模式的に示す等価回路図
[図11]非干渉電圧制御部の構成例を模式的に示すブロック線図
[図12]非干渉電圧制御部におけるローパスフィルタの仕様の説明図
[図13]電流制御部の他の構成例を模式的に示すブロック線図

発明を実施するための形態

- [0011] 以下、回転電機制御装置の実施形態を図面に基づいて説明する。ここでは、図1に示すように、車両の車輪Wの駆動力源として車両用駆動装置100に用いられる永久磁石型の複数相の交流（本実施形態では3相交流）の回転電機80（MG）を駆動制御する回転電機制御装置10（MG-CTRL）を例として説明する。回転電機80は、変速機90（TA）などの動力伝達装置を介して車輪Wに駆動連結されている。本実施形態では、さらに回転電機80に内燃機関70（EG）が駆動連結されている形態を例示している。つまり、例えば、車両用駆動装置100は、動力伝達経路の順に、内燃機関70、回転電機80、変速機90、車輪Wの順に駆動連結されている。
- [0012] 内燃機関70と回転電機80とは、クラッチ75を介して連結されており、内燃機関70と回転電機80とが駆動連結されている状態と、内燃機関70と回転電機80とが遮断されている状態とに切り換え可能である。車輪Wは、回転電機80のトルクにより駆動される状態と、内燃機関70のトルク及び回転電機80のトルクにより駆動される状態と、内燃機関70のトルクにより駆動される状態とにより駆動される。尚、車輪Wが内燃機関70のトルクにより駆動される状態では、回転電機80が内燃機関70のトルクにより従動回転するため、回転電機80は内燃機関70のトルクにより回生動作を行うことができる。
- [0013] 内燃機関70は、内燃機関制御装置71（EG-CTRL）により制御され、変速機90は、変速機制御装置91（TA-CTRL）により制御される。上述したように、回転電機80は、回転電機制御装置10により制御される。回転電機制御装置10、内燃機関制御装置71、変速機制御装置91は、車両制御装置20（VHC-CTRL）からの指令（トルク、走行速度、変速比などに基づく制御指令）に基づいて、それぞれの装置を制御する。
- [0014] 図1に示すように、回転電機80は、変速機90（TA）などの動力伝達装置を介して車輪Wに駆動連結されており、回転電機80の回転軸は、車輪Wや変速機90から外乱トルク T_n （図3等参照）を受ける。この外乱トルク

T_n は、回転電機80の回転軸に伝達されるトルク振動（伝達トルク振動）に相当する。回転電機制御装置10は、そのような外乱トルク T_n を低減させる制振機能も有している。即ち、回転電機制御装置10は、永久磁石型の交流の回転電機80の回転軸に伝達されるトルク振動である伝達トルク振動（外乱トルク T_n ）を低減させる制振機能を備え、図2、図3等を参照して後述するように、永久磁石が発生する磁界の方向であるd軸と、d軸に直交するq軸とのdq軸ベクトル座標系において回転電機80を駆動制御する。

[0015] 図2に示すように、回転電機制御装置10は、トルク制御部11と、電流制御部12と、インバータ制御部13と、電流フィードバック部14とを備えている。トルク制御部11は、車両制御装置20からの指令（例えばトルク指令 T^* （目標トルク））に基づいて電流指令 I^* （ I_d^* 、 I_q^* ）を演算する。電流制御部12は、電流指令 I^* と後述するフィードバック電流 I （ I_d 、 I_q ）との偏差に基づいて電圧指令 V^* （ V_d^* 、 V_q^* ）を演算する。図3等を参照して後述するように、電流制御部12は、フィードバック制御器1（FB）を中核として構成されている。インバータ制御部13は、dq軸ベクトル座標系から回転電機80の3相座標系への座標変換を行ってインバータ30を構成するスイッチング素子のスイッチング信号を生成する。電流フィードバック部14は、回転電機80の3相のステータコイル81（コイル）に流れる3相の電流（3相座標系の電流： I_u 、 I_v 、 I_w ）を座標変換してdq軸ベクトル座標系の電流（ベクトル座標系の電流： I （ I_d 、 I_q ））を電流制御部12にフィードバックする。3相の電流（ I_u 、 I_v 、 I_w ）は、電流センサ85により検出される。また、座標変換のための回転電機80のロータの回転（回転角度（機械角、及び電気角）、回転速度）は、レゾルバなどの回転センサ87によって検出される。ベクトル制御については、公知であるので詳細な説明は省略する。

[0016] 本実施形態の回転電機制御装置10は、上述したように、伝達トルク振動（外乱トルク T_n ）を低減させる制振機能を備えている。この制振機能は、電流制御部12に組み込まれている。図3のブロック線図は、電流制御部1

2の構成例を、回転電機80を含む車両用駆動装置100のモデル(8, 9)と電流制御部12との関係を中心に示している。符号“8”は、回転電機80の電気系モデル8(MG(ELE))であり、符号“9”は回転電機80を含む車両用駆動装置100の機械系モデル9(MECH)である。回転電機80の電気系モデル8に基づき出力されるトルクTに外乱トルク T_n が加わり、機械系モデル9を介して回転軸が回転するモデルとなっている。

[0017] 1つの態様として、電流制御部12は、フィードバック制御器1(FB)と、非干渉電圧補償器2(DCPL)と、フィードフォワード制御部5とを備えている。以下、本実施形態では、フィードバック制御器1が、比例積分制御器(PI)により構成されている形態を例として説明するが、フィードバック制御器1は、比例積分微分制御器(PID)であってもよい。詳細は後述するが、フィードフォワード制御部5は、フィードフォワード電圧補償器3と、電流指令調整器4とを備えている。この形態は、比較例として図7のブロック線図に示す一般的な電流制御部12Pと比較して、(A)フィードバック制御器1(比例積分制御器)が制振機能を得られるように適切に調整されている(図7の“1P”と比較して適切に調整されている)、(B)非干渉電圧補償器2が制振機能を得られるように適切に調整されている(図7の“2P”と比較して適切に調整されている)、(C)フィードバック制御器1に対してフィードフォワード制御部5を備えている、という点で相違している。

[0018] また、他の態様として、電流制御部12は、フィードフォワード制御部5を備えずに、図4に示すように、フィードバック制御器1と、非干渉電圧補償器2とを備えて構成されていてもよい。この形態では、図7に示す比較例と比べて、(A)フィードバック制御器1が制振機能を得られるように適切に調整されている、(B)非干渉電圧補償器2が制振機能を得られるように適切に調整されている、という点で相違する。

[0019] 尚、図7に例示する形態では、制振機能を有さない一般的な電流制御部12Pが非干渉電圧補償器2を備えている形態を示しているが、図8に例示するように、一般的な電流制御部12Pが非干渉電圧補償器2を備えていない

場合もある。そのような電流制御部 12P に対して制振機能を設ける場合には、電流制御部 12 は、非干渉電圧補償器 2 及びフィードフォワード制御部 5 を備えずに、図 5 に示すように、制振機能を得られるように適切に調整されたフィードバック制御器 1 を備えて構成されていてもよい。つまり、この形態では、図 8 の比較例に対して、(A) フィードバック制御器 1 が制振機能を得られるように適切に調整されている、という点で相違する。

[0020] また、電流制御部 12 は、非干渉電圧補償器 2 を備えずに、図 6 に示すように、フィードバック制御器 1 及びフィードフォワード制御部 5 を備えて構成されていてもよい。この形態では、図 8 の比較例に対して、(A) フィードバック制御器 1 が制振機能を得られるように適切に調整されている、(C) フィードバック制御器 1 に対してフィードフォワード制御部 5 を備えている、という点で相違する。

[0021] 以上、図 3～図 6 を参照して、電流制御部 12 の構成例について簡単に説明した。以下、上述したような一般的な電流制御部 12P と相違する部分、上述した (A)、(B)、(C) について詳細に説明する。

[0022] まず、(A) フィードバック制御器 1 を調整する手法について説明する。図 9 のブロック線図は、フィードバック制御器 1 の原理を示している。ここでは、制振機能を備えたフィードバック制御器 1 のブロック線図を示しており、回転電機 80 の電気系モデル 8 に与えられる電圧指令 V^* には、外乱トルク T_n に基づく誘起電圧（外乱電圧 V_n ）が加算されることになる。また、ここでは簡略化のため、d 軸、q 軸を区別せずに説明する。ここで、比例積分制御器として構成されたフィードバック制御器 1 における比例ゲインを K_p 、積分ゲインを K_i とし、比例制御器（比例演算器）の伝達関数を“1”、積分制御器（積分演算器）の伝達関数を“ $1/s$ ”とすると、フィードバック制御器 1（比例積分制御器）において演算される電圧指令 V^* は、下記式（1）で示される。尚、“ $I^* - I$ ”は電流指令 I^* とフィードバック電流 I との偏差を示している。

[0023]
$$V^* = (I^* - I) (K_p + (1/s) K_i) \cdots (1)$$

[0024] ここで、制振機能に着目し、“電流指令 $I^* = 0$ ” とすると、フィードバック制御器 1 において演算される電圧指令 V^* は、下記式 (2) で示される。

$$[0025] \quad V^* = -K_p \cdot I - (1/s) K_i \cdot I \quad \dots (2)$$

[0026] 図 10 は、電磁シャント回路の原理を示す等価回路図である。この等価回路において、回転電機 80 の電気系モデル 8 は、ステータコイル 81 のコイル抵抗 R_a とコイルインダクタンス L_a との直列回路として示されるインピーダンスを有する。この電気系モデル 8 (ステータコイル 81) に交流の電流 “ I ” が流れると、コイル抵抗 R_a の両端電圧に対して、コイルインダクタンス L_a の両端電圧の位相が遅れ、位相差が生じる。一方、抵抗とキャパシタンスとの直列回路に交流電流が流れる場合には、キャパシタンスの両端電圧は、抵抗の両端電圧に対して位相が進む。従って、回路内にインダクタンスとキャパシタンスとを含むことによって、好ましくは、インダクタンスとキャパシタンスとを共振させることによって、上述した位相の遅れや進みを相殺することができる。つまり、これによって振動を低減する制振を実現することができる (共振周波数 (制振周波数) については、下記の式 (4) を参照。)。

[0027] 図 10 に示す電磁シャント回路 7 のインピーダンスは、抵抗器 (シャント抵抗 R_s) と、キャパシタ (シャントキャパシタンス C_s) との直列回路のインピーダンスである。ここで、電磁シャント回路 7 による電圧降下 (シャント電圧 V_s) は、下記式 (3) で示される。尚、下記式 (3) の右辺第 2 項は、電流 “ I ” の時間積分であるが、ここでは式 (1)、式 (2) と同様に、電流 “ I ” の時間積分をラプラス変換し、伝達関数 “ $1/s$ ” として表す。

$$[0028] \quad V_s = -R_s \cdot I - (1/s) (1/C_s) \cdot I \quad \dots (3)$$

[0029] 式 (2) と式 (3) とを比較すると、フィードバック制御器 1 の比例ゲイン K_p がシャント抵抗 R_s に対応し、積分ゲイン K_i がシャントキャパシタンス C_s の逆数に対応している。

[0030] 高木賢太郎らによる論文「デジタル仮想インピーダンス回路を用いた電

磁シャント制振」にも記載されているように、上記のような電磁シャント回路 7 におけるシャント抵抗 R_s は非常に小さな値もしくは負の値になることが多い。また、電磁シャント回路 7 のような RC シャントの場合にはシャントキャパシタンス C_s も大きな値となる。従って、物理的な抵抗器やキャパシタを用いたシャント回路を用いることは、素子自身が負の抵抗成分を持たないことや、キャパシタが大型化することなどより、現実的ではない。

[0031] 一方、仮想的な電磁シャント回路（仮想インピーダンス回路）であれば、より適切なパラメータ（シャント抵抗 R_s やシャントキャパシタンス C_s ）を設定することができる。仮想インピーダンス回路とは、抵抗器やキャパシタなどの受動素子を配置する代わりに電圧アンプなどを用いて、シャント回路における電圧を出力することによって、仮想インピーダンス回路と同じインピーダンスを持つ実際のシャント回路が接続されたようにする方法である。例えば、回転電機制御装置 10 などの制御ブロックの中に、仮想的な電磁シャント回路（或いはその仮想的なインピーダンスに基づく電圧など）を組み込めば、より適切なパラメータを有するシャント回路を用いた制振制御が可能となる。但し、交流の回転電機 80 をベクトル制御に駆動制御する回転電機制御装置 10 に対して、そのような仮想的な電磁シャント回路を組み込む技術は確立されていなかった。

[0032] 発明者らは、仮想的な電磁シャント回路をフィードバック制御器 1 に組み込むことによって、外乱トルク T_n に対する制振機能を有した回転電機制御装置 10 が実現できることを見いだした。詳細は後述するが、外乱トルク T_n （伝達トルク振動）により生じる回転電機 80 の逆起電力に基づいて外乱トルク T_n を減衰させる制振トルクを出力する電圧指令 V^* を演算するように、フィードバック制御器 1（ここでは比例積分制御器）のゲインを設定することで、回転電機制御装置 10 に制振機能を組み込むことができる。具体的には、式（2）及び式（3）を参照して上述したように、比例積分制御器として構成されたフィードバック制御器 1 の比例ゲイン K_p を仮想的な電磁シャント回路 7 におけるシャント抵抗 R_s に基づいて設定し、積分ゲイン K_i を仮

想的な電磁シャント回路 7 におけるシャントキャパシタンス C_s の逆数に基づいて設定することで、仮想的な電磁シャント回路をフィードバック制御器 1 に組み込むことができる。尚、制振制御のための積分ゲイン K_i は、一般的な回転電機のトルク制御における積分ゲインに比べて十分小さい値である。

[0033] シャント抵抗 R_s は、仮想的な電磁シャント回路 7 のインピーダンスの実部であり、シャントキャパシタンス C_s の逆数は、仮想的な電磁シャント回路 7 のインピーダンスの虚部である。従って、本実施形態のフィードバック制御器 1 は、回転電機 80 のインダクタンス（コイルインダクタンス L_a ）と直列共振回路を形成するキャパシタンス（シャントキャパシタンス C_s ）を有する仮想的な電磁シャント回路 7 のインピーダンスに基づいてゲインが設定されている。

[0034] 尚、上述したように、シャント抵抗 R_s は、非常に小さな値もしくは負の値になることが多い。このため、実際にシャント回路を組む場合には、シャント抵抗 R_s がゼロ（短絡）に設定される場合がある。このため、フィードバック制御器 1 は、少なくともシャントキャパシタンス C_s によるインピーダンスに基づいてゲインが設定される形態であってもよい。

[0035] ところで、シャント抵抗 R_s （ゲイン）には、以下のような意味もある。例えば、シャント抵抗 R_s が負の値の場合（“ $R_s < 0$ ” の場合）は、電力を消費して制振トルクを生成することができ、“ $R_s = 0$ ” や “ $R_s > 0$ ” の場合に比べて、制振トルクを大きくすることができる。“ $R_s > 0$ ” の場合は、外乱トルク T_n による逆起電力により回生（エネルギーの回収）が可能であるが、“ $R_s = 0$ ” や “ $R_s < 0$ ” の場合に比べて、制振トルクは小さくなり、制振効果は限定的となる。“ $R_s = 0$ ” の場合は、電力の消費がほとんどなく（原理的には電力消費がなく）、実用的に十分な大きさの制振トルクを得ることができる。

[0036] また、シャントキャパシタンス C_s の値は、回転電機 80 のインダクタンスを “ L ” とし、ターゲットとなる外乱トルク T_n の周波数（制振トルクの周波数）である制振周波数を “ f_r ” として、下記式（4）で表される。

[0037] $C_s = (1 / (2\pi)^2) \cdot (1 / (L \cdot f_r^2)) \cdots (4)$

[0038] 尚、ベクトル制御においては、図2のブロック図に示したように、d軸及びq軸のそれぞれについて独立してフィードバック制御が実行される。発明者らによる実験やシミュレーションによれば、q軸のフィードバック制御器1のゲインを仮想的な電磁シャント回路7に基づいて設定することによって、好適な制振機能を実現できることが確認されている。従って、本実施形態では、q軸のフィードバック制御器1のゲインが仮想的な電磁シャント回路7に基づいて設定される。

[0039] 図3、図4、図5、図6に例示した回転電機制御装置10の何れにおいても、フィードバック制御器1には、仮想的な電磁シャント回路7のインピーダンスに基づく比例ゲイン K_p 及び積分ゲイン K_i が設定されている。つまり、これらの回転電機制御装置10の何れにおいても、フィードバック制御器1の内部構成は、図7及び図8に示す比較例の回転電機制御装置におけるフィードバック制御器1Pの内部構成とは異なっており、フィードバック制御器1は、制振機能を得られるように適切に調整されている。

[0040] 尚、上記においては、フィードバック制御器1が比例積分制御器として構成されている形態を例示して説明した。比例積分制御器と同様に、ベクトル制御においてしばしば用いられる比例積分微分制御器(PID)も、比例ゲイン及び積分ゲインを有している。従って、「比例積分制御器が制振機能を得られるように適切に調整されている。」と言った場合の「比例積分制御器」には、「比例積分微分制御器」を含めてもよい。或いは、回転電機制御装置10が、回転電機80に対する電流指令 I^* と回転電機80からのフィードバック電流 I との偏差に基づき、回転電機80に対する電圧指令 V^* を演算して回転電機80をフィードバック制御する比例積分制御器又は比例積分微分制御器を備え、回転電機80のインダクタンスと直列共振回路を形成するキャパシタンスを有する仮想的な電磁シャント回路のインピーダンスに基づいて、q軸の比例積分制御器又は比例積分微分制御器のゲインが設定されている、ということもできる。

[0041] 次に、(B) 非干渉電圧補償器 2 を調整する手法について説明する。上述したように、ベクトル制御においては、d 軸及び q 軸が独立して演算される。但し、回転電機 80 の回転に伴う誘導起電力（誘起電圧）は、d 軸及び q 軸の間で相互に影響を与え合う（干渉し合う）。例えば、埋込磁石型同期モータ（IPMSM: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor）では、下記式（5）及び下記式（6）に示すように、誘起電圧を含む d 軸電圧 V_d には、q 軸が干渉し、q 軸電圧 V_q には d 軸が干渉する。尚、式（5）及び式（6）においては、永久磁石の磁束（鎖交磁束数）を Ψ 、ロータの回転速度（電気角速度）を ω 、d 軸インダクタンスを L_d 、q 軸インダクタンスを L_q 、d 軸電流を I_d 、q 軸電流を I_q 、ステータコイル 81 の抵抗を R_a 、微分演算子を p とする。

$$[0042] \quad V_d = (R_a + p L_d) I_d - \omega L_q I_q \quad \dots (5)$$

$$V_q = (R_a + p L_q) I_q + \omega L_d I_d + \omega \cdot \Psi \quad \dots (6)$$

[0043] 式（5）及び式（6）の右辺第 2 項は、ステータコイル 81 のインダクタンス（ L_d 、 L_q ）と、ステータコイル 81 を流れる電流（ I_d 、 I_q ）とによる誘起電圧を示しており、この誘起電圧が、d 軸及び q 軸における異なる軸の電圧（ V_d 、 V_q ）に干渉することを示している。このため、式（5）及び式（6）の右辺第 2 項の誘起電圧は、後述する第 1 の非干渉化制御における制御対象となる。また、式（6）の右辺第 3 項は、ロータの永久磁石とステータコイル 81 との間で生じる電磁誘導による誘起電圧を示している。このため、式（6）の右辺第 3 項の誘起電圧は、後述する第 2 の非干渉化制御における制御対象となる。

[0044] 式（5）及び式（6）は、回転電機 80（インバータ 30）に対して、電圧“ V_d 、 V_q ”を与えることで、回転電機 80 に流れる電流“ I_d 、 I_q ”が定まることを意味している。ここで、回転電機 80 に所望の電流（目標電流）を流すために、回転電機 80 に与える電圧（目標電圧）を“ V_d 、 V_q ”とすると、目標電圧“ V_d 、 V_q ”を、下記式（7）及び式（8）で示すことができる（図 11 参照）。

$$[0045] \quad V_d = V_{d_dcpl1} + V_{d_pid} \quad \dots (7)$$

$$V_q = V_{q_dcpl1} + V_{q_dcpl2} + V_{q_pid} \quad \dots (8)$$

[0046] ここで、第１の非干渉化制御として、上記式（５）及び式（６）の右辺第２項に相当する成分を取り除き、ｄ軸及びｑ軸間の干渉を取り除く制御が行われる。第１の非干渉化制御では、複数相のステータコイル８１の間における誘起電圧を取り除く非干渉化が行われる。第１の非干渉化制御は、図１１に示すｄ軸非干渉化制御器２１及びｑ軸第１非干渉化制御器２２によって実行される。式（９）は、ｄ軸非干渉化制御器２１を示し、式（１０）は、ｑ軸第１非干渉化制御器２２を示している。

$$[0047] \quad V_{d_dcpl1} = -\omega L_q I_q \quad \dots (9)$$

$$V_{q_dcpl1} = \omega L_d I_d \quad \dots (10)$$

[0048] さらに、第２の非干渉化制御では、上記式（６）の右辺第３項に相当する成分を取り除く。つまり、第２の非干渉化制御では、回転電機８０の永久磁石とステータコイル８１との間で生じる電磁誘導による誘起電圧を減衰させる制御が実行される。一般的には、第２の非干渉化制御は、図１１に示すｑ軸第２非干渉化制御器２３によって実行される。式（１１）は、ｑ軸第２非干渉化制御器２３を示している。

$$[0049] \quad V_{q_dcpl2} = \omega \cdot \Psi \quad \dots (11)$$

[0050] 但し、回転電機８０の永久磁石とステータコイル８１との間で生じる電磁誘導による誘起電圧には、外乱トルク T_n に基づく外乱電圧 V_n も含まれる。このため、この誘起電圧の全てを対象としてｑ軸電圧（ｑ軸電流）が補償されてしまうと、外乱トルク T_n を相殺するトルクを出力するようにフィードバック制御を行う制振機能の妨げとなる。従って、電流制御部１２が非干渉電圧補償器２を備える場合（図３及び図４に示す形態の場合）には、回転電機８０の永久磁石とステータコイル８１との間で生じる電磁誘導による誘起電圧の内、外乱トルク T_n に起因する誘起電圧については非干渉電圧補償を行わず、電圧指令 V^* に基づくロータの回転（定常制御による回転）に起因する誘起電圧についてのみ非干渉電圧補償を行うことが好ましい。

[0051] 制振対象となる外乱トルク T_n の周波数（角速度 $[\text{rad/s}]$ ）は、ロータの回転速度（角速度）に対して高い。尚、車両用駆動装置 100 が図 1 に示すような構成の場合、内燃機関 70 の駆動力によって回転電機 80 の回転軸が回転する場合があります、その際にはその駆動力も回転電機 80 から見て外乱トルクとなる。但し、この外乱トルクは、例えば車両を加速させるためのトルクであり、制振対象となるトルクではない。そして、内燃機関 70 によるトルクに基づく回転速度（角速度）も、制振対象となる外乱トルク T_n の周波数（角速度）に比べて低い。従って、非干渉電圧補償器 2 に、角速度に対するフィルタを設けることによって、非干渉電圧補償を行う誘起電圧と、非干渉電圧補償を行わない誘起電圧とを分離し、制振対象とはならないトルクによる回転軸の回転に基づく誘起電圧に対してのみ、非干渉電圧補償を行うと好適である。第 2 の非干渉化制御は、図 11 に示すローパスフィルタ 24（LPF）及び q 軸第 2 非干渉化制御器 23 によって実行される。下記式（12）の右辺は、角速度 ω に対してフィルタ（FILT）が設けられ、ローパスフィルタ 24（LPF）と q 軸第 2 非干渉化制御器 23 とにより、適切に第 2 の非干渉化制御が実行されることを示している。

$$[0052] \quad V_{q_dcpl2} = \text{FILT}(\omega) \cdot \Psi \cdots (12)$$

[0053] 図 12 は、制振対象となる外乱トルク T_n の周波数特性（角速度の特性）と、非干渉電圧補償器 2 に設定されるフィルタのフィルタ特性とを示している。制振対象となる外乱トルク T_n の中心周波数 F_n に対して充分離れた周波数（角速度）～本実施形態では中心周波数 F_n に対して充分低い周波数（角速度）～をカットオフ周波数 F_c とするフィルタ（ローパスフィルタ）が、非干渉電圧補償器 2 に設定されると好適である。

[0054] 非干渉電圧補償器 2 は、少なくとも第 2 の非干渉化制御を実現する制御器（q 軸第 2 非干渉化制御器 23）を備え、さらに、ロータの永久磁石とステータコイル 81 との間で生じる誘起電圧の内、制振対象の外乱トルク T_n に基づく誘起電圧を遮断或いは減衰させて、制振対象ではないトルクに基づく誘起電圧（定常制御によるロータの回転に伴う誘起電圧）を通過させるよう

なローパスフィルタ 24 を備える。つまり、相対的に低周波側（定常回転成分）の誘起電圧は打ち消して、高周波側（振動成分）の誘起電圧は打ち消さないことで、制振対象である高周波側の誘起電圧をフィードバックしている。上述したように、制振対象である高周波側の誘起電圧も打ち消されると、振動成分がフィードバックされなくなり、制振制御ができなくなってしまう。非干渉電圧補償器 2 が、このようなローパスフィルタを備えることにより、回転電機 80 の回転速度が変化する場合（例えば加速する場合）には、加速に応じて誘起電圧が変化した場合にも、適切に電圧補償を行うことができる。一方、制振対象の外乱トルク T_n による誘起電圧については、ローパスフィルタによって遮断或いは減衰されるので、電圧補償が行われず、適切に電磁シャント機能による制振を行うことができる。

[0055] 以上説明したように、図 3 及び図 4 に例示した形態のように、回転電機 80 の永久磁石とステータコイル 81 との間で生じる電磁誘導による誘起電圧を低減させる非干渉化を行う非干渉電圧補償器 2（少なくとも第 2 の非干渉化を行う制御器（q 軸第 2 非干渉化制御器 23）を備えた非干渉電圧補償器 2）を備える場合、この非干渉電圧補償器 2 は、制振対象の外乱トルク T_n （伝達トルク振動）の周波数（中心周波数 F_n ）よりも低いカットオフ周波数 F_c 未満の周波数において非干渉化を行い、カットオフ周波数 F_c 以上の周波数において非干渉化を行わないようにローパスフィルタ 24 を備えると好適である。

[0056] 次に、（C）フィードフォワード制御部 5 について説明する。上述したように、フィードバック制御器 1（比例積分制御器）のゲイン（ K_p , K_i ）を電磁シャント制振機能が得られるように適切に調整した場合、通常のゲインに比べてその値が小さくなる傾向がある。このため、電流指令 I^* （ I^{**} ）の変化に対するフィードバック制御器 1 の追従性が低下するおそれがある。例えば、回転電機 80 の回転速度が速くなるように電流指令 I^* （ I^{**} ）が増加した場合（回転電機を加速させる場合）に、回転電機 80 の回転速度の上昇が遅くなり、加速性を妨げるおそれがある。フィードフォワード制御部 5 は

、フィードバック制御器 1 の後段の制御器に提供される電圧指令が、電流指令 I^* (I^{**}) の変化に対応した電圧指令となるように、フィードバック制御器 1 が出力する電圧指令 V^* を補償する。つまり、フィードフォワード制御部 5 は、仮想的な電磁シャント回路をフィードバック制御器 1 に組み込むことにより低下するフィードバック制御器 1 のゲインの低下を補完するように、電流指令 I^* (I^{**}) に基づいてフィードバック制御器 1 から出力される電圧指令 V^* を補償する。

[0057] 図 3 及び図 6 に示すように、フィードフォワード制御部 5 は、フィードフォワード電圧補償器 3 と電流指令調整器 4 とを備えている。フィードフォワード電圧補償器 3 は、制御対象のモデル（印加する電圧に対して流れる電流を規定したモデル（伝達関数“ P ”））を用いて構成されている。フィードフォワード電圧補償器 3 による補償対象は電圧であるから、流れる電流に対して印加が必要な電圧を規定する必要がある。このため、フィードフォワード電圧補償器 3 では、制御対象のモデルの逆数“ P^{-1} ”が用いられる。本実施形態では、制御対象は、「回転電機 80 の電気系モデル 8 (MG(ELE))」と、「車両用駆動装置 100 の機械系モデル 9 (MECH)」と、「非干渉電圧補償器 2P (DCPL)」とで構成されている（図 7 参照）。つまり、制御対象のモデルは、電圧指令“ V^* ”からモータの電流“ I ”までの伝達関数モデルであり、“ P^{-1} ”はその逆数である。

[0058] ここで、制御の安定性を得るためには、フィードフォワード電圧補償器 3 の伝達関数がプロパーであることが好ましい。尚、「伝達関数がプロパーであること」とは、伝達関数を分数で表した場合に、「分子の次数 $\leq$ 分母の次数」となることを言う。規範モデルは、フィードフォワード電圧補償器 3 の伝達関数“ $P^{-1}M$ ”がプロパーとなるような伝達関数“ M ”を有する制御器である。つまり、規範モデルの伝達関数“ M ”と、制御対象のモデルの伝達関数“ P ”の逆数“ P^{-1} ”との積をとることで、フィードフォワード電圧補償器 3 の伝達関数をプロパーとしている。

[0059] また、フィードフォワード電圧補償器 3 により演算される電圧と、フィー

ドバック制御器 1 により演算される電圧とのバランスを考慮すると、フィードバック制御器 1 に入力される電流指令 I^* も、規範モデルを通過したものであることが好ましい。電流指令調整器 4 は、規範モデルを有して構成され、フィードバック制御器 1 に入力される電流指令 I^* を調整している。尚、図 3、図 6 では、電流指令調整器 4 の前後の電流指令を区別するため、入力側の電流指令を “ I^{**} ” で示し、出力側（フィードバック制御器 1 の側）の電流指令を “ I^* ” で示している。

[0060] 上記においては、図 3 及び図 6 に例示したように、比例積分制御器を備えたフィードバック制御器 1 では制振制御を優先し、回転電機 80 の通常のトルク制御はフィードフォワード制御部 5 により補償する形態について説明した。しかし、このようにフィードフォワード制御部 5 を有する形態に限らず、図 13 に例示するように、制振制御用の比例積分制御器 (PI_s) を備えた制振制御用のフィードバック制御部（制振制御用フィードバック制御部 1s）と、通常のトルク制御用の比例積分制御器 (PI_t) を備えたトルク制御用のフィードバック制御部（トルク制御用フィードバック制御部 1t）と、が並列に備えられていてもよい。それぞれのフィードバック制御部（1s、1t）の入力側には、それぞれ独立したフィルタ (FLT_t, FLT_s) を介して電流指令 I^* が入力される。例えば、トルク制御用の比例積分制御器 (PI_t) の前段のトルク制御用のフィルタ (FLT_t) はローパスフィルタ、制振制御用の比例積分制御器 (PI_s) の前段のトルク制御用のフィルタ (FLT_s) はトルク制御用側のローパスフィルタ (FLT_t) よりも周波数の高いハイパスフィルタとします。尚、ローパスフィルタ、ハイパスフィルタに限らず、これらのフィルタ (FLT_t, FLT_s) はバンドパスフィルタであってもよい。

[0061] 以上説明したように、本実施形態（変形例を含む）によれば、仮想的な電磁シャント回路 7 を用いた制振制御が可能な回転電機制御装置 10 を実現することができる。即ち、外乱トルク T_n により生じる回転電機 80 の逆起電力に基づいて外乱トルク T_n を減衰させる制振トルクを出力する電圧指令 V^* を演算するように、q 軸のフィードバック制御器 1 のゲインが設定されるこ

とで、回転電機制御装置 10 に、回転電機 80 に伝達される外乱トルク T_n を低減させる制振機能を適切に組み込むことができる。尚、上記においては、図 1 に示すように、車両の車輪 W の駆動力源として車両用駆動装置 100 に用いられる永久磁石型の複数相の交流（本実施形態では 3 相交流）の回転電機 80 を制御対象とする回転電機制御装置 10 を例として説明したが、制御対象となる回転電機 80 はこれに限定されるものではない。回転電機制御装置 10 は、エアコンディショナー、発電機など、今日の産業分野において広く用いられている交流の回転電機を制御対象とすることができる。

[0062] 〔実施形態の概要〕

以下、上記において説明した回転電機制御装置（10）の概要について簡単に説明する。

[0063] 1 つの態様として、永久磁石型の交流の回転電機（80）の回転軸に伝達されるトルク振動である伝達トルク振動（ T_n ）を低減させる制振機能を備え、永久磁石が発生する磁界の方向である d 軸と前記 d 軸に直交する q 軸との d q 軸ベクトル座標系において前記回転電機（80）を駆動制御する回転電機制御装置（10）は、前記 d 軸及び前記 q 軸のそれぞれにおいて、前記回転電機（80）に対する電圧指令（ V^* ）を演算して前記回転電機（80）をフィードバック制御するフィードバック制御器（1）を備え、前記伝達トルク振動（ T_n ）により生じる前記回転電機（80）の逆起電力に基づいて前記伝達トルク振動（ T_n ）を減衰させる制振トルクを出力する前記電圧指令（ V^* ）を演算するように、前記 q 軸の前記フィードバック制御器（1）のゲインが設定されている。

[0064] 外乱による振動である伝達トルク振動（ T_n ）は回転電機（80）に逆起電力を生じさせる。本構成によれば、この逆起電力に基づいて、伝達トルク振動（ T_n ）を減衰させる制振トルクを出力する電圧指令（ V^* ）が演算されるように、q 軸のフィードバック制御器（1）のゲインが設定される。つまり、制振機能をフィードバック制御器（1）に組み込むことができる。即ち、本構成によれば、回転電機（80）を制御する回転電機制御装置（10）

に、当該回転電機（80）に伝達される伝達トルク振動（ T_n ）を低減させる制振機能を適切に組み込むことができる。

[0065] ここで、前記回転電機（80）のインダクタンス（ L_a ）と直列共振回路を形成するキャパシタンス（ C_s ）を有する仮想的な電磁シャント回路（7）のインピーダンスに基づいて、前記q軸の前記フィードバック制御器（1）のゲインが設定されていると好適である。

[0066] キャパシタンス（ C_s ）による電圧降下は、電流（ I ）の時間積分により表される。フィードバック制御器（1）には、積分器が含まれる場合が多い。従って、電圧指令（ V^* ）を演算するフィードバック制御器（1）のゲインを仮想的な電磁シャント回路（7）のインピーダンスに基づいて設定することで、仮想的な電磁シャント回路（7）をフィードバック制御器（1）に組み込むことができ、回転電機制御装置（10）に、回転電機（80）に伝達される伝達トルク振動（ T_n ）を低減させる制振機能を適切に組み込むことができる。

[0067] ここで、前記電磁シャント回路（7）は、シャント抵抗器及びシャントキャパシタの直列回路により形成され、前記シャント抵抗器の抵抗値を R_s 、前記シャントキャパシタのキャパシタンスを C_s として、比例ゲインが R_s 、積分ゲインが $1/C_s$ に基づいて設定されていると好適である。

[0068] 電磁シャント回路（7）の電圧降下（ V_s ）は、シャント抵抗における電圧降下と、シャントキャパシタによる電圧降下とにより表される。シャント抵抗による電圧降下は、シャント抵抗を流れる電流（ I ）に比例し、シャントキャパシタによる電圧降下は、電流（ I ）の時間積分により表される。フィードバック制御器（1）は、多くの場合、比例積分制御器として構成され、制御器（演算器）として比例器と積分器とを有する。従って、電圧指令（ V^* ）を演算するフィードバック制御器（1）の比例ゲイン（ K_p ）をシャント抵抗の抵抗値（ R_s ）に基づいて設定し、フィードバック制御器（1）の積分ゲイン（ K_i ）をシャントキャパシタのキャパシタンス（ C_s ）に基づいて設定することで、仮想的な電磁シャント回路（7）を適切にフィードバック

ク制御器（１）に組み込むことができる。

[0069] また、回転電機制御装置（１０）は、前記回転電機（８０）の目標トルク（ T^* ）に基づく電流指令（ I^* ）と前記回転電機（８０）からのフィードバック電流（ I ）との偏差に基づき、前記電圧指令（ V^* ）を演算する電流制御部（１２）を備え、前記電流制御部（１２）が、前記フィードバック制御器（１）を備えると好適である。

[0070] この構成によれば、回転電機（８０）に流す理想的な電流を示す電流指令（ I^* ）と、実際に回転電機（８０）に流れている電流であるフィードバック電流（ I ）との差が小さくなるように、フィードバック制御器（１）が電圧指令（ V^* ）を演算するので、適切に回転電機（８０）を制御することができる。

[0071] また、前記電流制御部（１２）は、前記電流指令（ I^* ）に基づいて前記フィードバック制御器（１）から出力される前記電圧指令（ V^* ）を補償するフィードフォワード制御部（５）を備えると好適である。

[0072] フィードバック制御器（１）のゲインを制振トルクが出力されるように設定すると、ゲインが小さくなって制御の追従性が低下する場合がある。例えば、電流指令（ I^* ）の変化が比較的大きい場合に、出力される電圧指令（ V^* ）が電流指令（ I^* ）ほどには大きく変化せず、追従性が低下する場合がある。本構成によれば、フィードフォワード制御部（５）が、電流指令（ I^* ）の変化に応じて電圧指令（ V^* ）を補償するので、フィードバック制御器（１）における追従性が低下しても、適切な電圧指令（ V^* ）を、フィードバック制御器（１）の後段の制御器に提供することができる。

[0073] ここで、前記フィードフォワード制御部（５）は、前記フィードバック制御器（１）から出力される前記電圧指令（ V^* ）に加算される補償電圧を演算するフィードフォワード電圧補償器（３）と、前記フィードバック制御器（１）に入力される前記電流指令（ I^* ）を補正する電流指令調整器（４）とを備え、前記フィードフォワード電圧補償器（３）は、前記電圧指令（ V^* ）から前記回転電機（８０）を流れる電流（ I ）までの制御系モデルの伝達関数

(P) の逆数 (P^{-1}) の伝達関数を有する制御器と、前記フィードフォワード電圧補償器 (3) の伝達関数がプロパーとなるような伝達関数 (M) を有する規範モデルとを有し、前記電流指令調整器 (4) は、前記規範モデルにより前記電流指令 (I^*) を補正すると好適である。

[0074] フィードフォワード電圧補償器 (3) は、制御対象のモデル (印加する電圧に対して流れる電流を規定したモデル、伝達関数 (P)) を用いて構成されている。但し、フィードフォワード電圧補償器 (3) による補償対象は電圧であるから、流れる電流に対して印加が必要な電圧を規定する必要がある。このため、フィードフォワード電圧補償器 (3) では、制御対象のモデルの逆数 " P^{-1} " の伝達関数を有する制御器が用いられると好適である。また、制御の安定性を得るためには、フィードフォワード電圧補償器 (3) の伝達関数がプロパーであること (伝達関数を分数で表した場合に、「分子の次数 $\leq$ 分母の次数」となること) が好ましい。従って、フィードフォワード電圧補償器 3 は、自身の伝達関数 " $P^{-1}M$ " がプロパーとなるような伝達関数 (M) を有する制御器 (規範モデル) を備えると好適である。また、フィードフォワード電圧補償器 (3) により演算される電圧と、フィードバック制御器 (1) により演算される電圧とのバランスを考慮すると、フィードバック制御器 (1) に入力される電流指令 (I^*) も、伝達関数 (M) を有する規範モデルを通過したものであることが好ましい。即ち、上記のようにフィードフォワード制御部 (5) を構成することで、安定した制御が可能な回転電機制御装置 (10) を構成することができる。

[0075] また、回転電機制御装置 (10) は、前記回転電機 (80) の目標トルク (T^*) に基づく電流指令 (I^*) と前記回転電機 (80) からのフィードバック電流 (I) との偏差に基づき、前記電圧指令 (V^*) を演算するトルク制御用フィードバック制御部 (1t) と、前記フィードバック制御器 (1) を備えた制振制御用フィードバック制御部 (1s) と、を備えると好適である。

[0076] 1つのフィードバック制御部によって、トルク制御と制振制御とを行う場

合に、フィードバック制御器（１）のゲインを制振トルクが出力されるように設定すると、ゲインが小さくなってトルク制御の追従性が低下する場合がある。本構成によれば、トルク制御用フィードバック制御部（１ｔ）と、制振制御用フィードバック制御部（１ｓ）とを独立して設けることにより、トルク制御及び制振制御の双方を満足するような適切な電圧指令（ V^* ）を後段の制御器に提供することができる。

[0077] また、回転電機制御装置（１０）は、前記回転電機（８０）の前記永久磁石とコイル（８１）との間で生じる電磁誘導による誘起電圧を低減させる非干渉化を行う非干渉電圧補償器（２）を備え、前記非干渉電圧補償器（２）は、制振対象の前記伝達トルク振動（ T_n ）の周波数（ F_n ）よりも低いカットオフ周波数（ F_c ）未満の周波数において前記非干渉化を行い、前記カットオフ周波数（ F_c ）以上の周波数において前記非干渉化を行わないようにローパスフィルタを備えると好適である。

[0078] ベクトル制御においては、回転電機（８０）の前記永久磁石とコイル（８１）との間で生じる電磁誘導による誘起電圧を低減させる非干渉化が行われる場合がある。但し、この誘起電圧には、回転電機（８０）が定常制御されてロータが回転することによって生じるものの他、制振対象の伝達トルク振動（ T_n ）によって生じるものも含まれる。このため、この誘起電圧の全てが非干渉化されてしまうと、制振対象の伝達トルク振動（ T_n ）がフィードバックされなくなり、制振機能にも影響する。制振対象の伝達トルク振動（ T_n ）による誘起電圧と、電圧指令（ V^* ）に基づく回転電機（８０）の回転に伴う誘起電圧とでは、周波数帯域が異なる。本構成によれば、非干渉電圧補償器（２）が、制振対象の伝達トルク振動（ T_n ）の周波数（ F_n ）よりも低いカットオフ周波数（ F_c ）を有するローパスフィルタを備えるので、回転電機制御装置（１０）は、適切に非干渉化を行うと共に、制振制御も行うことができる。

符号の説明

[0079] １ ：フィードバック制御器

1 s	: 制振制御用フィードバック制御部
1 t	: トルク制御用フィードバック制御部
2	: 非干渉電圧補償器
1 2	: 電流制御部
2 3	: q 軸第 2 非干渉化制御器
2 4	: ローパスフィルタ
3	: フィードフォワード電圧補償器
4	: 電流指令調整器
5	: フィードフォワード制御部
7	: 電磁シャント回路
1 0	: 回転電機制御装置
8 0	: 回転電機
8 1	: ステータコイル (コイル)
C s	: シャントキャパシタンス
F c	: カットオフ周波数
F n	: 中心周波数 (制振対象の伝達トルク振動の周波数)
I	: フィードバック電流
I *	: 電流指令
I d	: d 軸フィードバック電流 (フィードバック電流)
I q	: q 軸フィードバック電流 (フィードバック電流)
K _I	: 積分ゲイン
K _P	: 比例ゲイン
L a	: コイルインダクタンス (回転電機のインダクタンス)
M	: 規範モデル
P	: 制御対象のモデル (回転電機の電気系制御モデル)
R a	: コイル抵抗
R s	: シャント抵抗
T n	: 外乱トルク (伝達トルク振動)

T* : トルク指令 (目標トルク)

V* : 電圧指令

請求の範囲

- [請求項1] 永久磁石型の交流の回転電機の回転軸に伝達されるトルク振動である伝達トルク振動を低減させる制振機能を備え、永久磁石が発生する磁界の方向である d 軸と前記 d 軸に直交する q 軸との d q 軸ベクトル座標系において前記回転電機を駆動制御する回転電機制御装置であって、
- 前記 d 軸及び前記 q 軸のそれぞれにおいて、前記回転電機に対する電圧指令を演算して前記回転電機をフィードバック制御するフィードバック制御器を備え、
- 前記伝達トルク振動により生じる前記回転電機の逆起電力に基づいて前記伝達トルク振動を減衰させる制振トルクを出力する前記電圧指令を演算するように、前記 q 軸の前記フィードバック制御器のゲインが設定されている、回転電機制御装置。
- [請求項2] 前記回転電機のインダクタンスと直列共振回路を形成するキャパシタンスを有する仮想的な電磁シャント回路のインピーダンスに基づいて、前記 q 軸の前記フィードバック制御器のゲインが設定されている、請求項 1 に記載の回転電機制御装置。
- [請求項3] 前記電磁シャント回路は、シャント抵抗器及びシャントキャパシタの直列回路により形成され、前記シャント抵抗器の抵抗値を R_s 、前記シャントキャパシタのキャパシタンスを C_s として、比例ゲインが R_s 、積分ゲインが $1/C_s$ に基づいて設定されている、請求項 2 に記載の回転電機制御装置。
- [請求項4] 前記回転電機の目標トルクに基づく電流指令と前記回転電機からのフィードバック電流との偏差に基づき、前記電圧指令を演算する電流制御部を備え、前記電流制御部は、前記フィードバック制御器を備える、請求項 1 から 3 の何れか一項に記載の回転電機制御装置。
- [請求項5] 前記電流制御部は、前記電流指令に基づいて前記フィードバック制御器から出力される前記電圧指令を補償するフィードフォワード制御

部を備える、請求項4に記載の回転電機制御装置。

[請求項6]

前記フィードフォワード制御部は、前記フィードバック制御器から出力される前記電圧指令に加算される補償電圧を演算するフィードフォワード電圧補償器と、前記フィードバック制御器に入力される前記電流指令を補正する電流指令調整器とを備え、

前記フィードフォワード電圧補償器は、前記電圧指令から前記回転電機を流れる電流までの制御系モデルの伝達関数の逆数の伝達関数を有する制御器と、前記フィードフォワード電圧補償器の伝達関数がプロパーとなるような伝達関数を有する規範モデルとを有し、

前記電流指令調整器は、前記規範モデルにより前記電流指令を補正する、請求項5に記載の回転電機制御装置。

[請求項7]

前記回転電機の目標トルクに基づく電流指令と前記回転電機からのフィードバック電流との偏差に基づき、前記電圧指令を演算するトルク制御用フィードバック制御部と、

前記フィードバック制御器を備えた制振制御用フィードバック制御部と、を備える請求項1から3の何れか一項に記載の回転電機制御装置。

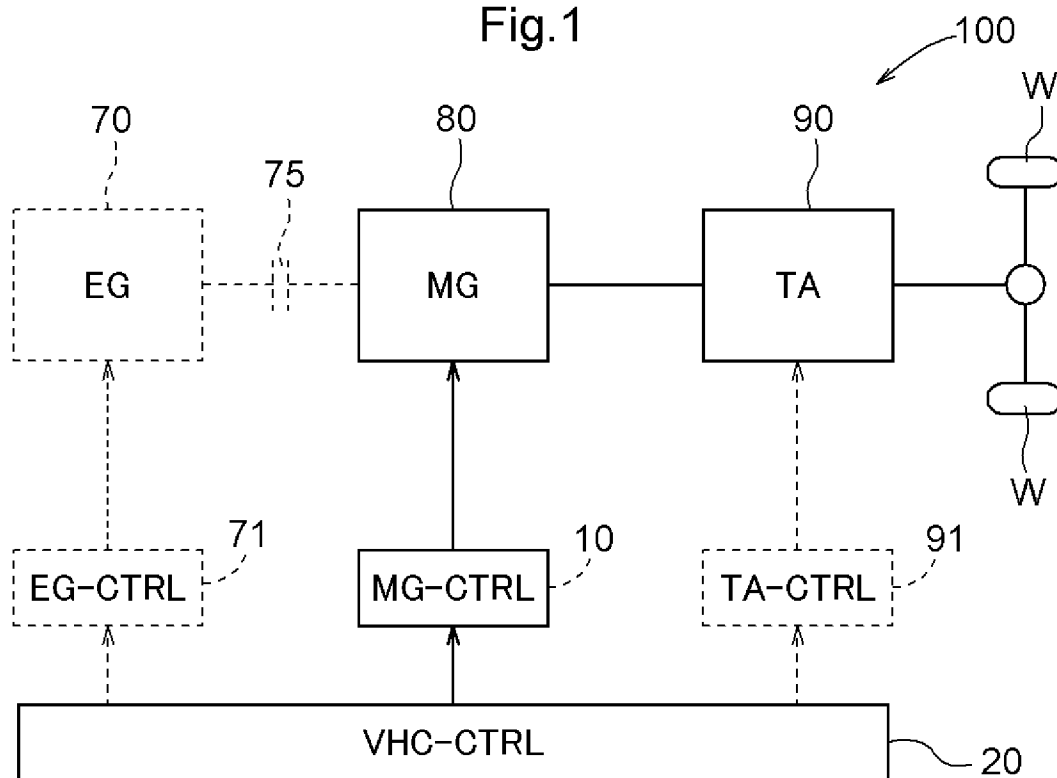
[請求項8]

前記回転電機の前記永久磁石とコイルとの間で生じる電磁誘導による誘起電圧を低減させる非干渉化を行う非干渉電圧補償器を備え、

前記非干渉電圧補償器は、制振対象の前記伝達トルク振動の周波数よりも低いカットオフ周波数未満の周波数において前記非干渉化を行い、前記カットオフ周波数以上の周波数において前記非干渉化を行わないようにローパスフィルタを備える、請求項1から7の何れか一項に記載の回転電機制御装置。

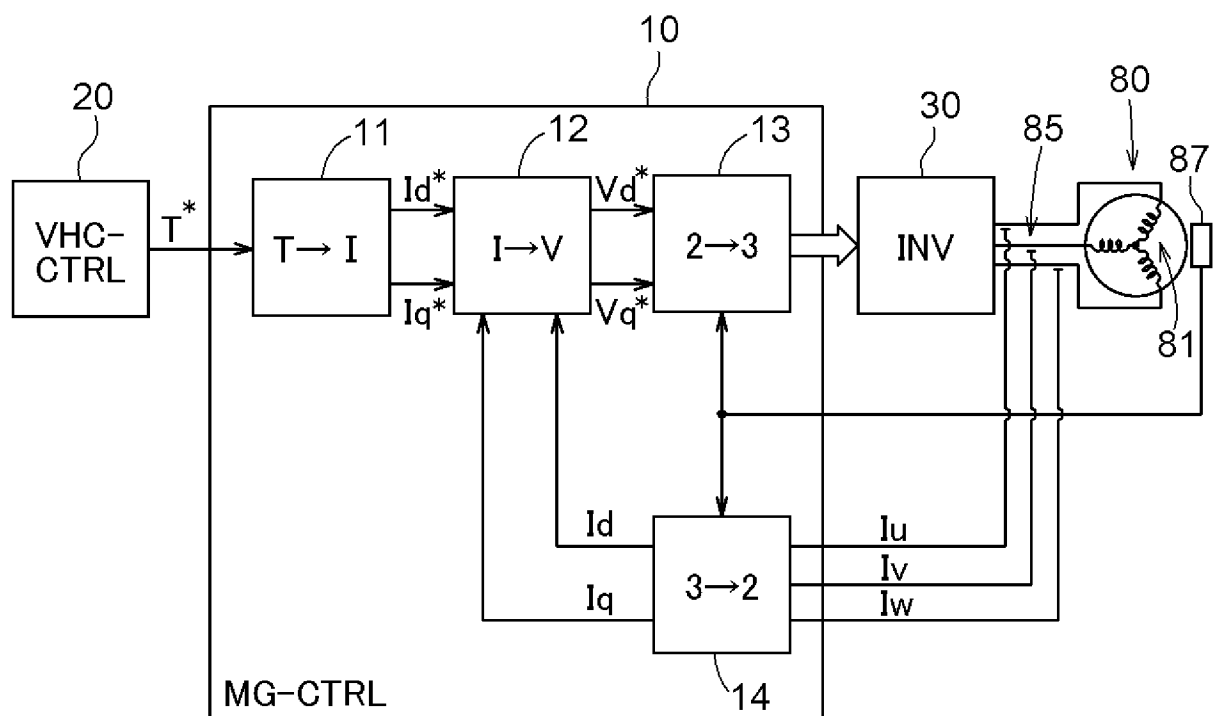
[図1]

Fig.1



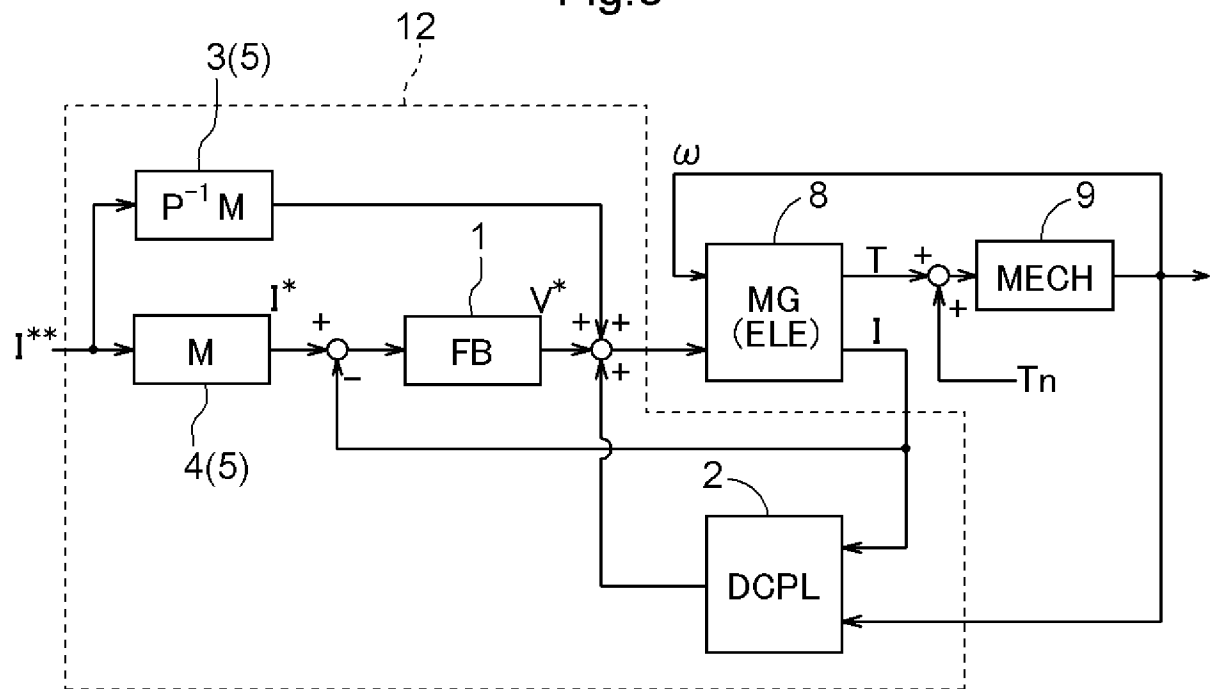
[図2]

Fig.2



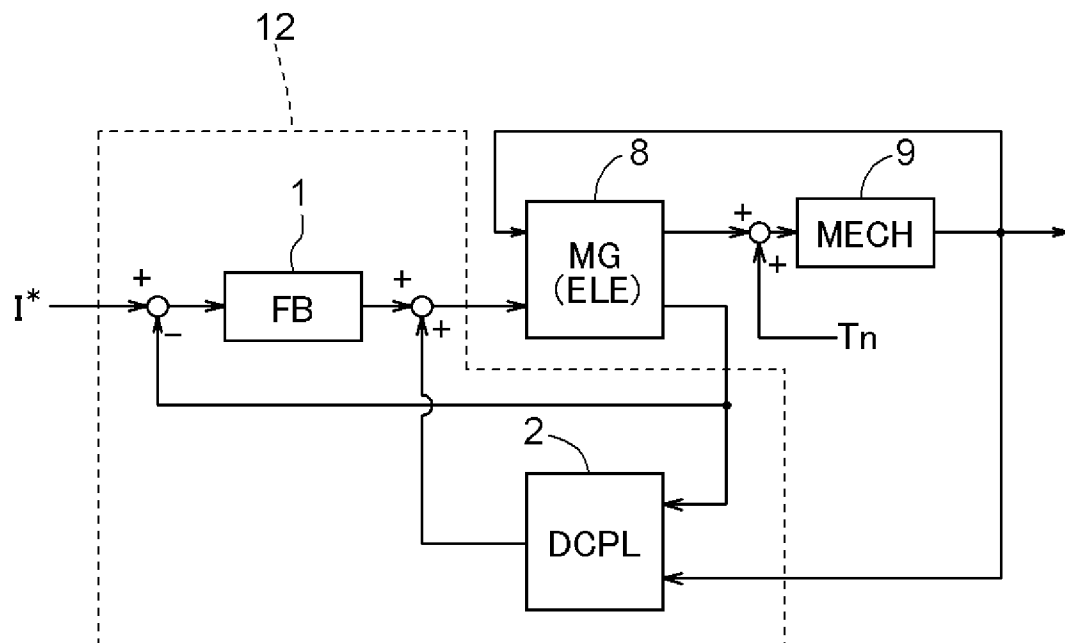
[図3]

Fig.3



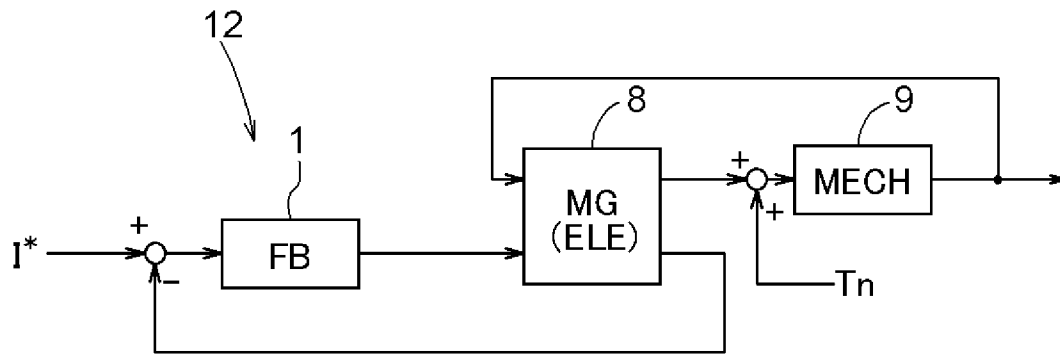
[図4]

Fig.4



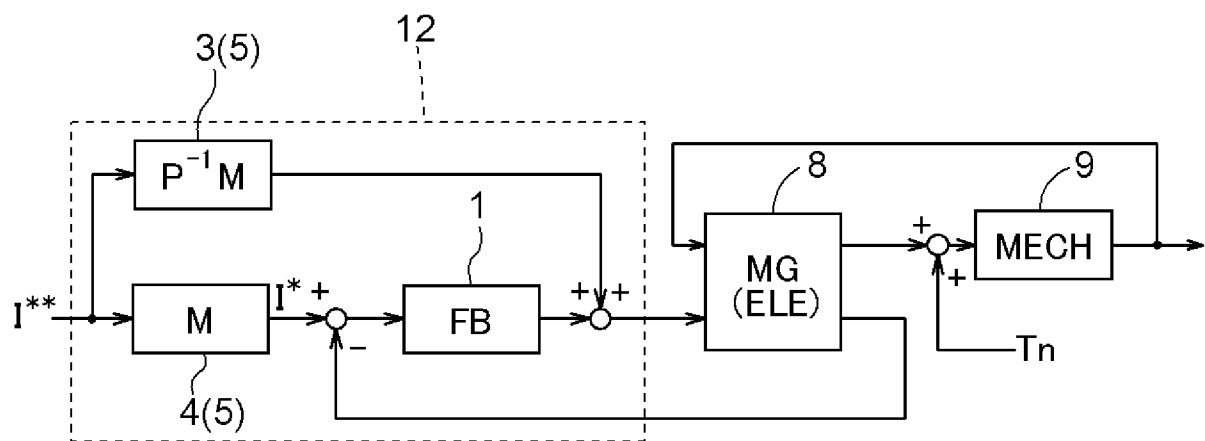
[図5]

Fig.5



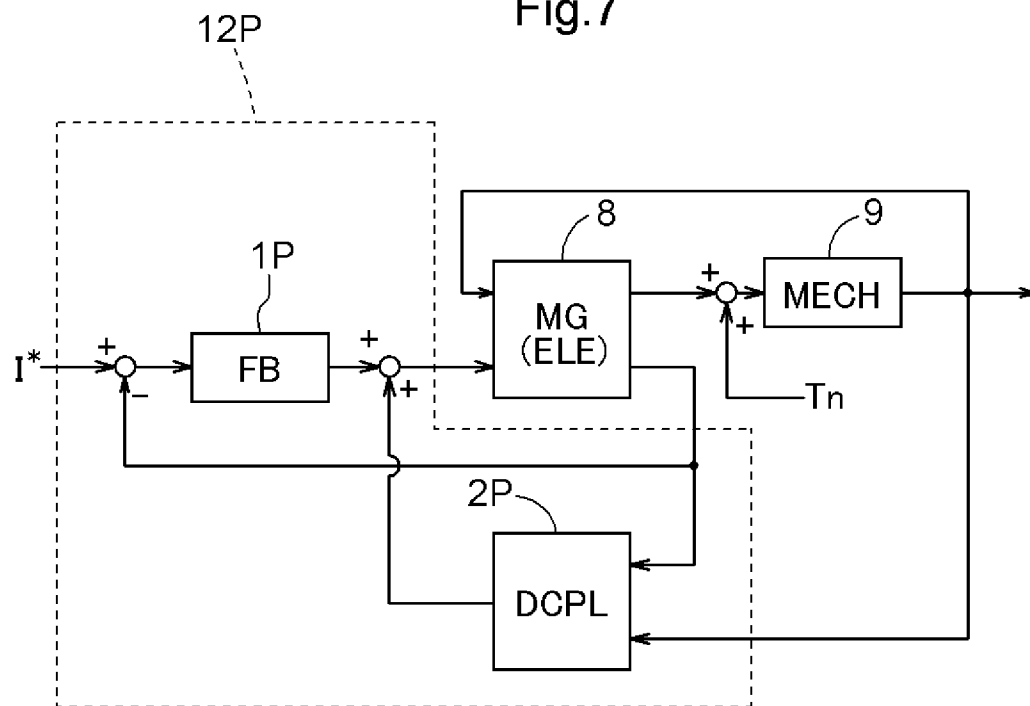
[図6]

Fig.6



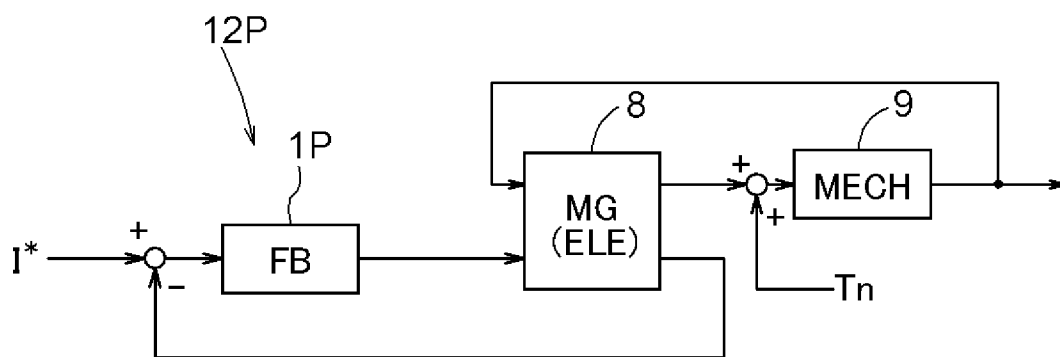
[図7]

Fig.7



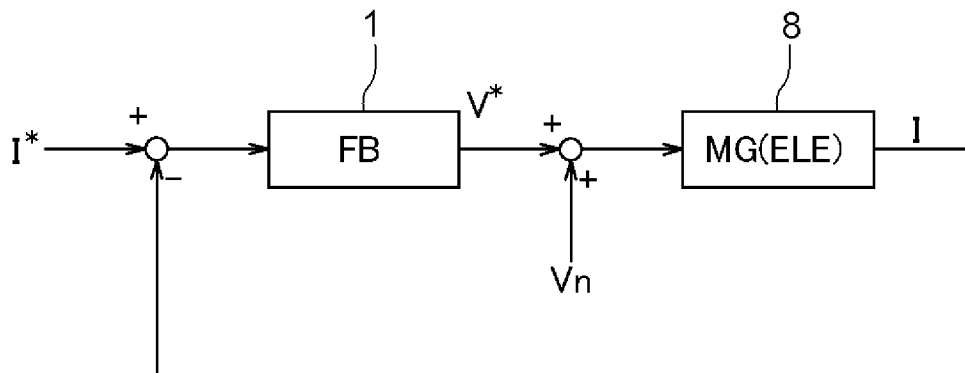
[図8]

Fig.8



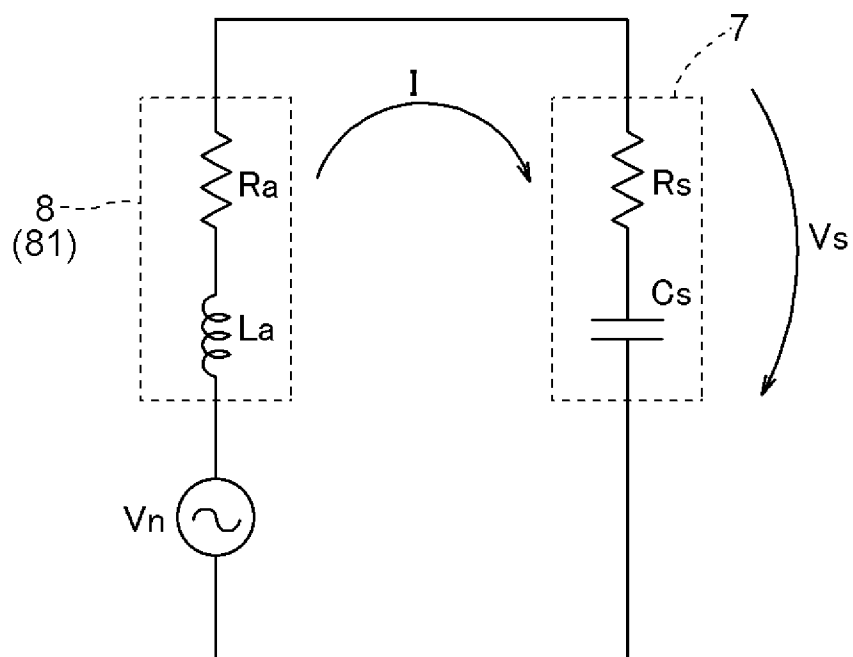
[図9]

Fig.9



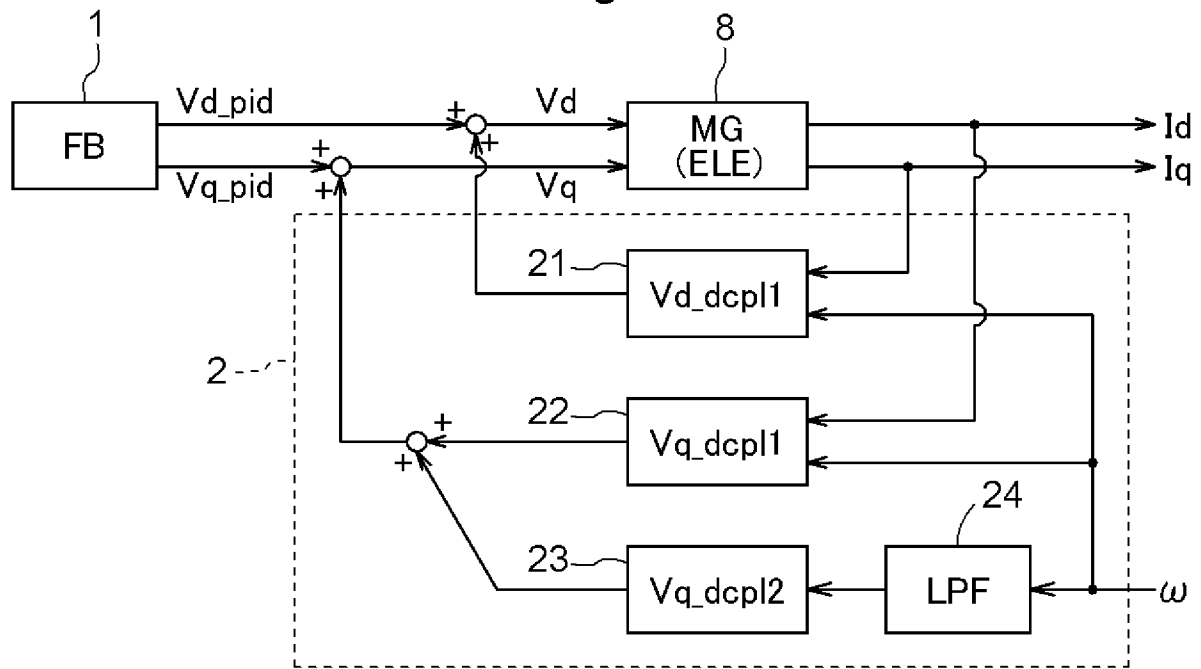
[図10]

Fig.10



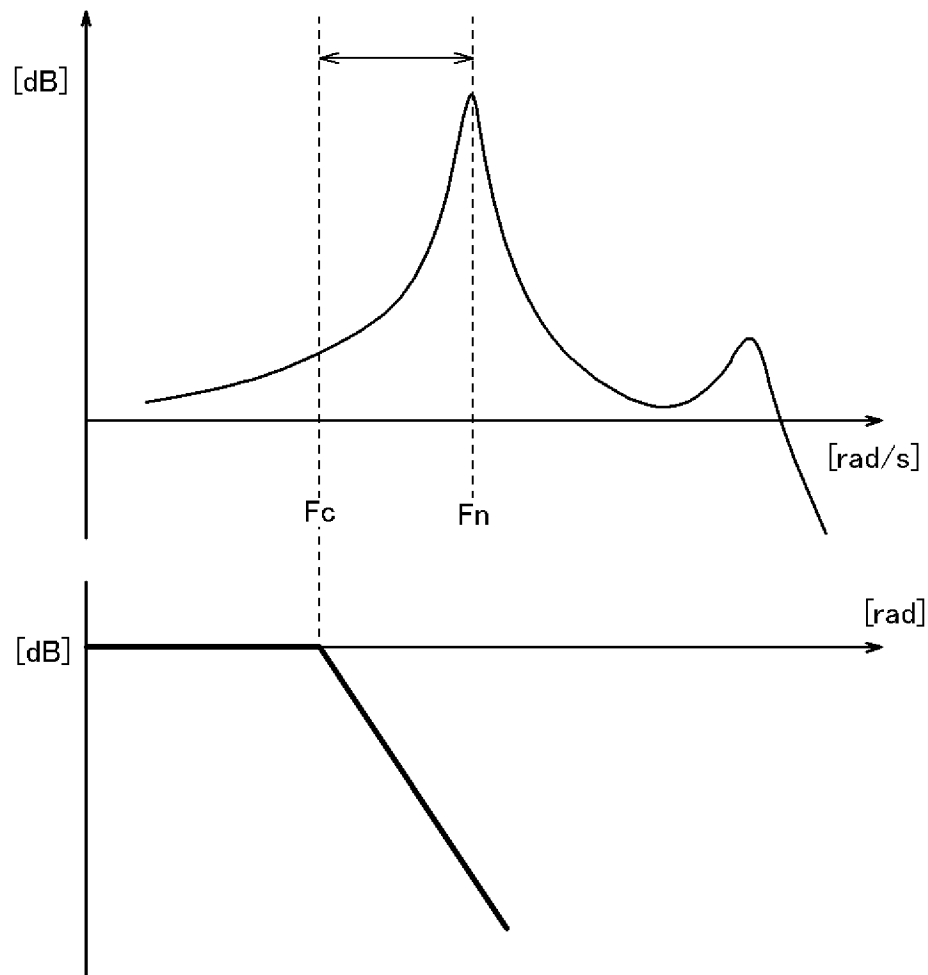
[図11]

Fig.11



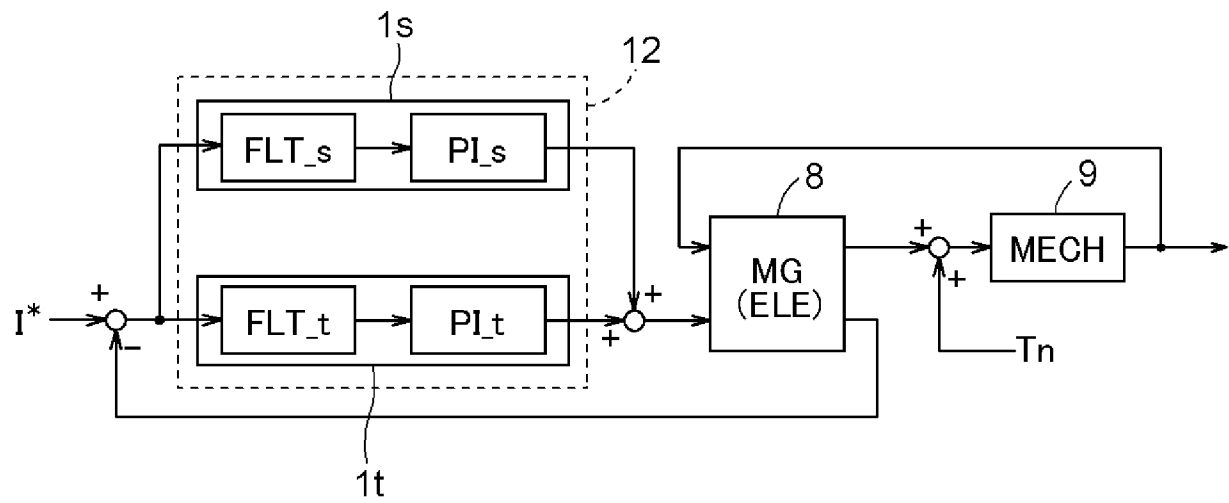
[図12]

Fig.12



[図13]

Fig.13



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2019/038284

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl. H02P21/05 (2006.01) i, H02P21/06 (2016.01) 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)

Int.Cl. H02P21/05, H02P21/06

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

Published examined utility model applications of Japan 1922-1996

Published unexamined utility model applications of Japan 1971-2019

Registered utility model specifications of Japan 1996-2019

Published registered utility model applications of Japan 1994-2019

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.
Y A	WO 2012/133220 A1 (AISIN AW CO., LTD.) 04 October 2012, claim 1, paragraphs [0025], [0041]-[0043], [0057], [0065], [0066], fig. 2 & US 2013/0307449 A1, claim 1, paragraphs [0052], [0076]-[0082], [0107], [0108], [0122]-[0130], fig. 2 & CN 103339004 A	1, 4-5, 8 2-3, 6-7



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
13.11.2019

Date of mailing of the international search report
26.11.2019

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/JP2019/038284

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	WO 2015/083213 A1 (NISSAN MOTOR CO., LTD.) 11 June 2015, claim 2, paragraphs [0004], [0022]-[0024], [0043], [0044], [0116]-[0118], fig. 10, 15, 16 & US 2016/0297303 A1, claim 2, paragraphs [0004], [0043]-[0045], [0077], [0078], [0150]-[0152], fig. 10, 15, 16 & EP 3078537 A1 & CN 105764739 A	1, 4-5, 8 2-3, 6-7
Y A	JP 63-110990 A (YASKAWA ELECTRIC MFG CO., LTD.) 16 May 1988, page 1, lower right column, line 18 to page 2, lower left column, line 13, fig. 1, 2 (Family: none)	1, 4-5, 8 2-3, 6-7
Y A	JP 2009-247168 A (JTEKT CORPORATION) 22 October 2009, paragraphs [0005], [0027], [0032], [0040], fig. 1, 2 & US 2011/0018487 A1, paragraphs [0006], [0050], [0057], [0068], [0069], fig. 1, 2 & WO 2009/122647 A1 & EP 2290804 A1 & CN 101981808 A	8 2-3, 6-7
Y A	JP 2009-106015 A (NISSAN MOTOR CO., LTD.) 14 May 2009, claims 1-2, paragraphs [0001], [0004], [0009], fig. 1, 2 (Family: none)	8 2-3, 6-7

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H02P21/05(2006.01)i, H02P21/06(2016.01)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. H02P21/05, H02P21/06

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	1971-2019年
日本国実用新案登録公報	1996-2019年
日本国登録実用新案公報	1994-2019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
Y A	W0 2012/133220 A1 (アイシン・エイ・ダブリュ株式会社) 2012. 10. 04, 請求項 1, 段落[0025], [0041]-[0043], [0057], [0065]-[0066], 図 2 & US 2013/0307449 A1, 請求項 1, 段落[0052], [0076]-[0082], [0107]-[0108], [0122]-[0130], 図 2 & CN 103339004 A	1, 4-5, 8 2-3, 6-7

☒ 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

13. 11. 2019

国際調査報告の発送日

26. 11. 2019

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）

佐藤 彰洋

3 V

3936

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
Y A	WO 2015/083213 A1 (日産自動車株式会社) 2015. 06. 11, 請求項 2, 段落[0004], [0022]-[0024], [0043]-[0044], [0116]-[0118], 図 10, 15-16 & US 2016/0297303 A1, 請求項 2, 段落[0004], [0043]-[0045], [0077]-[0078], [0150]-[0152], 図 10, 15-16 & EP 3078537 A1 & CN 105764739 A	1, 4-5, 8 2-3, 6-7
Y A	JP 63-110990 A (株式会社安川電機製作所) 1988. 05. 16, 第 1 頁右下欄第 18 行-第 2 頁左下欄第 13 行, 図 1-2 (ファミリーなし)	1, 4-5, 8 2-3, 6-7
Y A	JP 2009-247168 A (株式会社ジェイテクト) 2009. 10. 22, 段落[0005], [0027], [0032], [0040], 図 1-2 & US 2011/0018487 A1, 段落[0006], [0050], [0057], [0068]-[0069], 図 1-2 & WO 2009/122647 A1 & EP 2290804 A1 & CN 101981808 A	8 2-3, 6-7
Y A	JP 2009-106015 A (日産自動車株式会社) 2009. 05. 14, 請求項 1-2, 段落[0001], [0004], [0009], 図 1-2 (ファミリーなし)	8 2-3, 6-7