傾斜磁極磁気軸受ホイールの開発*

(第 3 報, 擾乱フィードバック制御系による低擾乱化)

齊藤光伯^{*1}, 福島一彦^{*2}, 佐藤典夫^{*3}
井澤克彦^{*4}, 橋本樹明^{*4}, 中島 厚^{*5}

Development of Magnetic Bearing Wheel (MBW) with Inclined Magnetic Poles (3rd Report, Low Disturbance Control Based on Disturbance Feedback)

Mitsunori SAITO^{*6}, Kazuhiko FUKUSHIMA, Norio SATO,
Katsuhiko IZAWA, Tatsuki HASHIMOTO and Atsushi NAKAJIMA

^{*6} Advanced Technology R & D Center, Mitsubishi Electric Corporation,
8-1-1 Tsukaguchi-Honmachi, Amagasaki-shi, Hyogo, 661-8661 Japan

A Magnetic Bearing Wheel (MBW) with inclined magnetic poles is under development. This paper deals with the low disturbance control method of MBW based on the disturbance feedback. This control method generates the rotor displacement command that converges synchronous and harmonic components included in the disturbance of MBW to zero. This control system can be stabilized by adding appropriate phase lead as a function of the rotational speed of the rotor to the rotor displacement command. Based on the stability analysis by root loci, a simple adjusting method of the phase lead parameters is proposed. Next, the effectiveness of this control method is verified by the numerical simulation and the experiment. This control system enables the disturbance of MBW to decrease to $0.1 \text{ N}_{\text{rms}}/0.045 \text{ N}_{\text{rms}}$ or less in all rotational speeds up to 6 000 rpm.

Key Words: Active Magnetic Bearing, Flywheel, Inclined Magnetic Pole, Disturbance Feedback

1. 緒 論

近年, 人工衛星に対する要求寿命の長期化に加えて, 天文観測衛星や地球観測衛星をはじめとして姿勢・指向制御要求が高精度化しつつある。人工衛星の姿勢制御アクチュエータとして磁気軸受ホイールを適用することで, 従来の玉軸受ホイールと比較してロータ軸受部の長寿命化およびホイールの低擾乱化が期待できることから, 著者らは 6 個の傾斜磁極を適用した 5 自由度能動制御型磁気軸受ホイールを開発している⁽¹⁾。

しかしながら, ロータ浮上位置を磁気軸受幾何中心に定値制御する単純な制御系だけでは, ロータ不釣合いに代表される各種擾乱発生要因の存在により, 磁気軸受ホイールはロータ回転同期成分およびその高調波成分の擾乱を発生する⁽²⁾。

これまで, 磁気軸受発生擾乱の低減を目的としたさまざまな制御方法が提案されており, Habermann ら⁽³⁾はロータ回転周波数を阻止域とする帯域消去フィルタにより, ロータ変位信号からロータ回転同期成分を除去することで, 慣性主軸回りの回転を実現している。このとき, 電磁石電流からも回転同期成分が除去されるが, 電磁石で発生する吸引力は供給電流と電磁石ギャップ長の関数であり, 後者に回転同期成分が存在する場合, 電磁石吸引力は依然としてロータ回転に同期して変動するため, 完全な擾乱低減には至らない。

上記制御方法の発展形として, 石田⁽⁴⁾はロータ変位信号から電磁石ギャップ長を推定し, 当該推定値と電磁石電流より算出される電磁石磁束密度から, ロータ回転同期成分を除去する制御方法を提案している。これは, 電磁石ギャップ長を考慮していない Habermann らの方法に比してより一層の低擾乱化が可能となるが, 一般に真の電磁石ギャップ長を正確に推定することは困難であり, 完全な低擾乱化の実現に際しては当該推定誤差が障壁となる。

また, 上記二つの制御方法は回転同期周波数域において軸受剛性を極度に低下させることと等価であり, したがってサーボ共振周波数域では, 磁気軸受制御系

* 原稿受付 2005 年 9 月 5 日。

^{*1} 正員, 三菱電機(株)先端技術総合研究所(〒661-8661 尼崎市塚口本町 8-1-1)。

^{*2} 三菱電機(株)先端技術総合研究所。

^{*3} 三菱プレシジョン(株)(〒247-8505 鎌倉市上町屋 345)。

^{*4} (独)宇宙航空研究開発機構(〒305-8505 つくば市千現 2-1-1 筑波宇宙センター)。

^{*5} 正員, (独)宇宙航空研究開発機構(〒182-0012 調布市深大寺東町 7-44-1)。

E-mail: Saito.Mitsunori@dr.MitsubishiElectric.co.jp

が不安定化するために適用できないという問題もある。

一方、ロータ不釣合いに起因するロータ回転同期の周期外乱をオブザーバにより推定し、電磁石電流あるいは軸受力の変動を零とする制御方法や、ロータ重心および慣性主軸の変位推定値に対して安定化補償器を構成する制御方法も提案されている^{(5)~(7)}。しかしながら、磁気軸受にはロータ不釣合い以外にもさまざまな擾乱発生要因があり、その発生擾乱成分にはロータ回転同期成分に加えて高調波成分も存在する。また、ラジアル方向擾乱力・モーメントの各擾乱成分にはロータと同一方向に回転する順回り成分と、逆方向に回転する逆回り成分の双方が存在して楕円形リサージュを描く場合があるが⁽²⁾、上記制御方法はロータ不釣合いに起因したロータ回転同期の順回り擾乱成分を低減するにとどまり、これも完全な擾乱低減には至らない。

本論文は、傾斜磁極磁気軸受ホイールを対象とし、その発生擾乱をフィードバックして当該信号に含まれるロータ回転同期成分およびその高調波成分を零に収束させる擾乱フィードバック制御系について論じたものであり、本制御系の適用により、あらゆる擾乱発生要因に対応して0~6 000 rpm までの全回転数域で低

擾乱化が可能となることを示す。

2. 傾斜磁極磁気軸受ホイール実験装置

傾斜磁極磁気軸受ホイールの基本構造を図1に、主要諸元を表1に示す。本ホイールでは、モータによるZ軸回り回転を除いた5自由度ロータ変位を検出するために、アキシアル方向に対して45 deg 傾斜させたセンサ検出面に120 deg 間隔で上下各3個、計6個の渦電流式変位センサを配置している。また、変位センサと同様に45 deg 傾斜させた6個の傾斜磁極電磁石を上下各3個、変位センサに対して60 deg 回転させた位置に配置することで、各6個の変位センサ、電磁石で5自由度能動制御型磁気軸受を構成している⁽¹⁾。

次に、本ホイール実験装置の概要を図2に示す。本実験装置は、6本の六対偶節リンクのそれぞれに、軸方向作用力を計測するロードセルを実装したスチュワート・プラットフォーム形擾乱計測台と、擾乱計測および磁気軸受制御を行う電気系で構成される。

本制御装置では、各6個の変位センサ出力およびロードセル出力を14 bit A/D コンバータを介してDSPに入力し、デジタル演算によって5自由度ロータ変位および3軸方向擾乱力、ラジアル2軸方向擾乱モーメントを算出している。これらの5自由度ロータ変位およびホイール発生擾乱に基づいて制御演算を実行し、13 bit D/A コンバータを介して6個の電磁石駆動用PWM パワーアンプに対して電流指令を出力することで、擾乱フィードバック制御系を含んだ磁気軸

Fig. 1 MBW with inclined magnetic poles

Table 1 Physical parameters of MBW

Rotor	Size	$\phi 274\text{mm} \times 82\text{mm}$
	Mass	7.58 kg
	Inertia	$7.70 \times 10^{-2} \text{kgm}^2$ (about spin axis) $4.24 \times 10^{-2} \text{kgm}^2$ (about radial axis)
	Angular momentum	48.4 Nms (at 6,000 rpm)
Electromagnet nominal gap		0.6 mm
Displacement sensor	Nominal gap	0.8 mm
	Resolution	0.2 μm

Fig. 2 Experiment of MBW with disturbance feedback

受制御が可能となる。なお本実験装置では、上記磁気軸受制御とモータ制御をサンプリング周波数 5 kHz で実行している。

3. 擾乱フィードバック制御系

3章では、擾乱フィードバック制御系の構成を示し、次いで本制御系の安定性と設計パラメータである進相量の調整方法について述べる。その後、数値シミュレーションによって本制御系の有効性を示す。

3.1 制御系構成 擾乱フィードバック制御系の制御系ブロック線図を図3に示す。図3において、 M : ロータ質量、 J : ラジアル軸回りのロータ主慣性モーメント、 J_p : スピン軸回りのロータ主慣性モーメント、 ω_z : ロータ回転速度、 x_g, y_g, z_g : ロータ重心 G の3自由度並進変位、 θ_{xp}, θ_{yp} : ロータ慣性主軸 P の2自由度回転変位、 f_x, f_y, f_z : ロータに作用する軸受力、 n_x, n_y : ロータに作用する軸受モーメント、 f_{dx}, f_{dy}, f_{dz} : ホイール擾乱力、 n_{dx}, n_{dy} : ホイール擾乱モーメントであり、さらにラジアル方向運動に関して

$$r_g = x_g + j \cdot y_g, \quad \varphi_p = \theta_{xp} + j \cdot \theta_{yp} \dots\dots\dots (1)$$

$$f_r = f_x + j \cdot f_y, \quad n_r = n_x + j \cdot n_y \dots\dots\dots (2)$$

(a) Radial translation (complex representation)

(b) Radial rotation (complex representation)

Fig. 3 Block diagram of disturbance feedback control

$$f_{dr} = f_{dx} + j \cdot f_{dy} = -f_r, \quad n_{dr} = n_{dx} + j \cdot n_{dy} = -n_r \dots\dots\dots (3)$$

なる複素表現を用い、各変数のラプラス変換値は対応する大文字で表している。また、 $K_p, K_d, \omega_i, \omega_d$: 磁気軸受制御系における制御パラメータ⁽¹⁾、 K_r, K_a : ニューテーション、プリセッション安定化のためのクロスフィードバックゲイン⁽⁸⁾、 ω_c : 電磁石パワーアンプの周波数特性や渦電流損等の影響を近似した一次遅れ系折点周波数であり、点線部以外が従来の磁気軸受制御系となる。

磁気軸受制御系では各種擾乱発生要因の存在により、ロータ変位推定誤差、電磁石ギャップ長推定誤差によるロータ作用力の変動に対応した強制力が、それぞれロータ変位、ロータ作用力の信号経路に重畳され、これがホイール発生擾乱の増加を招く⁽²⁾。ロータ回転数を N として、図3ではロータ変位推定誤差における mN 成分 (m : 整数) の大きさと位相角を ε_m, τ_m および χ_m, λ_m 、ロータ作用力の変動に対応した mN 成分強制力の大きさと位相角を F_{bm}, N_{bm} および χ_m, S_m で表している。

一方、図3に示した点線部が uN 成分擾乱 (u : 整数) を低減するための擾乱フィードバック制御系であり、信号経路に沿って回転座標変換器、低域フィルタ、不完全積分器および固定座標変換器の4ブロックで構成される。ここで、 $\omega_{lpf}, \omega_{dis}$: 回転座標系表現における低域フィルタ、不完全積分器カットオフ周波数、 K_f : 積分ゲイン、 α_u, β_u : 固定座標変換器における進相量、 r_{cu}, φ_{cu} : ラジアル並進、回転変位指令であり、所定の擾乱成分 ($uN, vN, \dots$ 成分) のそれぞれに対応して擾乱フィードバック制御系を構成し、各制御系から出力されるラジアル並進変位指令 $r_{cu}, r_{cv}, \dots$ 、ラジアル回転変位指令 $\varphi_{cu}, \varphi_{cv}, \dots$ の加算値を磁気軸受制御系に対して入力することで、ホイール発生擾乱の対応成分を低減することが可能となる。

本制御系における各ブロックの動作を以下に記す。

回転座標変換器 5章で示すように、傾斜磁極磁気軸受ホイールの主要発生擾乱はロータ回転同期成分 ($1N$ 成分) およびその高調波成分 ($2N, 3N, \dots$ 成分) となり、さらにラジアル方向擾乱 f_{dr}, n_{dr} はラジアル面内で楕円形サージを描く。楕円形サージは、ロータ回転と同一方向に回転する順回り成分と逆方向に回転する逆回り成分の合成として表現できることから、ラジアル方向擾乱には順回り成分 ($1N, 2N, \dots$ 成分) と逆回り成分 ($-1N, -2N, \dots$ 成分) が存在することがわかる。

回転座標変換器では、上記 $\pm 1N, \pm 2N, \dots$ 成分の

うち所定の uN 成分に対応して、ラジアル方向擾乱 f_{dr} , n_{dr} の uN 回転座標系表現 f_{dr_u} , n_{dr_u} を次式で算出する。

$$f_{dr_u} = -f_{dr} \cdot e^{-j \cdot u \omega_z t} \dots\dots\dots (4)$$

$$f_{dr_u} = n_{dr} \cdot e^{-j \cdot u \omega_z t} \dots\dots\dots (5)$$

上式における極性の違いは、図4に示すようにラジアル方向擾乱力 f_{dr} がロータ重心 G のラジアル並進変位と同一極性となるのに対し、ラジアル方向擾乱モーメント n_{dr} は、ロータ形状が円板状 ($J_p/J > 1$) であるためにロータ慣性主軸 P のラジアル回転変位と逆極性となることに対応している。

ただし、ここではロータを二分割して各部分を質点で置換えた場合に、各質点に作用する遠心力を F としており、ラジアル方向擾乱モーメント n_{dr} は当該偶力 ($F, -F$) に起因している。

低域フィルタ 回転座標変換器により、ラジアル方向擾乱の $\dots, (u-1)N, uN, (u+1)N, \dots$ 成分が、それぞれ uN 回転座標系表現の $\dots, -1N, DC, 1N, \dots$ 成分に変換されるため、カットオフ周波数 ω_{lpf} の低域フィルタで uN 回転座標系表現の DC 成分、つまり固定座標系表現の uN 成分のみを抽出する。

不完全積分器 不完全積分器では、低域フィルタ出力を積分してラジアル並進、回転変位指令の uN 回転座標系表現 r_{cur} , φ_{cur} を生成する。ただし本ブロックでは、 DC 成分においてある程度のゲインがあればホイール発生擾乱の低減が可能であることから、ここでは積分器出力の増加制限を目的としてカットオフ周波数 ω_{dis} の不完全積分を用いている。

固定座標変換器 固定座標変換器では、ラジアル並進、回転変位指令の uN 回転座標系表現 r_{cur} , φ_{cur} を、次式のとおり固定座標系表現に変換し、かつロータ回転速度 ω_z に応じて所定の進相量 $\alpha_u(\omega_z)$, $\beta_u(\omega_z)$ を重畳した信号をラジアル並進、回転変位指令 r_{cu} , φ_{cu} として磁気軸受制御系に対して出力する。

$$r_{cu} = r_{cur} \cdot e^{j \cdot \{u \omega_z t + \alpha_u(\omega_z)\}} \dots\dots\dots (6)$$

$$\varphi_{cu} = \varphi_{cur} \cdot e^{j \cdot \{u \omega_z t + \beta_u(\omega_z)\}} \dots\dots\dots (7)$$

(a) Radial translation (b) Radial rotation

Fig. 4 Relation between rotor displacement and MBW disturbance force/moment

こうして算出されたラジアル並進、回転変位指令 r_{cu} , φ_{cu} に追従するように磁気軸受制御系がロータ浮上位置を制御することにより、ロータ重心 G および慣性主軸 P のラジアル方向並進、回転変位における uN 成分が零に収束し、その結果としてラジアル擾乱力 f_{dr} , ラジアル擾乱モーメント n_{dr} の uN 成分をほぼ完全に低減することができる。

なお、アキシャル方向並進運動における制御系構成はラジアル方向並進運動 [図3(a)] と同一構成であり、回転座標変換器および固定座標変換器における演算を次式で構成することで、アキシャル方向擾乱力 f_{dz} の uN 成分が低減可能となる。

$$f_{dz_u} = -(f_{dz} + j \cdot 0) \cdot e^{-j \cdot u \omega_z t} \dots\dots\dots (8)$$

$$z_{cu} = \text{Re}[z_{cur} \cdot e^{j \cdot \{u \omega_z t + \gamma_u(\omega_z)\}}] \dots\dots\dots (9)$$

ここで、 f_{dz_u} : 回転座標変換器出力、 z_{cur} : アキシャル並進変位指令の uN 回転座標系表現 (不完全積分器出力)、 z_{cu} : アキシャル並進変位指令、 γ_u : 固定座標変換器における進相量である。

3・2 系の安定性と進相量の調整方法 本制御系における本質的な設計パラメータは、ロータ回転速度 ω_z に応じてロータ変位指令に重畳する進相量 α_u , β_u , γ_u であり、換言すればこれらの進相量を正しく設計しなければ系が不安定化する。そこで以下では、系の定式化と安定性および進相量の調整方法に関する考察を記す。

図3より、ロータのラジアル方向運動方程式は

$$Ms^2 R_g = F_r \dots\dots\dots (10)$$

$$Js^2 \Phi_p - j \cdot J_p \omega_z s \Phi_p = N_r \dots\dots\dots (11)$$

で、ラジアル方向軸受力、モーメントは

$$\begin{aligned} F_r &= -F_{dr} \\ &= W_c [-K_b(K_p W_i + s W_d)(R_g + R_e) \\ &\quad + F_e + K_b K_p W_i R_{cu}] \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} N_r &= -N_{dr} \\ &= W_c [-\{K_D(K_p W_i + s W_d) + j(K_{rs} W_d - K_a)\} \\ &\quad \times (\Phi_p + \Phi_e) + N_e + K_b K_p W_i \Phi_{cu}] \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

で与えられる。ただし、

$$W_c = \frac{\omega_c}{s + \omega_c}, W_d = \frac{\omega_d}{s + \omega_d}, W_i = \frac{s + \omega_i}{s} \dots\dots\dots (14)$$

$$R_e = \sum_m \frac{\varepsilon_m e^{j \cdot \lambda_m}}{s - j \cdot m \omega_z}, F_e = \sum_m \frac{F_{bm} e^{j \cdot \lambda_m}}{s - j \cdot m \omega_z} \dots\dots\dots (15)$$

$$\Phi_e = \sum_m \frac{\tau_m e^{j \cdot \lambda_m}}{s - j \cdot m \omega_z}, N_e = \sum_m \frac{N_{bm} e^{j \cdot \lambda_m}}{s - j \cdot m \omega_z} \dots\dots\dots (16)$$

とした。

また、擾乱フィードバック制御系の伝達関数は

$$D_t = \frac{R_{cu}}{F_r} = \frac{K_1 \omega_{dis}}{s - j \cdot u \omega_z + \omega_{dis}} \frac{\omega_{lpf}}{s - j \cdot u \omega_z + \omega_{lpf}} e^{j \alpha_u} \dots\dots\dots (17)$$

$$D_r = \frac{\Phi_{cu}}{N_r} = \frac{-K_1 \omega_{dis}}{s - j \cdot u \omega_z + \omega_{dis}} \frac{\omega_{ipf}}{s - j \cdot u \omega_z + \omega_{ipf}} e^{j \cdot \beta_u} \dots \dots \dots (18)$$

与えられ、式(10)～(13)、(17)および式(18)より、系全体の運動方程式は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} & M(1 - K_D K_F W_c W_i D_r) s^2 R_g \\ & + K_D W_c (W_a s + K_F W_i) R_g \\ & = -K_D W_c (W_a s + K_F W_i) R_e + W_c F_e \dots \dots (19) \\ & (1 + K_D K_F W_c W_i D_r) (J s^2 \Phi_p - j \cdot J_F \omega_z s \Phi_p) \\ & + W_c \{ K_D (W_a s + K_F W_i) + j (K_F W_a s - K_a) \} \Phi_p \\ & = -W_c \{ K_D (W_a s + K_F W_i) + j (K_F W_a s - K_a) \} \Phi_e \\ & + W_c N_e \dots \dots \dots (20) \end{aligned}$$

上記運動方程式より、擾乱フィードバック制御系の付加に伴う特性根の根軌跡($u = \pm 1$)は、進相量 $\alpha_u(\omega_z)$ 、 $\beta_u(\omega_z)$ をパラメータとして図5に示す特性となる。なお、当該軌跡では表1および表2に記載の数値を用いた。

Fig.5 Root loci with $\pm 1N$ disturbance feedback control

図5において、実線はラジアル方向並進運動、破線はラジアル方向回転運動の根軌跡であり、ロータ回転速度 ω_z に応じて進相量 α_u 、 β_u を正しく設計することで、6000 rpmまでの全回転数域で系の安定性を確保できることがわかる。また、系として最も減衰が得られる進相量 α_u 、 β_u の最適設計値は、特性根の虚部、つまりラジアル方向変位 r_g 、 φ_p のラジアル面内回転速度が、 uN 回転座標系の回転速度 $u\omega_z$ と等しくなるように進相量 α_u 、 β_u を設計した場合となる。

また、進相量 β_u を最適設計値とした場合、ラジ

Table 2 Control parameters of MBW

Magnetic bearing	K_p	Translation	40.0 rad/s
		Rotation	35.0 rad/s
	K_D	Translation	1.0 Ns/mm
		Rotation	5.0 Nms/rad
	ω_i		0.2 Hz
	ω_d		200 Hz
Cross feedback	ω_c		80 Hz
	K_r	$1.433 \times 10^{-2} \omega_z$ Nms/rad	
		$1.146 \omega_z$ Nm/rad	
Disturbance feedback	K_i	Translation	10.0 mm/N
		Rotation	5.0 rad/Nm
	ω_{ipf}		0.2 Hz
	ω_{dis}		1.0×10^{-4} Hz

(a) Without disturbance feedback control

(b) With disturbance feedback control ($u = \pm 1$)

Fig.6 Root loci of gyroscopic motion

ル方向回転運動におけるジャイロ運動の根軌跡は、擾乱フィードバック制御系の付加前後で図6に示す特性となり、本制御系を付加してもジャイロ運動の安定性は保たれることがわかる。

次に、進相量 α_u , β_u の最適設計方法を示す。図5に示す根軌跡より、 uN 回転座標系で観測したラジアル方向変位 r_g , φ_p は、進相量が最適設計値である場合には回転せずに直線的に零に収束し、 $|\text{進相量}| < \text{最適設計値}$ では uN 回転座標系と同一方向、 $|\text{進相量}| > \text{最適設計値}$ では uN 回転座標系と反対方向に回転する。

一般に、ロータ重心 G および慣性主軸 P のラジアル方向変位 r_g , φ_p は未知であるが、図4よりラジアル方向擾乱 f_{dr} , n_{dr} は r_g , φ_p と同一挙動を示すため、 uN 回転座標系で観測した当該擾乱の uN 成分、つまり擾乱フィードバック制御系(図3)における低域フィルタ出力の挙動を指標として、所定回転数における進相量の最適設計値を見出すことができる。

図7は、 uN 回転座標系で観測したラジアル方向 uN 成分擾乱の、擾乱フィードバック制御系動作後におけるベクトル軌跡であり、 X_u - Y_u 平面は回転座標系ラジアル平面、太線矢印は回転座標系の回転方向を示しており、ロータは反時計回りに回転している。

進相量が最適設計値ならば、図7に示すようにベクトル軌跡は回転せずに直線的に零に収束していく。それに対して $|\text{進相量}|$ を小さくしていくと、当該軌跡は uN 回転座標系と同一方向に回転しながら零に収束するようになり、さらに小さくすることで系は発散する。反対に、最適設計値に対して $|\text{進相量}|$ を大きくしていくと、当該軌跡は uN 回転座標系と反対方向に回

Fig. 7 Adjusting method of phase lead parameter

転しながら零に収束するようになり、さらに大きくすることで系は同様に発散する。

したがって、任意の回転速度 ω_z で擾乱フィードバック制御系を動作させても、 uN 回転座標系で観測したラジアル方向 uN 成分擾乱が直線的に零に収束するような進相量を回転速度 ω_z の関数 $\alpha_u(\omega_z)$, $\beta_u(\omega_z)$ として与えることで、全回転数域における系の安定化と uN 成分擾乱の低減が可能となる。

3.3 数値シミュレーション 以下では、数値シミュレーションによって擾乱フィードバック制御系の効果を確認する。

一般に、系の挙動は運動方程式(19), (20)の同次一般解(自由振動解)と非同次特解(強制振動解)の和で与えられるが、前者は時間とともに減衰してやがて消滅するため、系の定常解は強制振動解で表される。

このとき、式(15), (16)および運動方程式(19), (20)より、系にはロータ回転に同期した複数成分の強制力が作用するが、例として $+1N$ 成分強制力作用下における擾乱フィードバック制御系の付加前後でのラ

(a) Without disturbance feedback control

(b) With disturbance feedback control ($u = +1$)

Fig. 8 Steady state with $+1N$ excitation

ジアル方向並進変位 r_θ , ラジアル方向並進変位指令 r_{c1} およびラジアル方向擾乱力 f_{dr} の定常解円軌道半径を図8に示す。ただし, ここでは $\epsilon_1=5.0\ \mu\text{m}$, $F_{b1}=1.0\text{N}$ および $\alpha_1=\chi_1=0\text{deg}$ としており, その他のパラメータは表1, 2に記載の数値を用いている。

図8より, 擾乱フィードバック制御系の付加によってラジアル方向並進変位 r_θ およびラジアル方向擾乱力 f_{dr} の当該制御系に対応する回転成分(図8では+1N成分)をほぼ零に収束できることがわかる。したがって, ホイール主要擾乱成分のそれぞれに対応して擾乱フィードバック制御系を複数構成して並列接続することにより, 全回転数域におけるロータの慣性主軸回り回転と低擾乱化を実現することができる。

4. 擾乱特性評価

傾斜磁極磁気軸受ホイールの擾乱特性評価結果を図9および図10に示す。

図9は, 磁気軸受制御系のみでロータを浮上回転させた場合のホイール発生擾乱計測データから, ラジアル方向擾乱 f_{dr} , n_{dr} を回転スペクトル⁽⁹⁾に, アキシヤ

ル方向擾乱力 f_{dz} を従来のスペクトルに基づいて算出した各擾乱成分振幅実効値の三次元表示であり, 本計測結果からホイール自体の擾乱特性を以下のとおりにとめることができる。

(1) ホイール発生擾乱の主要成分は, ロータ回転同期成分およびその高調波成分である。

(2) ラジアル方向擾乱における上記主要発生擾乱は, 順回り成分と逆回り成分の双方が存在して楕円形リサージュを描く。

(3) ホイール自体の機械共振(150 Hz 近傍)において, 発生擾乱レベルが増加する。

(4) スチュワート・プラットフォーム形擾乱計測台, つまりホイール設置筐体の機械共振(45 Hz, 95 Hz 近傍)において, 発生擾乱レベルが増加する。

これに対して, 図10はラジアル方向運動において $\pm 1 \sim \pm 4\text{ N}$ 成分, アキシヤル方向並進運動において $1 \sim 4\text{ N}$, 6 N , 8 N 成分に対応した擾乱フィードバック制御系を付加した場合の擾乱特性計測結果であり, 本計測結果から擾乱フィードバック制御系の効果を以下のとおりにとめることができる。

Fig. 9 Water fall diagram of MBW disturbance without disturbance feedback control

Fig. 10 Water fall diagram of MBW disturbance with disturbance feedback control

(1) ロータ回転に同期した任意の周波数成分に対応でき、擾乱フィードバック制御系を実装した擾乱成分をほぼ完全に低減することができる。

(2) 楕円形リサージュを描くラジアル方向擾乱でも、順回り成分と逆回り成分の双方に対して擾乱フィードバック制御系を構成することで、当該擾乱をほぼ完全に低減することができる。

(3) ホイール自体およびホイール設置筐体の機械共振においても、発生擾乱を抑制することができる。

(4) あらゆる擾乱発生要因に対応し、0~6 000 rpm までの全回転数域においてホイール発生擾乱レベルを $0.1 N_{rms}$ 、 $0.045 Nm_{rms}$ 以下に低減することができる。

5. 結 論

本論文では、擾乱フィードバック制御系による傾斜磁極磁気軸受ホイールの低擾乱化について検討した。

本制御系は、ホイール発生擾乱を入力として、当該信号に含まれる所定成分を零に収束させるようなロータ変位指令を生成するものであり、当該指令に対してロータ回転速度に応じた適切な進相量を重畳することにより、全回転数域で系を安定化できることを示し、さらに安定性の検討に用いた根軌跡の挙動から、上記進相量の最適設計方法を明らかにした。

次に、数値シミュレーションおよび実験により本制御系の有効性を確認し、あらゆる擾乱発生要因に対応して0~6 000 rpm までの全回転数域で低擾乱化が可能となることを示した。

今後は、本制御系適用による低擾乱回転時の各種計測データに基づいて、擾乱発生要因の高精度補正を実施し、擾乱計測データが利用できない系での低擾乱化実現を試みる。

なお、本研究は JAXA との研究開発契約に基づいた、磁気軸受ホイール高性能化研究の一環として実施したものである。

文 献

- (1) 齊藤光伯・堀内弥・福島一彦・井上正夫, 傾斜磁極磁気軸受ホイールの開発(第1報, 磁気軸受制御系設計とセンサ・磁極面ひずみの補正), 機論, **71**-705, C (2005), 1429-1437.
- (2) 齊藤光伯・福島一彦・佐藤典夫・井澤克彦・橋本樹明・中島厚, 傾斜磁極磁気軸受ホイールの開発(第2報, 擾乱発生要因と系の挙動に関する考察), 機論投稿中.
- (3) Habermann, H., Brunet, M. and Joly, P., 磁気懸垂方式ロータに於ける同期妨害補償装置, 日本国特許庁公開特許公報, 特公昭 60-14929.
- (4) 石田精, 磁気軸受制御装置および制御方法, 日本国特許庁公開特許公報, 特開平 8-326750.
- (5) 水野毅・樋口俊郎, オブザーバによる不つり合い推定信号を利用した磁気軸受の制御について, 電気学会論文誌, **110**-8, D (1990), 917-924.
- (6) Higuchi, T., Mizuno, T. and Tsukamoto, M., Digital Control System for Magnetic Bearings with Automatic Balancing, *2nd Int. Symp. Magnetic Bearing*, (1990), 27-32.
- (7) Matsumura, F., Fujita, M. and Okawa, K., Modeling and Control of Magnetic Bearing Systems Achieving a Rotation Around the Axis of Inertia, *2nd Int. Symp. Magnetic Bearing*, (1990), 273-280.
- (8) 井上正夫, 磁気軸受ホイールの回転試験とジャイロ運動の安定性, 計測自動制御学会論文集, **23**-3 (1987), 294-300.
- (9) 日野幹雄, スペクトル解析, (1977), 254-258, 朝倉書店.