

NAL TR-1017

ISSN 0389-4010  
UDC 531.38.  
621.3.072  
621.316.761.2  
681.5.034

# 航空宇宙技術研究所報告

TECHNICAL REPORT OF NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

TR-1017

チューンドドライジャイロの非干渉制御ループの  
設計試作

新宮博公・大月正男

1989年4月

航空宇宙技術研究所  
NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

## 目 次

1. まえがき .....	2
主要な記号および用語 .....	3
2. TDG非干渉制御系の設計的考察 .....	4
2.1 TDGの運動方程式とその近似化 .....	4
2.2 伝達関数の導出 .....	6
2.3 非干渉制御方式の解析的考察 .....	8
2.3.1 DRL方式 .....	8
2.3.2 NIL方式 .....	9
2.3.3 DRL, NILの比較と方式選定 .....	9
2.4 TDGのパラメータ .....	10
2.5 RCCのパラメータ設計 .....	10
2.5.1 ループゲイン $K_f$ の決定 .....	10
2.5.2 ノッチフィルタの使用 .....	11
2.5.3 位相調整用伝達関数 $R(s)$ の決定 .....	12
2.6 各パラメータ要素の試作 .....	13
2.7 相互干渉効果の定量評価 .....	13
2.8 非干渉制御回路の試作 .....	15
2.9 2軸角加速度計測への応用 .....	16
3. 非干渉制御系の解析的評価 .....	17
3.1 入出力伝達関数の一般化 .....	17
3.2 解析結果 .....	18
3.3 解析結果の考察 .....	19
4. 非干渉制御実験 .....	19
4.1 実験方法 .....	19
4.2 電気入力, 機械入力印加時の伝達関数の変換手法 .....	21
4.3 実験結果 .....	23
4.4 FRA出力処理の手順 .....	24
4.5 非干渉制御の実験的評価 .....	26
5. 考 察 .....	26
6. あとがき .....	28
参考文献 .....	28
付録 構成回路要素とその特性 .....	29
付録1 2次遅れ補償回路 .....	29
付録2 ノッチフィルタ .....	30
付録3 NIL位相調整回路 .....	31

# チューンドドライジャイロの非干渉制御ループの 設計試作\*

新 宮 博 公\*\* 大 月 正 男\*\*

## Design and Testing of a Noninteracting Control Loop for the Dynamically Tuned Dry Gyro

By

H. Shingu and M. Otsuki

### Abstract

This paper reports on a method of reducing the interaction effect between the input and output peculiar to the Dynamically Tuned Dry Gyro(TDG), and the possibility of measuring angular accelerations about two axes, through improvements of the Rebalance Control Circuit(RCC) installed on the TDG.

First, the design procedure and manufacture of the improved RCC which is necessary for noninteracting control are shown. Then, transfer functions of the TDG are derived, taking into consideration the manufacturing accuracy of the RCC, and each element of the RCC is examined analytically to see how relationships between inputs and outputs, and the reduction of interaction effect, are affected by its accuracy. Next, the frequency characteristics of direct and cross transfer functions are measured experimentally by applying electrical inputs to the TDG, and their characteristics are transformed into values equivalent to those for applied mechanical inputs. It has become evident after these experiments that the gain characteristics in cross transfer function, which correspond to the degree of reduction of the interaction effect, can be decreased remarkably without influencing the frequency characteristics of the direct transfer function, which prescribe the system performance of the TDG. Third, it is clarified that measurement of two-axis angular accelerations is realizable by scaling the outputs of the subtorquers which are newly introduced for noninteracting control. Finally, it is concluded from the analyses and experiments performed in this study that a fundamental concept of design and manufacture of the hardware of a noninteracting control system necessary for the development of future TDG's with excellent performance has been established.

---

\*平成元年1月27日 受付

\*\*制御部

## 1. まえがき

ロケット、航空機、人工衛星、スペースクラフト等飛行体の航法、誘導、制御にチューンドドライジャイロ(以下、TDG)をストラップダウン方式で用いるときには角速度検出が必要となるので、原理的に2自由度の変位ジャイロであるTDG<sup>1),2)</sup>は、リバランス制御回路(以下、RCC)を付して2自由度の角速度検出用センサとして用いられている<sup>2),3)</sup>。この検出系<sup>3)</sup>は、2入力2出力の2次元結合系<sup>4)</sup>となるために相互干渉効果(以下、干渉効果)<sup>3),5)</sup>が発生する。TDGにおける干渉効果とは、二つの入力が互いに他方の出力に影響して、二つの検出軸に関する角速度出力の独立性が保てない現象であり、入力周波数の増大とともに大きくなる<sup>3)</sup>。それ故、動的挙動変化が比較的速いミッションにTDGを用いるときには干渉効果の影響がより大きく現われる。将来、多様なミッションにTDGが高精度センサとして適用できるようにするためには、干渉効果を除去して、2入力2出力の複合系<sup>4)</sup>を構成すること、すなわち非干渉制御が必要となる。

通常のTDGの用法(リバランス制御方式)では、スピンの軸に垂直で互いに直交する2軸(X, Y)まわりの、ロータの対ケース相対角変位 $\theta_x, \theta_y$ をSG(Signal Generator)で電圧 $V_{sgx}, V_{sgy}$ として検出し、これをRCCで増幅、位相調整した後( $V_{py}, V_{px}$ )、電流 $I_{tgy}, I_{tgx}$ に変換し、Y, X軸まわりにトルクを発生する2個のトルカ(以下、主トルカ; TG = Torque Generator)にトルカ電流として与えることによりフィードバック制御系が構成される。この場合、 $I_{tgy}, I_{tgx}$ がそれぞれ入力角速度 $\dot{\phi}_x, \dot{\phi}_y$ に比例した量となるが、干渉効果のため、 $I_{tgy}$ が $\dot{\phi}_y$ に、 $I_{tgx}$ が $\dot{\phi}_x$ に若干依存する<sup>3)</sup>。 $I_{tgy}, I_{tgx}$ をそれぞれ $\dot{\phi}_x, \dot{\phi}_y$ のみに比例した量とすることが非干渉制御の基本であるが、この方式については2通りが考えられる。一方は、DRL(Direct Axis Compensation Rebalance Loop)<sup>2),3)</sup>を用いて $\theta_x, \theta_y$ を上記RCC(主ループ)とは別途増幅、位相調整した電圧(DRL出力)を $V_{py}, V_{px}$ に加算する方式(以下、DRL方式)である。このDRL方式では、DRL出力が干渉量に比例した量となるので、 $V_{py}, V_{px}$ はそれぞれ

非干渉化された出力となる。もう一方は、上記2個のトルカ以外にもう2個のトルカ(以下、副トルカ; ST=Subtorquer)をX, Y軸まわりに新たに装着し、DRL方式と同様に $V_{sgx}, V_{sgy}$ を別途増幅、位相調整した後、副トルカ電流 $I'_{tgx}, I'_{tgy}$ に変換し、X, Y軸まわりのトルクをSTでも発生させる方式であり、干渉量とST発生トルクとをリバランスさせることにより、すなわち、干渉量をSTで打消すことにより主トルカ電流が非干渉化された出力となる<sup>3)</sup>。以下、復調されたSG出力( $V_{dx}, V_{dy}$ )からSTに至る増幅、位相調整、電流変換回路の部分を利用(Noninteracting Control Loop)とし、NILを用いた非干渉制御方式をNIL方式<sup>3)</sup>とする。従来のTDGの用法(リバランス制御方式)に比較して、 $\theta_x, \theta_y$ に比例(含位相調整)したトルクを新たにX, Y軸まわりに加算する点においては、DRL方式とNIL方式とは等価である。しかし、NIL方式では主、副トルカ系の感度のみが $\dot{\phi}_x, \dot{\phi}_y$ の計測精度に影響するのに対し、DRL方式では、それに加えて、電流変換器、電圧加算器のゲインにも影響されるので、本研究では搭載型として設計上考慮すべき要素をできるだけ少なくすることを基本にNIL方式で非干渉制御に関する実験的研究を進めた。

本研究では、NIL方式の解析的考察<sup>3)</sup>に基づいて非干渉制御に必要なRCCのハードウェアを製作し、これを国産TDGに適用して非干渉制御実験を行ない、干渉補正に関する解析的考察<sup>3)</sup>の妥当性を実験的に明らかにした。まず、NILを施さない通常のTDGの用法において、自己伝達関数の周波数特性50Hz、最大入力50°/s等を考慮して制御ループ(RCCの各要素)を設計試作し、つぎに、その設計仕様を参照しつつ干渉効果が最小となるようなNILの各要素を設計試作した。そして、それらのループをTDGに付して、電気入力(外部電圧)印加による非干渉制御実験を行なった。NIL=OFF, ONにおけるTDG入出力間の伝達関数の周波数特性を実験的に求めるとともに、試作パラメータの設計値との違いを考慮した入出力制御特性の解析的考察も行ない、NIL方式による非干渉制御<sup>3)</sup>の有用性をハードウェア構成の観点から評価した。これと併行して、NIL=ON時においては副トルカ電流によって入力角加速度( $\ddot{\phi}_x,$

$\ddot{\phi}_Y$ ) が計測可能になることを解析的に明らかにし、実験的にも考察した。その結果、角速度計測、角加速度計測いずれにおいても、NIL=OFF, ON時の自己伝達関数、NIL=OFF時の相互伝達関数は、RCCの試作精度、周波数特性の計測精度の影響をほとんど受けないが、干渉補正となるNIL=ON時の相互伝達関数のゲインは微量であるためにそれら両精度の影響を受けることがわかった。しかしながら、入力周波数の増大とともに干渉量が増大<sup>3)</sup>すれば、それだけ干渉補正の効率が顕著に現われることもわかり、解析結果<sup>3)</sup>の有用性の実験的証明とならんで、RCC設計試作上の問題点、入出力特性の計測精度の問題点をも明らかにし、今後のTDGの高精度・高性能化に必要な非干渉制御用RCCのハードウェア製作上の基本概念を確立することができた。

主要な記号および用語

- $A, B, C$  : ロータの  $x', y', z'$  軸まわりの慣性モーメント [ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ]
- $A_n, B_n, C_n$  : ジンバル  $G_n$  の  $x_n, y_n, z_n$  軸まわりの慣性モーメント [ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ]
- $D_{x_n}, D_{y_n}, D$  :  $G_n$  のフレクシャヒンジの  $x_n, y_n$  軸まわりのダンピング係数(本稿では  $D_{x_n} = D_{y_n} = D$  を仮定) [ $\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$ ]
- $D_R$  : スピン軸に垂直な軸まわりのロータ、ケース間のダンピング係数 [ $\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$ ]
- $E_X, E_Y$  : ロータに作用する  $X, Y$  軸まわりの誤差トルク [ $\text{N}\cdot\text{m}$ ]
- $f_{N_0}$  : チューニング周波数 ( $=N_0/2\pi$ ) [ $\text{Hz}$ ]
- $f_N$  : ロータのスピンの回転数 [ $\text{Hz}$ ]
- $f$  : 正弦波入力周波数 [ $\text{Hz}$ ]
- $G_n$  :  $n$  番目のジンバル
- $H_0$  : 角運動量  $\{=(C+\Sigma(A_n-B_n+C_n)/2)N\}$  [ $\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$ ]
- $H_1$  : 角運動量  $\{=(C+\Sigma A_n)N\}$  [ $\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$ ]
- $I_{tgX}, I_{tgY}$  : 主トルカ電流 [ $\text{mA}$ ]
- $I'_{tgX}, I'_{tgY}$  : 副トルカ電流 [ $\text{mA}$ ]
- $K_{sg}$  : 信号発生器 (SG) の感度 [ $\text{Vrms/deg}$ ]
- $K_d$  : 復調増幅器 (DA) のゲイン [ $\text{V/Vrms}$ ]
- $K_v, K'_v$  : 電圧増幅器 (VA) のゲイン
- $K_a, K'_a$  : 電流変換器 (CT) のゲイン [ $\text{mA/V}$ ]

- $K_{tg}$  : 主トルカの感度 [ $\text{N}\cdot\text{m}/\text{mA}$ ]
- $K'_{tg}$  : 副トルカの感度 [ $\text{N}\cdot\text{m}/\text{mA}$ ]
- $K_f$  : 主トルカループのフィードバックゲイン ( $=K_{sg} K_d K_v K_a K'_{tg}$ ) [ $\text{N}\cdot\text{m}/\text{rad}$ ]
- $K'_f$  : 副トルカループのフィードバックゲイン ( $=K_{sg} K_d K'_v K'_a K'_{tg}$ ) [ $\text{N}\cdot\text{m}/\text{rad}$ ]
- $K_{x_n}, K_{y_n}$  : フレクシャヒンジの  $x_n, y_n$  軸まわりの振り剛性 [ $\text{N}\cdot\text{m}/\text{rad}$ ]
- $K_{TG}$  : 主トルカのスケールファクタ ( $=K_{tg}/H_0$ ) [ $^\circ/\text{s}/\text{mA}$ ]
- $L_R$  : 正弦波入力時の  $W_X, W_Y$  の振幅比
- $M_X, M_Y$  : 主トルカがロータに与える  $X, Y$  軸まわりのトルク [ $\text{N}\cdot\text{m}$ ]
- $M'_X, M'_Y$  : 副トルカがロータに与える  $X, Y$  軸まわりのトルク [ $\text{N}\cdot\text{m}$ ]
- $N_0$  : チューニング角周波数 [ $\text{rad/s}$ ]
- $N$  : ロータのスピン角周波数 [ $\text{rad/s}$ ]
- $n$  : ジンバル個数
- $O_v$  : オーバシュート [%]
- $S$  : ラプラス演算子
- $T_D$  : ロータ、ケース間のドラッグトルク [ $\text{N}\cdot\text{m}/\text{rad}$ ]
- $V_{sgX}, V_{sgY}$  : SG 出力電圧 [ $\text{Vrms}$ ]
- $V_{dX}, V_{dY}$  : DA 出力電圧 [ $\text{V}$ ]
- $V_{sX}, V_{sY}$  : 電気入力 [ $\text{Vrms}$ ]
- $W_X, W_Y$  : TDG の出力 (角速度) [ $^\circ/\text{s}$ ]
- $\Delta W_X, \Delta W_Y$  : 干渉効果による出力成分 [ $^\circ/\text{s}$ ]
- $W'_X, W'_Y$  : TDG の角加速度出力 [ $^\circ/\text{s}^2$ ]
- $W_{RX}, W_{RY}$  :  $I_{tgX}, I_{tgY}$  の読取抵抗での測定値 [ $\text{mV}$ ]
- $W'_{RX}, W'_{RY}$  :  $I'_{tgX}, I'_{tgY}$  の読取抵抗での測定値 [ $\text{mV}$ ]
- $x, y, z$  : シャフト固定軸 ( $z$ ; シャフトスピン軸)
- $x_n, y_n, z_n$  :  $G_n$  固定軸 ( $x_n, y_n$ ; ヒンジ軸)
- $x', y', z'$  : ロータ固定軸
- $X, Y, Z$  : ケース固定軸 ( $Z=z$ )
- $\alpha_n$  : ジンバルの  $x_1, x_n$  軸間角距離 [ $\text{mrad}$ ]
- $\theta_x, \theta_y$  : ロータの  $x_1, y_1$  軸まわりの対シャフト相対角変位 [ $\text{rad}$ ]
- $\theta_X, \theta_Y$  : ロータの  $X, Y$  軸まわりの対シャフト相対角変位 [ $\text{rad}$ ]

ト相対角変位 [rad]

$\dot{\phi}_x, \dot{\phi}_y$  : ケースの対慣性空間角速度 [°/s]

$\phi_x, \phi_y$  : ロータの対慣性空間角変位 [rad]

$\omega_x, \omega_y, \omega_z$  : シャフトの  $x, y, z$  軸まわりの対慣性空間角速度 [°/s]

以下、各記号において接尾辞が  $\dot{\phi}_{xy}$  のように付されているときには複素変数表示 ( $\dot{\phi}_{xy} = \dot{\phi}_x + j \dot{\phi}_y$ ) を意味し、 $\dot{\phi}_{(xy)}$  のような表現は、“ $\dot{\phi}_x$  および  $\dot{\phi}_y$ ” を意味するものとする。

略 語

TDG = Tuned Dry Gyro

FRIG = Floated Rate Integrating Gyro

FRA = Frequency Response Analyzer

RCC = Rebalance Control Circuit

SG = Signal Generator

TG = Torque Generator

ST = Subtorquer

DA = Demodulator Amplifier

VA = Voltage Amplifier

CT = Current Transformer

DRL = Direct-Axis Compensation Rebalance Loop

NIL = Noninteracting Control Loop

RMS = Root Mean Square

式の合成

$$D_q = D_R + nD$$

$$H = (H_0 + H_1) / 2$$

$$I = (A + B + \Sigma A_n) / 2$$

$$\Delta I = (A - B + \Sigma A_n \cos 2\alpha_n) / 2$$

$$I_q = \Sigma (C_n - B_n) \sin 2\alpha_n / 2$$

$$I_s = \{-A - B + \Sigma (C_n - B_n)\} / 2$$

$$\Delta I_s = \{A - B + \Sigma (C_n - B_n) \cos 2\alpha_n\} / 2$$

$$J = \Sigma (A_n + B_n - C_n) / 2$$

$$K = \Sigma (K_{x_n} + K_{y_n}) / 2$$

$$K_{AT} = K_a K_{TC}$$

$$K_N = K - N^2 J$$

$$K_p = N^2 \Sigma (C_n - B_n) \sin 2\alpha_n / 2 + \Sigma (K_{x_n} - K_{y_n}) \sin 2\alpha_n / 2$$

$$\Delta K = \Sigma (K_{x_n} - K_{y_n}) \cos 2\alpha_n / 2$$

$$T_q = T_D + nND$$

## 2. TDG非干渉制御系の設計的考察

### 2.1 TDGの運動方程式とその近似化

TDGの一般的な構成モデルとしては、図1に示されるように、任意の  $n$  個のジンバル ( $G_1, G_2, \dots, G_n$ ) とシャフト、ロータがヒンジ (Flexure hinge) によって連結されたモデルが考えられる<sup>1),2)</sup> ので、本節ではその挙動に関する運動方程式<sup>1)-3)</sup> を示すとともに、RCCの設計に役立つような式の近似化を行なう。

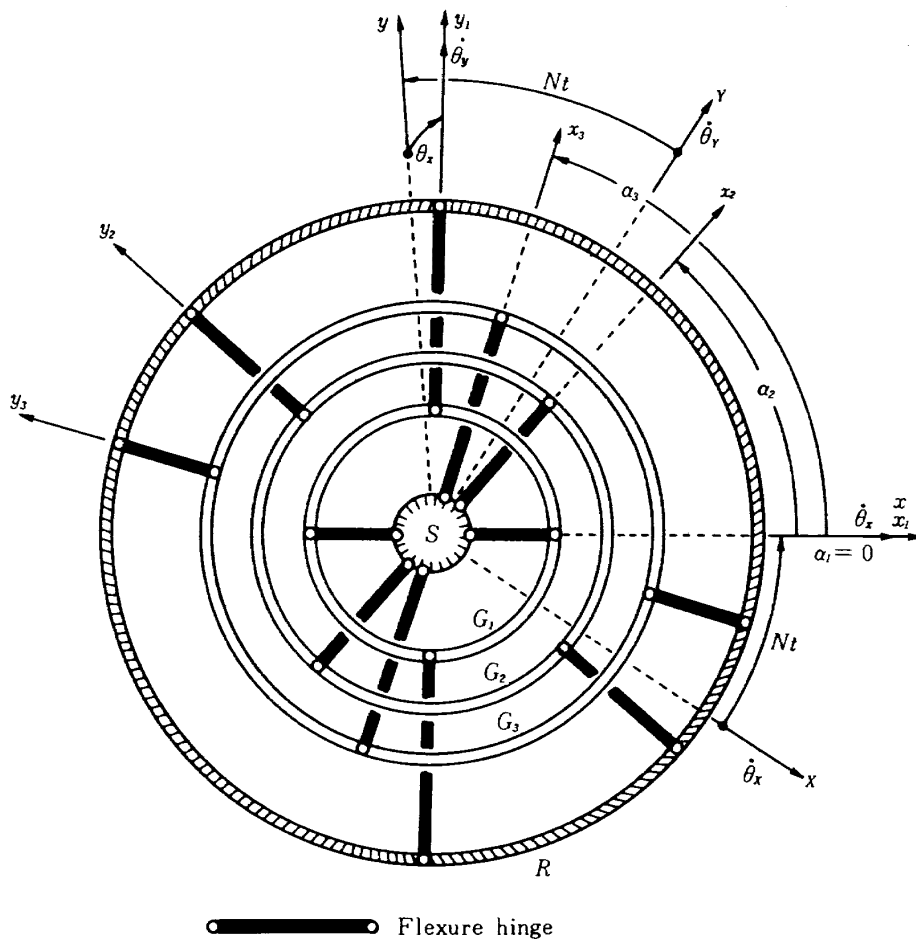
図1においてジンバル固定軸  $x_1, y_1, x_2, y_2, \dots$  はそれぞれヒンジ軸であり、シャフト固定軸  $x, y$  より  $\alpha_1, \alpha_2, \dots$  だけ  $z$  軸 (=  $Z$  軸) まわりに角変位している。ロータは、シャフト、ジンバルとともに  $z$  (=  $Z$ ) 軸まわりにスピン角周波数  $N$  で高速回転しているが、ロータはシャフトに対し図2に示されるような角変位をする。すなわち、シャフトはケースに対して  $Z$  軸まわりに  $Nt$  だけ角変位するのみであるが、ロータはその角変位に加えて、 $x$  (=  $x_1$ ) 軸まわりに  $\theta_x$  だけ、 $y_1$  (=  $y'$ ) 軸まわりに  $\theta_y$  だけ相対角変位をする。TDGの運動方程式を導く過程では、 $\theta_{(xy)}$  を独立変数として解析を進める方が便利 (式の取扱いが複雑にならない) であるが、 $\theta_{(xy)}$  の値を求める時の計測軸 ( $x_1, y_1$  軸) は時間とともに角周波数  $N$  で回転するので、解析後に式を整理する段階で、計測が容易なケース固定軸 ( $X, Y$  軸) まわりの角変位  $\theta_{(XY)}$  (変換式、 $\theta_{XY} = \theta_{xy} e^{jNt}$ ) によって式を表わしている<sup>1),2)</sup>。TDGの性能、使用条件を (i)  $\dot{\theta}_x, \dot{\theta}_y < N$ , (ii)  $\dot{\phi}_x, \dot{\phi}_y \ll N$ , (iii)  $\sin \theta_i = \theta_i, \cos \theta_i = 1$  ( $\theta_i \ll 1, i = x, y$ ), (iv)  $\Delta \alpha = \theta_x \cos \alpha_n + \theta_y \sin \alpha_n, \Delta \beta = -\theta_x \sin \alpha_n + \theta_y \cos \alpha_n$  と仮定することにより、TDGの一般的な運動方程式を導けば、

$$\begin{aligned} I \ddot{\theta}_X + D_q \dot{\theta}_X + K_N \theta_X + H_1 \dot{\theta}_Y + T_q \theta_Y \\ = -I \ddot{\phi}_X - H_0 \dot{\phi}_Y + M_X + E_X - q_X \cos 2Nt \\ - q_Y \sin 2Nt \end{aligned} \quad (2.1)$$

$$\begin{aligned} I \ddot{\theta}_Y + D_q \dot{\theta}_Y + K_N \theta_Y - H_1 \dot{\theta}_X - T_q \theta_X \\ = -I \ddot{\phi}_Y + H_0 \dot{\phi}_X + M_Y + E_Y + q_Y \cos 2Nt \\ - q_X \sin 2Nt \end{aligned} \quad (2.2)$$

となる<sup>1),2)</sup>。ここで  $q_X, q_Y$  は

$$\begin{aligned} q_X = \Delta I \ddot{\theta}_X - 2I_R N \dot{\theta}_X - \{(\Delta I - \Delta I_s) N^2 - \Delta K\} \theta_X \\ + I_R \ddot{\theta}_Y + 2\Delta I N \dot{\theta}_Y - (N^2 I_R - K_p) \theta_Y \\ + \Delta I \ddot{\phi}_X - (I_q + I_R) N \dot{\phi}_X + I_R \dot{\phi}_Y + (\Delta I + \Delta I_s) N \dot{\phi}_Y \end{aligned} \quad (2.3)$$



● Flexure hinge  
 S...シャフト, G<sub>n</sub> (n=1,2,...)nth ジンバル  
 R...ロータ

図1 TDGのジンバルの配置モデル

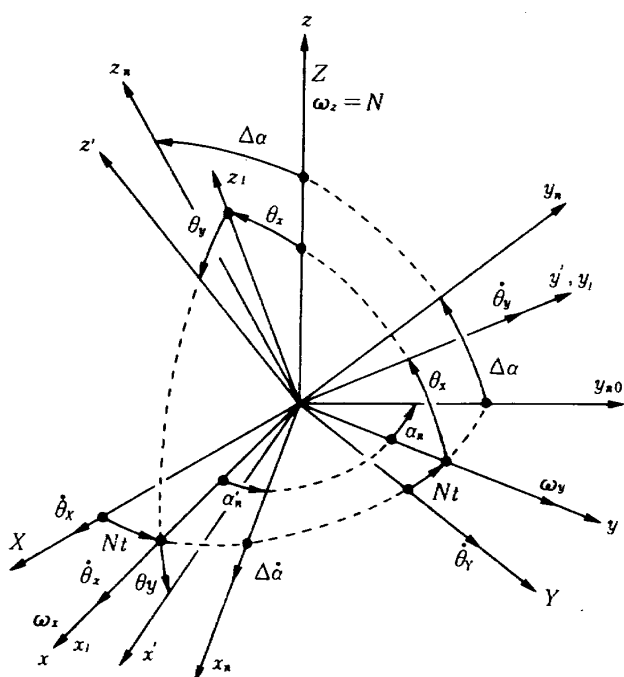


図2 各座標系間の相互関係

$$\begin{aligned}
 q_Y = & -I_R \ddot{\theta}_X - 2 \Delta I N \dot{\theta}_X + (N^2 I_R - K_p) \theta_X \\
 & + \Delta I \ddot{\theta}_Y - 2 I_R N \dot{\theta}_Y - \{ (\Delta I - \Delta I_s) N^2 - \Delta K \} \theta_Y \\
 & - I_R \ddot{\phi}_X - (\Delta I + \Delta I_s) N \dot{\phi}_X + \Delta I \ddot{\phi}_Y - (I_q + I_R) N \dot{\phi}_Y
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

であり、その各要素は、ジンバルの慣性モーメント (A<sub>n</sub>, B<sub>n</sub>, C<sub>n</sub>)、ロータの慣性モーメント A, B の差、ヒンジの捩れ剛性 K<sub>x<sub>n</sub></sub>, K<sub>y<sub>n</sub></sub> の差より構成される。運動方程式 (2.1), (2.2) は、ケースの角速度 φ̇<sub>X</sub>, φ̇<sub>Y</sub>, 角加速度 φ̈<sub>X</sub>, φ̈<sub>Y</sub> とロータの角変位 θ<sub>X</sub>, θ<sub>Y</sub> との関係を示しており、θ<sub>X</sub>, θ<sub>Y</sub> を未知数として解けば、入出力関係を求めることができる。しかし、それら一般式は、時変係数項を有しているために、ラプラス変換が複雑となり、RCC の設計解析等に直接用いることは困難で、多くの場合、TDG の製作・性能諸元に即して近似化された式が用いられている<sup>5)~7)</sup>。RCC を付して比較的 low 周波入力角速度の検出に TDG を用いる場合、各パラメータに関する条件は

- (i)  $A, B, C \gg A_n, B_n, C_n$
- (ii)  $K_f = K_{sg} K_d K_v K_a K_{tg} \gg \Delta K$
- (iii)  $N \gg \dot{\phi}_{(XY)}, \dot{\theta}_{(XY)}$
- (iv) 入力  $\dot{\phi}_{(XY)}$  の角周波数  $\ll 2N$

のように仮定できる<sup>2)</sup>。これらの仮定に基づいて、一録式(2.1), (2.2)を近似化すれば

$$I \ddot{\theta}_X + D_q \dot{\theta}_X + K_N \theta_X + H_1 \dot{\theta}_Y + T_q \theta_Y = -I \ddot{\phi}_X - H_0 \dot{\phi}_Y + M_X + E_X \quad (2.5)$$

$$I \ddot{\theta}_Y + D_q \dot{\theta}_Y + K_N \theta_Y - H_1 \dot{\theta}_X - T_q \theta_X = -I \ddot{\phi}_Y + H_0 \dot{\phi}_X + M_Y + E_Y \quad (2.6)$$

となる。以後、上記の近似式を用いて RCC の設計試作を行なうものとするが、周波数特性以外の TDG の諸特性のシミュレーションは、各 RCC パラメータを一般式(2.1), (2.2)に適用して行なうものとする。

### 2.2 伝達関数の導出

ロータの変位角  $\theta_{(XY)}$  は SG で電圧  $V_{sg(XY)}$  に変換され(振幅変調, 搬送波周波数 19.84 kHz), プリアンプで増幅された後, 復調器で復調され, 直流電圧  $V_{d(XY)}$  となる。この  $V_{d(XY)}$  は電圧増幅器 VA で増幅された後制御用電子回路 { 伝達関数  $R(S)$  } で位

相調整され, 電流変換器 CT で電流  $I_{a(YX)}$  に変換される。これがトルカ電流  $I_{tg(YX)}$  として主トルカ TG に流され, トルク  $M_{(YX)}$  を発生する。プリアンプ, 復調器を併せたもの (DA) のゲイン ( $=V_{d(XY)}/V_{sg(XY)}$  の RMS) を  $K_d$ , VA のゲインを  $K_v$ , CT のゲインを  $K_a$  とすれば,  $M_{(YX)}$  のラプラス変換式は

$$M_{YX} = M_{YX}(S) = K_{sg} K_d K_v K_a R(S) K_{tg} \theta_{XY} = K_f R(S) \theta_{XY} \quad (2.7)$$

となる<sup>2)</sup>。なお、本稿でのラプラス変換は、伝達関数を構成するために用いているために、初期条件は零として扱う。ジャイロダイナミックスの観点<sup>8)</sup>から系が負帰還型サーボ系を構成するためには

$$M_{YX} = K_{tg} \bar{I}_{tg YX} = K_{tg} (I_{tg Y} - j I_{tg X}) \quad (2.8)$$

としてトルクを作用させることが必要である<sup>2)</sup>。ただし、 $\theta_{XY}$  と  $I_{tg YX}$  とは同相とする。(2.5)~(2.8)式より TDG の入出力関係を求めれば、図3の実線部のようになる。図における  $\Phi_a(S), \Phi_b(S), \Phi_A(S), \Phi_B(S)$  はそれぞれ次のように表わされる。

$$\Phi_a(S) = \frac{H_1 S + T_q}{\Phi_0(S)}, \quad \Phi_b(S) = \frac{I S^2 + D_q S + K_N}{\Phi_0(S)} \quad (2.9)$$

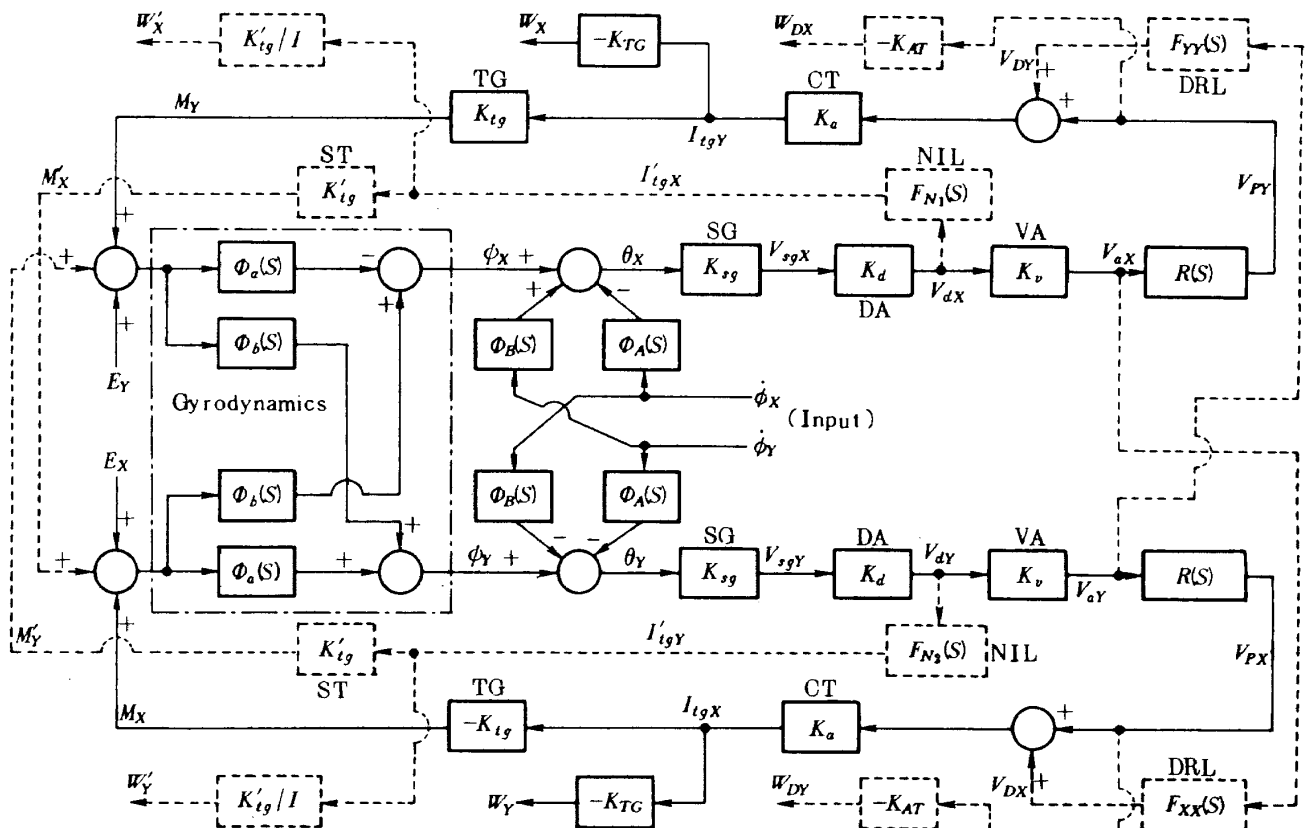


図3 TDG の入出力関係その1 ( $D, D_R, T_D, K_N \neq 0, H_1 \neq H_0$ を仮定)



$$\phi_A(S) = \frac{\phi_1(S)}{\phi_0(S)}, \quad \phi_B(S) = \frac{\phi_2(S)}{\phi_0(S)} \quad (2.10)$$

$$\left. \begin{aligned} \phi_0(S) &= (IS^2 + D_qS + K_N)^2 + (H_1S + T_q)^2 \\ \phi_1(S) &= IS(IS^2 + D_qS + K_N) + H_0(H_1S + T_q) \\ \phi_2(S) &= IS(H_1S + T_q) - H_0(IS^2 + D_qS + K_N) \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

図の点線部は、非干渉制御を行なうときのDRL, NILであるが、これらについては次節で述べる。

TDGは、チューニング状態<sup>2)</sup>、すなわち

$$K_N = K - N^2 J = 0 \quad (2.12)$$

の条件下で用いなければならないために、製作するとき  $K$ ,  $N$  の値に合わせて  $J$  の各要素 ( $A_1$ ,  $B_1$ ,  $C_1$ ) が微調整され、ミスチューニング ( $K_N \neq 0$ ) の影響<sup>9)</sup> がほとんど無視できるようになっている。また、 $D$ ,  $T_D$  はクォードレチャスプリングレート<sup>10)</sup> として、 $D_R$  はダンピング係数<sup>10)</sup> としてそれぞれTDG出力に影響するが、これらの影響が固有誤差<sup>11)</sup> と同程度またはそれ以下になるようにTDGは製作される。さらに、 $H_0$ と $H_1$ の差違は、ロータ、ジンバルの慣性モーメントの相対的な差違程度である(式の合成の項を参照)。

以上の3点を考慮すれば、 $K_N, D, D_R, T_D, H_0, H_1$  を

$$\left. \begin{aligned} K_N = D = D_R = T_D &= 0 \\ H_0 = H_1 &= H \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

と仮定することができる。この仮定下で図3は図4のようなブロック線図で表わすことができる<sup>2), 3)</sup>

本研究での解析的考察はすべて図3のブロック線図に基いてより一般的に行なうが、TDGの入出力関係を直感的に説明する場合には図4を用いることにする。仮に、入力 $\dot{\phi}_x, \dot{\phi}_y$ がTDGに印加された場合、ケースは慣性空間に対し $\phi_{(XY)}$  ( $\dot{\phi}_{(XY)}$ の積分)だけ角変位するので(図4)、チューニング条件<sup>2)</sup>のもとで $\theta_{XY}$ は、 $\theta_{XY} = -\phi_{XY}$  なるように発生する。この $\theta_{(XY)}$ をRCCで位相調整して、トルク $M_{(XY)}$ に変換してロータに与えれば、ロータは慣性空間に対し $\phi_{(XY)}$ だけ角変位するので $\theta_{(XY)}$ は

$$\theta_{XY} = \phi_{XY} - \phi_{XY} \quad (2.14)$$

となり、 $\theta_{(XY)}$ をオフセット角とするようなフィードバック制御系(サーボ系)が構成され、 $I_{tg}(YX)$ を測定して $\dot{\phi}_{(XY)}$ が求まるようになる<sup>2), 3)</sup>。

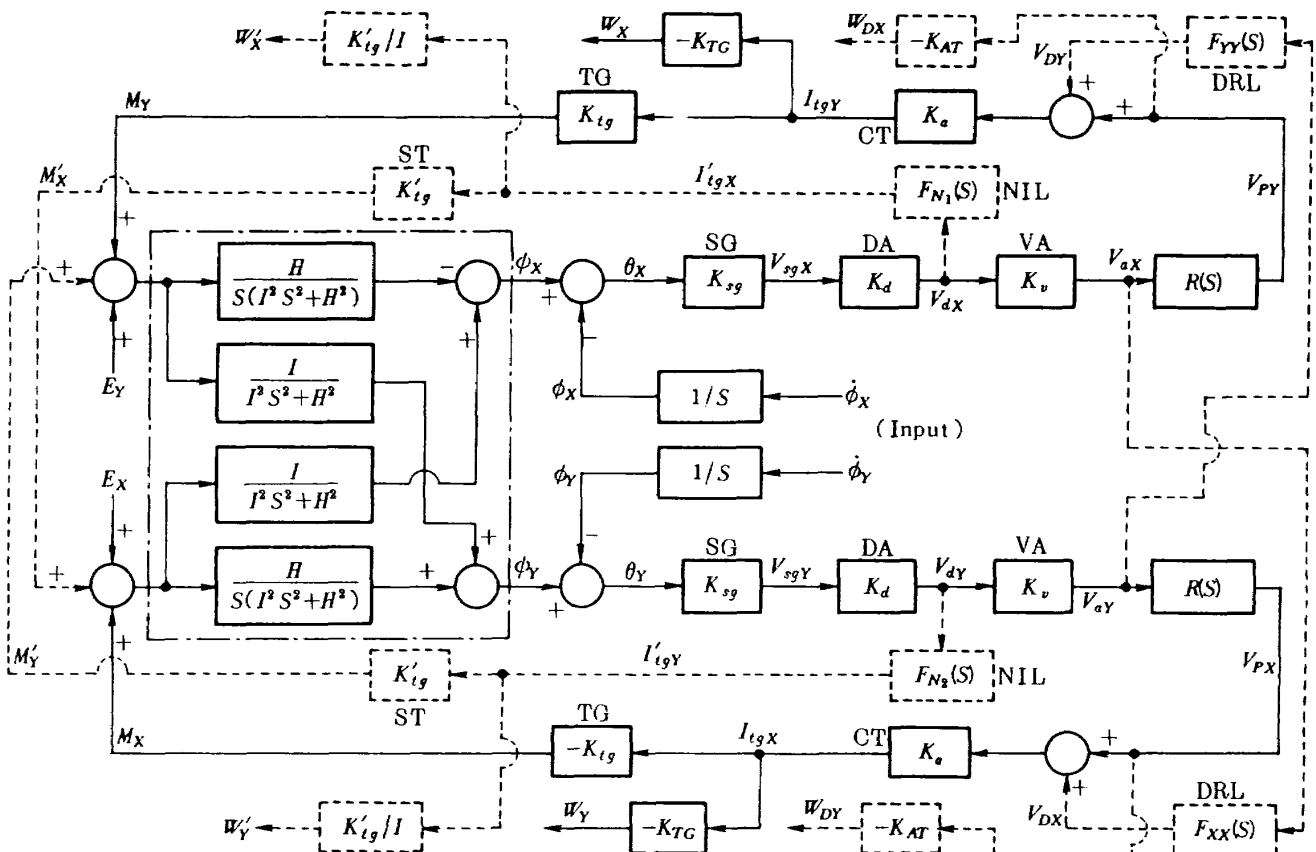


図4 TDGの入出力関係その2 ( $D=D_R=T_D=K_N=0, H_1=H_0$ を仮定)

図 3, 4 の実線部のみに関する入出力関係は

$$\begin{bmatrix} W'_X \\ W'_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_a(S) & -P_c(S) \\ P_c(S) & P_a(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_X \\ \dot{\phi}_Y \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

のように表わすことができる。ここで、図 3 における  $P_a(S)$ ,  $P_c(S)$  は

$$P_a(S) = \frac{K_f \{ \Phi_1(S) + H_0 K_f R(S) \} R(S)}{H_0 \{ (IS^2 + D_q S + K_N)^2 + \{ H_1 S + T_q + K_f R(S) \}^2 \}} \quad (2.16)$$

$$P_c(S) = \frac{K_f \{ \Phi_2(S) + K_f I S R(S) \} R(S)}{H_0 \{ (IS^2 + D_q S + K_N)^2 + \{ H_1 S + T_q + K_f R(S) \}^2 \}} \quad (2.17)$$

となるが、図 4 における  $P_a(S)$ ,  $P_c(S)$  は、上式において (2.13) 式の仮定を適用したものと等しく

$$P_a(S) \approx \frac{K_f \{ H \{ HS + K_f R(S) \} + I^2 S^3 \}}{H \{ \{ HS + K_f R(S) \}^2 + I^2 S^4 \}} R(S) \quad (2.18)$$

$$P_c(S) \approx \frac{K_f^2 I S \{ R(S) \}^2}{H \{ \{ HS + K_f R(S) \}^2 + I^2 S^4 \}} \quad (2.19)$$

となる。TDG は通常上述のような形で出力  $W'_X$ ,  $W'_Y$  が求まるようになっている。すなわち、リバンスループの通常の用法である。

### 2.3 非干渉制御方式の解析的考察

干渉効果は互いに一方の入力が他方の出力に影響して二つの検出軸に関する角速度出力の独立性が保てない現象であること、その出力はトルカ電流によって計測されることを考えると、非干渉化を進めるには、 $V_{dX}$ ,  $V_{dY}$  がそれぞれ  $M'_Y$ ,  $M'_X$  に変換される通常のループ (図 3, 4 の実線部) 以外に、 $V_{dX}$ ,  $V_{dY}$  を X, Y 軸まわりのトルクにも変換するループが必要になる。このループの方式として、 $V_{dX}$  ( $V_{aX}$ ),  $V_{dY}$  ( $V_{aY}$ ) を通常のループとは別途増幅、位相調整して  $V_{pX}$ ,  $V_{pY}$  に加算する方式 (DRL)<sup>2),3)</sup> と、通常のトルカ (以下, TG; 主トルカ) 以外に新たに副トルカ (ST) を用い、 $V_{dX}$ ,  $V_{dY}$  を同じく別途増幅、位相調整後電流  $I'_{gX}$ ,  $I'_{gY}$  に変換し、この電流を副トルカに流し、 $M'_X$ ,  $M'_Y$  を発生させる方式 (NIL)<sup>3),2)</sup> とが考えられる。図 3, 4 には DRL または NIL を用いる場合の信号の流れを点線で示す。図からわかるように、新しく設けられたループ (点線部) からのト

ルクを、DRL 方式では TG 電流を増減させること (電圧の加算) によって与えているが、NIL 方式では副トルカ (ST) 発生トルク  $M'_X$ ,  $M'_Y$  として与えている。以下に、非干渉制御の方式として DRL を用いる場合、NIL を用いる場合それぞれのループ伝達関数を解析的に考察するとともに、適用上の長短所を明らかにする。

#### 2.3.1 DRL 方式

図 3 において DRL を用いるとし、出力  $W_{D(XY)}$  と入力  $\dot{\phi}_{(XY)}$  との関係

$$\begin{bmatrix} W_{DX} \\ W_{DY} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{11}(S) & U_{12}(S) \\ U_{21}(S) & U_{22}(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_X \\ \dot{\phi}_Y \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

とおく。上式の伝達関数行列の非対角要素  $U_{12}(S)$ ,  $U_{21}(S)$  をともに

$$U_{12}(S) = U_{21}(S) = 0 \quad (2.21)$$

にする DRL の伝達関数  $F_{XX}(S)$ ,  $F_{YY}(S)$  を求めると

$$\begin{aligned} F_{YY}(S) &= -F_{XX}(S) \\ &= \frac{H_0 (IS^2 + D_q S + K_N) - IS \{ H_1 S + T_q + K_f R(S) \}}{H_0 K_f} \end{aligned} \quad (2.22)$$

となる。上式をハードウェアとして実現する際には、 $IS^2/K_f$ ,  $D_q S/K_f$ ,  $I H_1 S^2/H_0 K_f$ ,  $I T_q S/H_0 K_f$  の 4 項は微分回路を必要とする。一般に微分回路は精度よく製作することが難しく、製作した結果が所望の機能を有するとは限らないので、 $H_0$ ,  $H_1$  を  $H$  に等しいとし、 $D_q$ ,  $T_q$  を零と仮定して、微分回路を用いることなく DRL の設計が可能となるようにしなければならない。このとき  $F_{YY}(S)$ ,  $F_{XX}(S)$  は

$$F_{YY}(S) = -F_{XX}(S) = \frac{H K_N - K_f I S R(S)}{H K_f} \quad (2.23)$$

となる。図 3 の DRL の伝達関数を上式のように仮定したときの入出力関係は

$$\begin{bmatrix} W_{DX} \\ W_{DY} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_a(S) & -Q_c(S) \\ Q_c(S) & Q_a(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_X \\ \dot{\phi}_Y \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

のように表わされ、 $Q_a(S)$ ,  $Q_c(S)$  は下記の手順で求められる。

$$Q_a(S) = \frac{L_a(S)}{L_d(S)}, \quad Q_c(S) = \frac{L_c(S)}{L_d(S)} \quad (2.25)$$

$$\begin{aligned} L_a(S) &= \{ H (H_0 H_1 + I^2 S^2) S + H (H_0 T_q + I D_q S^2) \\ &\quad + (H_0 H + I^2 S^2) K_f R(S) \} H K_f R(S) \end{aligned} \quad (2.26)$$

$$L_c(S) = \{IH(H_1 - H_0)S^2 + H(IT_q - H_0D_q)S + (H - H_0)K_f ISR(S)\} HK_f R(S) \quad (2.27)$$

$$L_d(S) = H_0 \{H_1 S + T_q + K_f R(S)\}^2 + S^2 \{(IS + D_q)H + K_f IR(S)\}^2 \quad (2.28)$$

### 2.3.2 NIL方式

DRLを用いることなく副トルカを用いて非干渉制御を行なう場合、NILの伝達関数を図3、4のように $F_{N1}(S)$ 、 $F_{N2}(S)$ とおく。DRL方式のときと全く同様に入出力関係を

$$\begin{bmatrix} W_X \\ W_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{11}(S) & U_{12}(S) \\ U_{21}(S) & U_{22}(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_X \\ \dot{\phi}_Y \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

とにおいて、伝達関数行列の各要素を求め

$$U_{12}(S) = U_{21}(S) = 0 \quad (2.30)$$

を満足する $F_{N1}(S)$ 、 $F_{N2}(S)$ の条件を求めると

$$F_{N1}(S) = F_{N2}(S) = F_N(S) = \frac{H_0(IS^2 + D_q S + K_N) - IS\{H_1 S + T_q + K_f R(S)\}}{H_0 K_{sg} K_d K'_{tg}} \quad (2.31)$$

となるが、ここでも微分回路を避けるようにすれば

$$F_{N1}(S) = F_{N2}(S) = F_N(S) = \frac{HK_N - K_f ISR(S)}{HK_{sg} K_d K'_{tg}} \quad (2.32)$$

となる<sup>3)</sup>ので、これをNILの伝達関数とする。いま、図3のNILに上式を適用したときの入出力関係を

$$\begin{bmatrix} W_X \\ W_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_a(S) & -G_c(S) \\ G_c(S) & G_a(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_X \\ \dot{\phi}_Y \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

とおき、 $G_a(S)$ 、 $G_c(S)$ を求めると

$$G_a(S) = Q_a(S), \quad G_c(S) = Q_c(S) \quad (2.34)$$

となり、DRL方式の場合と全く同じ結果が得られる。また、(2.24)、(2.32)を比較すると、DRL、NILの伝達関数は、ゲイン差はあるが、事実上等価回路として構成されることがわかる。さらに、(2.13)式を(2.34)式に適用すると

$$G_a(S) = Q_a(S) \approx \frac{K_f R(S)}{HS + K_f R(S)} \quad (2.35)$$

$$G_c(S) = Q_c(S) \approx 0 \quad (2.36)$$

となるので、ほぼ完全な非干渉化が達成されたことになる。なお、(2.26)~(2.28)式は $K_N$ に関係なく成立しているが、これは、ミスチューニング状

態( $K_N \neq 0$ )であっても、その値( $K_N$ )が既知であれば、DRL、NILをそれぞれ(2.24)、(2.32)式のよ

### 2.3.3 DRL、NILの比較と方式選定

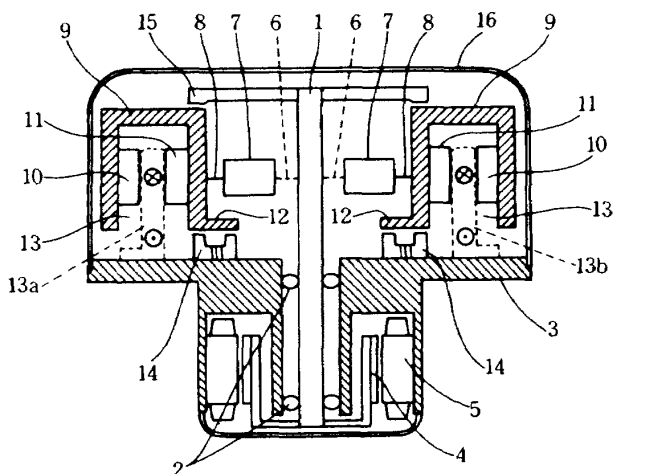
NIL方式では主トルカ電流 $I_{tg}(XY)$ によって非干渉化された出力が得られるが、TDGの機構に副トルカを装着することが必要となる。一方、DRL方式では副トルカは不要であるが、 $I_{tg}(XY)$ によっては非干渉化された出力は得られず、DRL出力との加算が行なわれた後の一巡ループ出力 $V_p(XY)$ によって非干渉化された出力が得られる。TDGの入出力関係(図3、4)はサーボ系を構成しているので、 $M_{(YX)}$ によって $\dot{\phi}_{(XY)}$ を知ることになる。この場合、 $I_{tg}(XY)$ を測定したときには $K_{tg}$ の精度(変動)が計測精度に影響するが、 $V_p(XY)$ を測定したときには、 $K_{tg}$ に加えて、 $K_a$ 、電圧加算器の影響をも考慮しなければならない。TDGに限らず力学的ジャイロではトルカがクリティカル部品として製作され、その感度 $K_{tg}$ は、温度環境変化による特性変動の最小化が図られている。これは $K_{tg}$ がジャイロの精度を決定する重要なファクタであるためである。いま、説明簡単化のため、 $\dot{\phi}_{(XY)}$ をステップ入力、 $E_{(XY)}$ を零としたとき、(2.13)式の仮定下で $t \rightarrow \infty$ における入出力関係式(図4)は

$$W_{XY} = -K_{TC} I_{tgyx} = -\frac{K_{tg}}{H} I_{tgyx} = \dot{\phi}_{XY} \quad (2.37)$$

となるので、 $I_{tgyx}$ によって $\dot{\phi}_{XY}$ を精度よく求めるには $K_{tg}$ が一定でなければならない。そのため、 $K_{tg}$ の値の変動が $10^{-4}$ のオーダーになるようにトルカは製作される。本研究では、TDGが搭載型として用いられることを前提に(RCCの小型軽量化)、RCCの設計試作において精度上考慮すべき事項を少なくすることを基本にNILを用いて非干渉制御方式の実験的検証を行なうことにした。実験では試作済のTDG<sup>13),14)</sup>を用いたが、本TDGには、副トルカはバイアス補正用として装着されていたので新たに試作する必要はなかった。また、NIL方式ではRCCの各要素に対して精度的に考慮する必要がないと判断し、RCCの設計試作では既存技術を適用することにした。

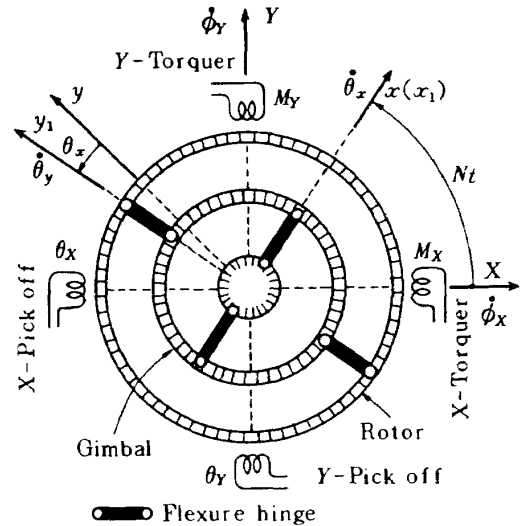
2.4 TDGのパラメータ

本研究では、試作済のTDG<sup>13),14)</sup>を用い、これにRCCを付して非干渉制御実験を行ない、干渉補正の効用を明らかにすることを目的としているために、新たに試作を要する部品は、RCCおよびTDG取付治具等の実験関連装置のみであった。国産TDGは単一ジンバル( $n=1$ )のもの<sup>9)</sup>を試作しているが、その概略断面構造は図5に示す通りである<sup>10),14),15)</sup>。また、単一ジンバルTDGの主要な要素、挙動のモデルは図6のようになり<sup>9)</sup>、ピックアップ(SG)、トルカはケース固定軸を基準としていること、ジンバルがスピン軸まわりにコーニング運動していること等がわかる。TDGの諸元を表1に示す。SG, TG, STの感度はX, Y各々の軸まわり要素で異なるが、表の接尾辞1, 2はそれぞれ $\theta_x$ から $M_Y, M'_X, \theta_y$ から $M_X, M'_Y$ に至るループ(図3, 4)における値であることを意味する。これは、TDGに限らず、RCC試作についてもそのような違いが現われた(2.6節参照)。試作済のTDGの諸元に基いてRCCを設計する際に、SG, TG, STの感度に関してはX, Y各試作値(接尾辞1, 2)の平均値(以下、標準値)を用いることにより、ループによる諸元の差違はないことを仮定した。

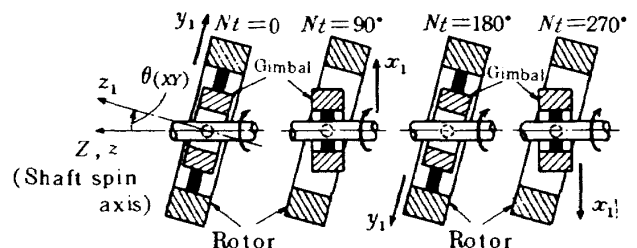


- 1. シャフト
- 2. ベアリング
- 3. ハウジング
- 4. モーターロータ
- 5. モータステータ
- 6. 内部ヒンジ
- 7. ジンバル
- 8. 外部ヒンジ
- 9. ロータ
- 10,11. 分割リングマグネット
- 12. ピックオフロータ
- 13. トルカークoil
- 14. ピックオフステータ
- 15. ストッププレート
- 16. ジャイロケース(ハウジングと一体)

図5 TDGの切断面



(a) スピン軸に垂直な面からみたとき



(b) スピン軸方向の面からみたとき

図6 TDGの挙動モデル

2.5 RCCのパラメータ

2.5.1 ループゲイン $K_f$ の決定

図3, 4における $M_{(YX)}$ と $\theta_{(XY)}$ との関係は、(2.7)式に示す通りであるが、式のループ要素のうち、まず $K_f$ を決める。いま、入出力関係が安定、 $\dot{\phi}_{(XY)}$ がステップ入力とし、(2.13)式の関係を保定すれば、定常状態( $t \rightarrow \infty$ )において $W_{XY} = -K_{TG} I_{tgyx}$ となるが、一方同じ仮定下で $K_{tg} I_{tgyx} = K_f \theta_{XY}$ となる(本研究では $R(0)=1$ と規定する)ので、 $\theta_{(XY)}$ と $\dot{\phi}_{(XY)}$ との関係は

$$H|\dot{\phi}_x| = K_{tg} |I_{tgy}| = K_f |\theta_x| \tag{2.38}$$

$$H|\dot{\phi}_y| = K_{tg} |I_{tgx}| = K_f |\theta_y| \tag{2.39}$$

となる。主トルカのトルク発生能力は、入力角速度 $\dot{\phi}_{(XY)}$ に換算して

$$\text{Max} |\dot{\phi}_{(XY)}| = 30 [^\circ/\text{s}] \tag{2.40}$$

である。また、構造上、最大オフセット角(ロータがストッププレートに接触するときの $\theta_{(XY)}$ )は、 $\pm 10' \sim \pm 30'$  ( $\pm 0.17 \sim \pm 0.50 \text{ deg}$ )の範囲で調整可能であるが、本研究では $\pm 0.1 \text{ deg}$ 以下で用いるとし

$$\text{Max} |\theta_{(XY)}| = 0.1 [\text{deg}] \tag{2.41}$$

表1 TDGの諸元

慣性モーメント $A = B = 0.570 \times 10^{-4}$ $C = 1.051 \times 10^{-4}$ $A_1 = B_1 = 3.338 \times 10^{-7}$ $C_1 = 4.936 \times 10^{-7}$ [kg·m <sup>2</sup> ]	信号発生器, 主トルカ, 副トルカの感度  試作値 $K_{sg1} = 22.689$ [V <sub>rms</sub> /rad] $K_{sg2} = 23.377$ [V <sub>rms</sub> /rad] $K_{tg1} = 7.9463 \times 10^{-5}$ [N·m/mA] $K_{tg2} = 7.8865 \times 10^{-5}$ [N·m/mA] $K'_{tg1} = 1.4927 \times 10^{-5}$ [N·m/mA] $K'_{tg2} = 1.4927 \times 10^{-5}$ [N·m/mA]
角運動量 $H_0 = 0.10262$ [N·m·s] $H_1 = 0.10270$ [N·m·s] $H = 0.10266$ [N·m·s]	標準値 $K_{sg} = 23.033$ [V <sub>rms</sub> /rad] $K_{tg} = 7.9164 \times 10^{-5}$ [N·m/mA] $K'_{tg} = 1.4927 \times 10^{-5}$ [N·m/mA]
ロータの回転数 $f_N = f_{N0} = 155$ [Hz]	
ジンバル個数 $n = 1$	
ヒンジの捩れ剛性 $K_{x1} = K_{y1} = 8.26 \times 10^{-2}$ [N·m/rad]	主, 副トルカの許容最大電流 $\text{Max} \{ I_{tg(xy)} \} = 750$ [mA] $\text{Max} \{ I'_{tg(xy)} \} = 120$ [mA]
機械的なダンピング要素 $D = 0.1 \times 10^{-5}$ [N·m·s] $D_R = 0.4 \times 10^{-3}$ [N·m·s]	スケールファクタ $K_{TG} = K_{tg} / H_0 = 159.05$ [%/h/mA]
ドラッグトルク $T_D = 0.6 \times 10^{-3}$ [N·m/rad]	$K'_{TG} = K'_{tg} / H_0 = 30.00$ [%/h/mA]

なるようにする。また、オーバシュート  $O_v$  は

$$O_v \leq 20 \text{ [%]} \quad (2.42)$$

とする。(2.38)~(2.41)の各式より  $K_f$  は

$$K_f \geq 0.30 \times 10^2 \text{ [N·m/rad]} \quad (2.43)$$

となる。上述の(2.40)~(2.43)式は、RCCの要素を決める際の仕様の一部である。

### 2.5.2 ノッチフィルタの適用

ロータ, ジンバルの重心が支持の中心(座標原点)からずれているとき(マスアンバランス状態), ロータ(またはケース)にZ軸方向の直線加速度  $a_z$  が作用すると, ロータには  $a_z e^{jNt}$  ( $N=2\pi f_N$ ) に比例したトルクが半径軸(XY平面)まわりに作用する<sup>11)</sup> ので, ロータは半径軸まわりに周波数  $f_N$  で角振動し,  $\theta_x, \theta_y$  に  $f_N$  の成分が含まれることになる。したがって, 各ループの電圧, 電流信号に(場合によってはトルク  $M_x, M_y$  にも)  $f_N$  の成分が含まれると予想される。もちろん, 重心のずれは加速度比例ドリフト誤差に関連する<sup>11)</sup> ので, TDG使用ミッションの加速

度環境を考慮し, その誤差が精度上問題がないように零近傍にまで調整される<sup>13), 14)</sup> が, 完全に零にすることはできない。このようなとき, ループの電圧, 電流信号に含まれる  $f_N$  の成分(雑音)は,  $a_z$  によるロータの半径軸まわりの変位によって, また, それに加えて,  $a_z$  によるトルクとトルカによるトルク  $M_x, M_y$  との共振作用によってかなり大きくなる場合があると予想される。一方, 電流変換器等の回路要素は, オフセット角  $\theta_{(XY)}$  ( $0.1^\circ \text{ max}$ ) に比例したSG出力に対して線形性が成立するように設計試作されるので, 仮に  $f_N$  の雑音成分のみでも, 共振によって  $\theta_{(XY)}$  が  $\pm 0.1^\circ$  に達する場合があります。このとき見かけ上入力が増大し, RCCの線形性がくずれ(例えば, 飽和状態), 回路要素が所望の動作を行なわなくなる恐れがあると予測される。このような不測の事態に備え, 本研究では  $f_N$  の成分を除去するノッチフィルタを位相調整回路とともに用いることにした。ロケット, 衛星に搭載されるジャイロの周波数特性は

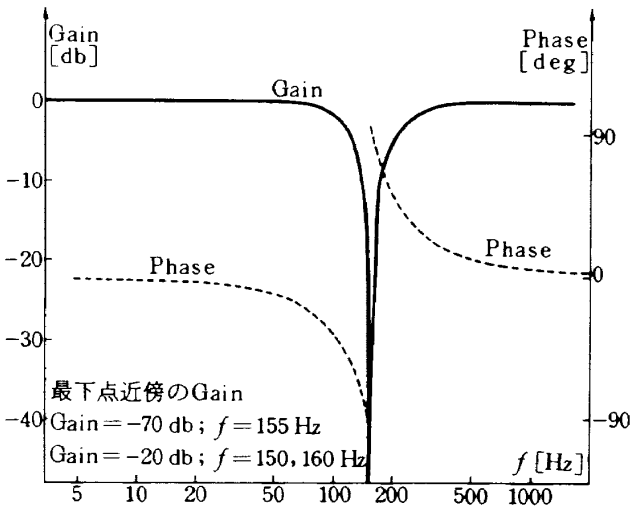


図7 ノッチフィルタの周波数特性

通常数十ヘルツもあれば十分とされていることを考慮し、入出力周波数特性の帯域幅 0~50 Hz 程度を目標に RCC の各要素を設計試作している(後述)ので、ノッチフィルタを設計する際、帯域幅を100Hz とし、この仮定下で  $f_N (=155 \text{ Hz})$  の成分が大幅に低減できることを条件とした。その結果、伝達関数が

$$R_M(S) = \frac{S^2 + \omega_N^2}{S^2 + 2\zeta_N \omega_N S + \omega_N^2} \quad (2.44)$$

$$\zeta_N = 0.316, \quad \omega_N = 974 \text{ rad/s} \quad (2.45)$$

で表わされるノッチフィルタを設計試作した。 $R_M(S)$  の周波数特性は図7のようになるが、図においてゲインが  $f=100 \text{ Hz}$  で  $-1.72 \text{ db}$ 、 $155 \text{ Hz}$  で  $-69 \text{ db}$  になることからして上記条件を十分満たしている。また、 $f=0\sim 50 \text{ Hz}$  における入出力周波数特性の解析結果(次章)がノッチフィルタ使用の有無に影響されることはなかった。

2.5.3 位相調整用伝達関数  $R(S)$  の決定

出力角  $\theta_{(XY)}$  をトルク  $M_{(YX)}$  に変換するループにはノッチフィルタを用いるので、位相調整回路のループ伝達関数  $R(S)$  を

$$R(S) = R_c(S) R_M(S) \quad (2.46)$$

とおく。 $R_M(S)$  は、(2.44)、(2.45)式で決定されているので、ここでは  $R_c(S)$  を決定する。 $R_c(S)$  は、TDG の入出力特性の要求仕様に即して決めなければならないので、 $K_f$  の値も同時に決めることになる。まず  $R_c(S)$  のモデルを2次遅れ系と仮定し

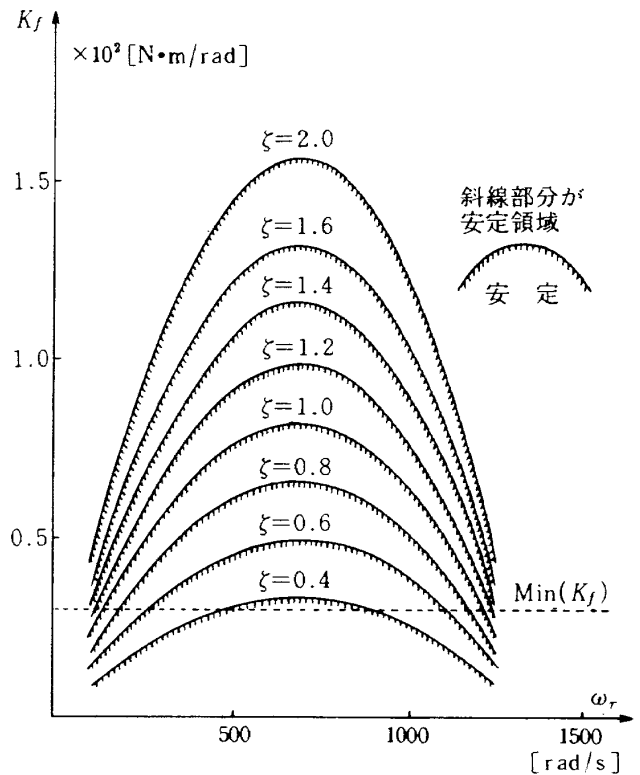


図8 系の安定条件

$$R_c(S) = \frac{\omega_r^2}{S^2 + 2\zeta_r \omega_r S + \omega_r^2} \quad (2.47)$$

とおく。このとき(2.13)式の条件下で入出力関係が安定であるための  $\zeta_r, \omega_r, K_f$  間の関係<sup>2)</sup>を求めれば図8のようになる。図の  $\text{Min}(K_f)$  は(2.43)式の通りであるが、以下、図の安定領域における  $\zeta_r, \omega_r, K_f$  の範囲を参照しつつ、表1の  $H_0, H_1, D, D_R, T_D, K_N$  を用いた自己伝達関数  $P_a(S)$  の時間的変化、周波数特性から  $\zeta_r, \omega_r, K_f$  をシミュレーションによって試行錯誤的に決める。 $\theta_{(XY)}, O_v$  が(2.41)、(2.42)式を満たすこと、周波数特性 50 Hz 以上を条件に、整定時間を最小にする  $\zeta_r, \omega_r, K_f$  を求めれば

$$\left. \begin{aligned} \zeta_r &= 0.7, \quad \omega_r = 942 \text{ rad/s} \\ K_f &= 0.30 \times 10^2 \text{ N} \cdot \text{m/rad} \end{aligned} \right\} \quad (2.48)$$

となる。表1の諸元ならびに(2.16)、(2.17)、(2.48)式より求められる  $P_a(S), P_c(S)$  のステップ応答および  $P_a(S)$  の周波数特性を図9~11に示す。図より、 $P_a(S)$  の応答特性はパラメータ決定のための条件を完全に満たしていること、ステップ入力時の  $P_c(S)$  は過渡的にのみ系に影響(干渉効果)を与えること等がわかる。

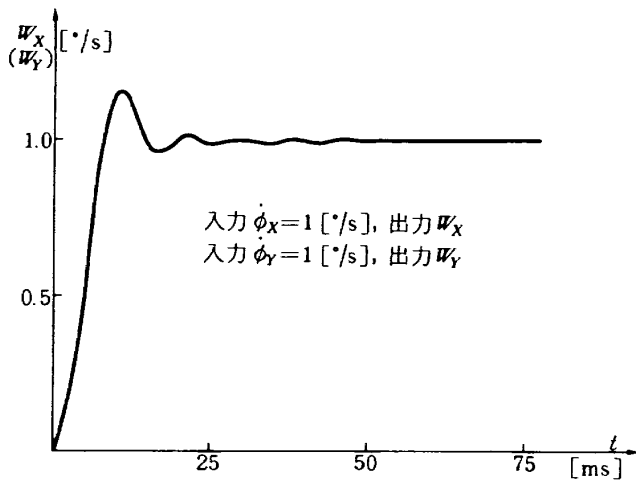


図9 自己伝達関数  $P_a(s)$  のステップ応答

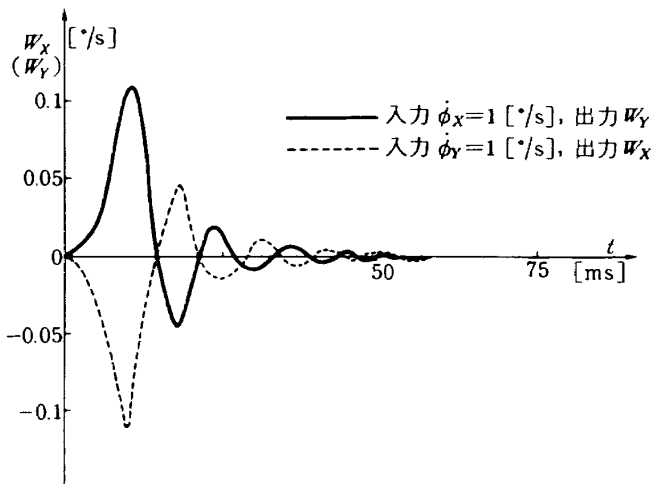


図10 相互伝達関数  $P_c(s)$  のステップ応答

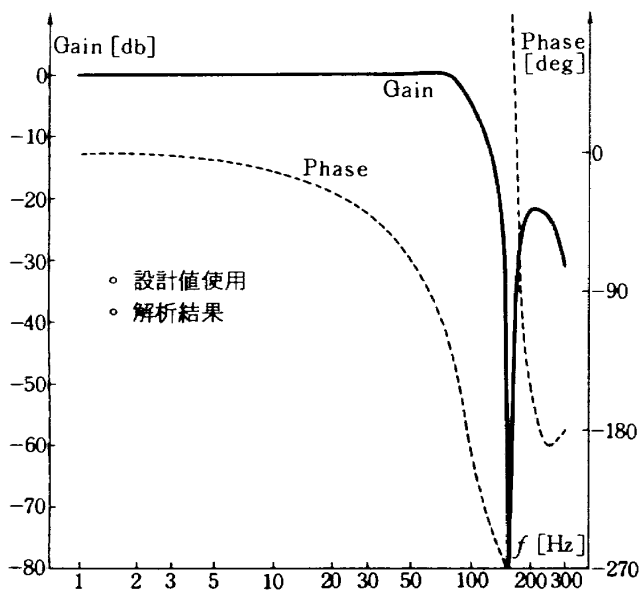


図11  $P_a(s)$  の周波数特性

## 2.6 各パラメータ要素の試作

図3の各ループのパラメータ要素を試作する際、同一の要素でありながらループ(1) ( $\theta_x \rightarrow M_Y, M'_X$ ), ループ(2) ( $\theta_Y \rightarrow M_X, M'_Y$ )によって試作値が異なり、また、試作値そのものが設計値と異なったが、これは回路素子の精度によるものである。すなわち、回路を構成する抵抗、容量、演算増幅器、ダイオード、トランジスタ等の素子部品は一般部品を用いたので、部品そのものの精度が十分でないこと、さらに  $K_f$  を構成する回路要素 ( $K_d, K_v, K_a$ ) は、系の入出力特性が所望の値になるようにかつ雑音の影響が最小になるように調整されるが、この調整がループ(1), (2)それぞれにおいて異なったこと等によるものと思われる。図3のループパラメータがループ(1), (2)によって異なることをブロック図に即して示せば図12のようになる。図12で各パラメータ記号に接尾辞1, 2が付いているのはそれぞれループ(1), (2)に対応する。例えば、図12の  $K_{sg1}, K_{sg2}$  等は表1の  $K_{sg1}, K_{sg2}$  等を意味する。  $R_{out}, R'_{out}$  はそれぞれ主トルカ電流、副トルカ電流を電圧として読取るときの抵抗を示している。点線部は非干渉制御用副トルカループ (NIL) に関する部分である。各ループのパラメータの設計値とこれに基づく試作値とを一括して示せば表2のようになる。表の中で試作値がカッコで囲んであるのは現用の計測装置では特性(特に位相)が精度よく計測できないことを示している。カッコ内の値は設計値そのものであり、以後数値解(解析結果)を求める際には、その値を用いることにする。したがって、次章以降の設計値使用、試作値使用の解析結果の比較は完全なものではないが表2に示された各パラメータの相違に基づく比較としては十分評価できる。なお、後述するように、従来は主として自己伝達関数の特性を考慮してRCCを設計試作していたので、表のような試作結果になっても十分有効であった。

## 2.7 相互干渉効果の定量評価

相互伝達関数  $P_c(s)$  のゲインが零 ( $-\infty$  db) にならない限り、相互干渉は消えないが、この要因については解析済<sup>3)</sup>であるので、ここでは前節の試作パラメータをその解析結果<sup>3)</sup>に適用して干渉効果を定量

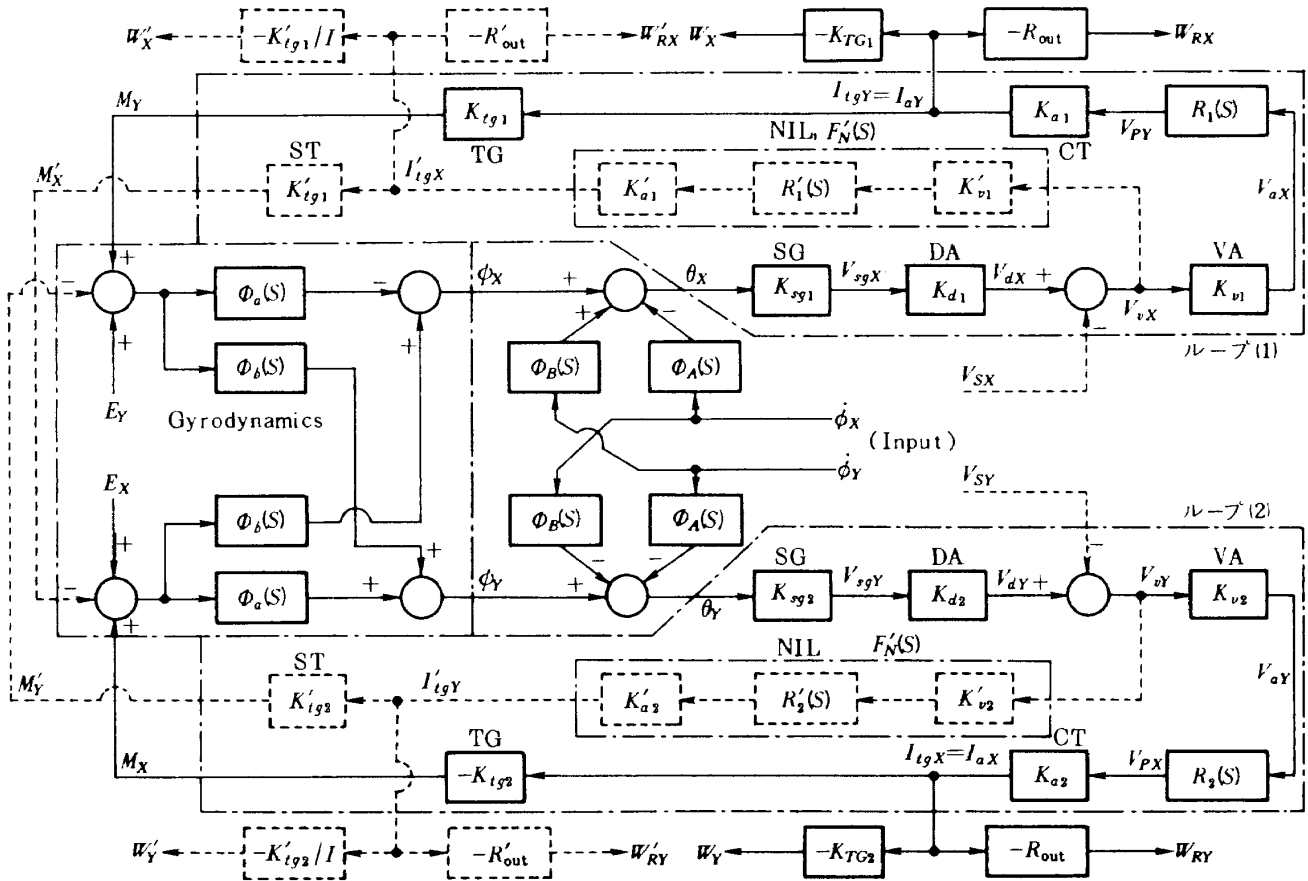


図 12 TDG の入出力関係その 3 (制御回路のパラメータの相違を考慮)

表 2 RCC のパラメータ

記号	パラメータ	単位	設計値	試作値	
				ループ(1)	ループ(2)
$K_d$	復調増幅器ゲイン	V/V <sub>rms</sub>	18	16.2	13.4
$K_v$	電圧増幅器ゲイン	V/V	21	31	31
$K_a$	電流変換器ゲイン	mA/V	43.2	41.7	41.7
$\omega_N$	ノッチフィルタ固有角周波数	rad/s	974	974	974
$\zeta_N$	ノッチフィルタ減衰係数		0.316	(0.316)	(0.316)
$\omega_r$	補償回路固有角周波数	rad/s	942	1000	1000
$\zeta_r$	補償回路減衰係数		0.7	(0.7)	(0.7)
$K_f$	フィードバックゲイン	N·m/rad	30	38	32
$R_{out}$	主トルカ電流読取抵抗	$\Omega$	24	24	24

的に評価する。いま、比較的低周波の正弦波入力 (入力周波数 =  $f$ ) が X 軸まわりにのみ印加されたとき、出力  $W_X$  は、自己伝達関数に基き、入力  $\phi_X$  に対応したものとなるが、出力  $W_Y$  は、相互伝達関数に基く干渉量となる { (2.15) 式 }。また、 $W_X, W_Y$  は近似的に正弦波とみなせるので、それらの振幅比  $L_R$  は干渉効果を定量的に評価する尺度となる<sup>3)</sup>。 $L_R$  は

近似的に

$$L_R = \frac{W_Y \text{ の振幅}}{W_X \text{ の振幅}} \approx \frac{W_Y \text{ の振幅}}{\phi_X \text{ の振幅}} \approx \frac{2\pi I f}{H_0} \quad (2.49)$$

となる<sup>3)</sup>。また、Y 軸まわりにのみ正弦波入力印加されたとして、 $W_X$  (干渉量) と  $W_Y$  の比を求めても上式と全く同じになる<sup>3)</sup>。上式で、 $L_R$  が  $2\pi I f / H_0$



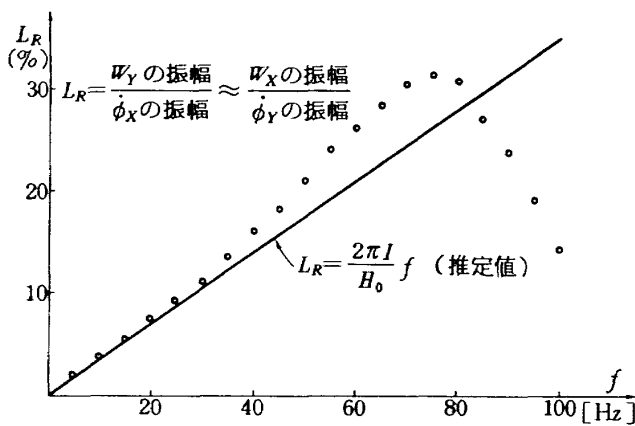


図 13 相互干渉効果と入力周波数  $f$  の関係

になるのは、干渉量  $W_Y$  が入力の変化(角加速度)  $\ddot{\phi}_X$  に比例していると仮定したときの結果であり<sup>3)</sup>、これはまた、振幅比(干渉効果)の推定値である<sup>3)</sup>。上式より求めた  $L_R$  の推定値と一般式をシミュレーションして求めた  $L_R$  の値との比較を図13に示す。シミュレーションでは、定常状態 ( $t \rightarrow \infty$ ) での値が得られないので、 $W_X, W_Y$  の値が十分正弦波状(一定振幅)になる3~4周期後 ( $t = 3/f \sim 4/f$ ) の値を用いた。図より、 $f$  が増大するにつれてシミュレーション値と推定値の不一致度が大きくなるのがわかるが、これは図11の周波数特性と密接に関連している。例えば、図11においては70~80 Hz の付近に共振点があり、80 Hz を越えると急速にゲインが低下する傾向は、図13の傾向に十分類似している。ただ、図13のシミュレーション結果は、一般式を用いているのに対し、周波数特性、解析結果(推定値)は近似式( $q_X, q_Y$  を無視)を用いているので、これらに関する差違は存在する。しかし、周波数特性が成立する範囲内では、シミュレーション値は推定値(解析結果)に一致しているので、(2.49)式は十分有効であり、干渉効果は角加速度に比例して発生すると云える。

### 2.8 非干渉制御回路の試作

非干渉制御方式の解析的考察(2.3節)、TDGのパラメータ設定(2.4節)、RCCパラメータの設計および試作結果(2.5、2.6節)に基づいてNIL回路を設計試作する。設計にあたっては、まずロータ

はチューニング状態 ( $K_N = 0$ )<sup>2)</sup> で回転するとし、(2.32)式を

$$F_N(S) = - \frac{K_f I S R(S)}{H K_{sg} K_d K'_g} \quad (2.50)$$

とおき、 $F_N(S)$  の各要素を

$$F'_N(S) = -F_N(S) = K'_v K'_a R'(S) \quad (2.51)$$

のようにモデル化する。これは、 $V_d(xY)$  をNILの電圧増幅器で増幅し、制御用電子回路(伝達関数を  $R'(S)$  とする)で位相調整した後、電流変換器で副トルカ電流  $I'_{tg}(xY)$  に変換することを意味する。この信号伝達の流れは図12の一点鎖線内のNILに示されるが、その各要素の試作も、主トルカループの場合と同様、試作精度の影響を受けた。(2.50)、(2.51)式の関係は

$$K'_v K'_a = \frac{K_f I}{H K_{sg} K_d K'_g}, \quad R'(S) = S R(S) \quad (2.52)$$

とおくことができる。上式において、積  $K'_v K'_a$  の値はTDGの諸元(表1)および主トルカループの各パラメータ(表2)より決まるので、 $K'_v, K'_a$  のゲイン配分をどうするかが問題になる。 $K'_a$  については、干渉量は入力に比して微小<sup>3)</sup>なので、これに対応する電流  $I'_{tg}(xY)$  も  $I_{tg}(xY)$  に比して微小と考え、 $K_a$  の20%あれば十分とし

$$K'_a = 0.2 K_a = 8.64 \text{ mA/V} \quad (2.53)$$

に設計値を定めた。このとき、(2.52)式に(2.53)式、表1、2の値を代入して  $K'_v$  を求めると

$$K'_v = 0.312 \quad (2.54)$$

が得られる。NILにもノッチフィルタを用いているので、 $R'(S)$  は、(2.44)~(2.47)、(2.52)式より

$$R'(S) = \frac{\omega_r^2 S}{S^2 + 2\zeta'_r \omega'_r S + \omega_r'^2} \frac{S^2 + \omega_N'^2}{S^2 + 2\zeta'_N \omega'_N S + \omega_N'^2} \quad (2.55)$$

となる。上式の  $\zeta'_r, \omega'_r, \zeta'_N, \omega'_N$  は主トルカループの  $\zeta_r, \omega_r, \zeta_N, \omega_N$  と全く同じ設計値であるが、試作結果は必ずしもそのようにならなかったため、主、副トルカループの違いを明らかにするために、記号を変えて表現することにする。 $\theta_{(xY)}$  から  $M_{(xY)}, M'_{(xY)}$  に至るループのフィードバックゲイン  $K_f, K'_f$  は(2.7)、(2.52)式より

$$K_f = K_{sg} K_d K_v K_a K_{tg} \quad (2.56)$$

$$K'_f = K_{sg} K_d K'_v K'_a K'_{ig} = \frac{I}{H} K_f \quad (2.57)$$

となる。NILの各要素の設計試作において、 $\zeta'_r, \omega'_r, \zeta'_N, \omega'_N, K'_f$ が主トルカループの値に対応していなければ、干渉補正の効用は劣化するが、部品そのものの精度、試作精度のために設計値通りの値は得られなかった。また、同じ値を有する要素でありながら、ループ(1)、(2)による違いも現われた。表2のパラメータに対応して設計試作されたNILの各要素のパラメータ値を表3に示す。表で試作値がカッコで囲んであるのは現用の計測装置で十分精度よく計測できないことを示しているが、以後の解析、シミュレーションにおいてはその値を用いることにする。

なお、RCCのパラメータを試作する際には、TDGの入出力関係が所望の特性（整定時間最小、オーバーシュート最小、周波数特性最大）を有するように主トルカループのパラメータを設計試作し（表2）、つぎに、それらに対応してNILの要素を設計試作したが、NILの試作値は、非干渉制御実験（後述）を行ないつつ、干渉効果が最小になるように調整された結果である。すなわち、表3の値は、実験を進めつつ調整されている。しかし、干渉量は、現用の計測装置（FRA、後述）では、S/N比の関係で十分精度よく計測できなかったし、電子部品そのものも一般部品を用いたので各要素の値を精密に調整することは困難であった。今後、干渉量の尺度となる相互伝達関数の特性を考慮しつつRCCの各要素を設計試作していくときには、電子部品そのものの精度、回路構成の精度、干渉量を評価基準としたパラメータ

調整精度等が大きな課題となる。

### 2.9 2軸角加速度計測への応用

主トルカループと副トルカループの開ループ伝達関数の位相については  $R(S), R'(S)$  の位相を考えればよいが、(2.52)式で示されるように、 $R'(S)$  の位相は  $R(S)$  の位相よりも  $90^\circ$  進んでいるので、 $R(S)$  を通った信号  $I_{tg(xY)}$  が入力  $\dot{\phi}_{(xY)}$  に対応するならば、当然  $R'(S)$  を通った信号  $I'_{tg(xY)}$  は  $S\dot{\phi}_{(xY)} = \ddot{\phi}_{(xY)}$  に対応すると予測される。図3における  $W'_{(xY)}$  と  $\dot{\phi}_{(xY)}$  の関係式を

$$\begin{bmatrix} W'_X \\ W'_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G'_a(S) & -G'_c(S) \\ G'_c(S) & G'_a(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S\dot{\phi}_X \\ S\dot{\phi}_Y \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

のようにおいて、 $F_N(S)$  を(2.32)式のように仮定したとき、 $G'_a(S), G'_c(S)$  は

$$G'_a(S) = \frac{L'_d(S)}{L_d(S)}, \quad G'_c(S) = \frac{L'_c(S)}{L'_d(S)} \quad (2.59)$$

となる。ここで  $L'_d(S), L'_c(S), L'_d(S)$  は

$$L'_d(S) = \frac{\{K_f I S R(S) - H K_N\} L_d(S)}{H K_f R(S)} \quad (2.60)$$

$$L'_c(S) = \frac{\{K_f I S R(S) - H K_N\} L_c(S)}{H K_f R(S)} \quad (2.61)$$

$$L'_d(S) = \frac{I S}{H_0} L_d(S) \quad (2.62)$$

である。同様に図4における  $G'_a(S), G'_c(S)$  は

$$G'_a(S) \approx \frac{K_f R(S)}{H S + K_f R(S)}, \quad G'_c(S) \approx 0 \quad (2.63)$$

となり、(2.35)、(2.36)式に一致する。 $\ddot{\phi}_X = \text{const.}, \ddot{\phi}_Y = \text{const.}$  において、(2.58)、(2.63)式に最終値定

表3 NILのパラメータ

記号	パラメータ	単位	設計値	試作値	
				ループ(1)	ループ(2)
$K'_v$	電圧増幅器ゲイン	V/V	0.312	0.22	0.22
$K'_a$	電流変換器ゲイン	mA/V	8.64	14	14
$\omega'_N$	ノッチフィルタ固有角周波数	rad/s	974	974	974
$\zeta'_N$	ノッチフィルタ減衰係数		0.316	(0.316)	(0.316)
$\omega'_r$	補償回路固有角周波数	rad/s	942	895	895
$\zeta'_r$	補償回路減衰係数		0.7	(0.7)	(0.7)
$K'_f$	フィードバックゲイン	N·m/rad	0.016	0.017	0.014
$R'_{out}$	副トルカ電流読取低抗	$\Omega$	71.4	71.4	71.4

理を適用すると

$$\begin{bmatrix} W'_x \\ W'_y \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\phi}_x \\ \ddot{\phi}_y \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

となり、 $W'_x, W'_y$  はそれぞれ角加速度  $\ddot{\phi}_x, \ddot{\phi}_y$  に対応した出力となる。すなわち、角速度計測に影響を与えることなく角加速度計測が可能となるので、TDG は、RCCの改良設計によって2軸角速度、2軸角加速度が同時に計測可能な4入力センサとして機能する。(2.60), (2.61)式から明らかのように、 $G'_a(S), G'_c(S)$  はミスチューニング ( $K_N \neq 0$ ) の影響を受けているので、TDGを2軸角速度検出とともに2軸角加速度検出にも用いるときには、チューニング調整 ( $K_N$ を零にする) の高精度化が必要になる。なお、上述の角加速度検出は、最終値定理が近似的に成立する低周波域については十分有効と考えられるが、これについては第3章で解析的に、第4章で実験的に評価する。

### 3. 非干渉制御系の解析的評価

TDGおよびRCCの各試作パラメータの値はそれぞれ標準値、設計値と異なるだけでなく、ループ(1), (2)によっても異なること(表1~3)が前章で明らかにされたが、本章ではそれらの相違が干渉効果の補正にどのように影響するかを定量的に評価する。

#### 3.1 入出力伝達関数の一般化

TDGの入出力周波数特性の数値解を得るのに必要な入出力伝達関数を図12のループに即して求める。

NIL = OFFにおける入出力関係式を

$$\begin{bmatrix} W'_x \\ W'_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}(S) & -P_{12}(S) \\ P_{21}(S) & P_{22}(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_x \\ \dot{\phi}_y \end{bmatrix}; \text{NIL} = \text{OFF} \quad (3.1)$$

とおけば、上式の伝達関数行列の各要素はつぎのようになる<sup>12)</sup>。

$$P_{11}(S) = \frac{1}{P_{00}(S)} \{ (1 + K_{f2} R_2 \phi_a) \phi_A - K_{f2} R_2 \phi_b \phi_B \} \frac{K_{f1}}{H_0} R_1 \quad (3.2)$$

$$P_{12}(S) = \frac{1}{P_{00}(S)} \{ (1 + K_{f2} R_2 \phi_a) \phi_B + K_{f2} R_2 \phi_b \phi_A \} \frac{K_{f1}}{H_0} R_1 \quad (3.3)$$

$$P_{21}(S) = \frac{1}{P_{00}(S)} \{ (1 + K_{f1} R_1 \phi_a) \phi_B + K_{f1} R_1 \phi_b \phi_A \} \frac{K_{f2}}{H_0} R_2 \quad (3.4)$$

$$P_{22}(S) = \frac{1}{P_{00}(S)} \{ (1 + K_{f1} R_1 \phi_a) \phi_A - K_{f1} R_1 \phi_b \phi_B \} \frac{K_{f2}}{H_0} R_2 \quad (3.5)$$

$$P_{00}(S) = (1 + K_{f1} R_1 \phi_a)(1 + K_{f2} R_2 \phi_a) + K_{f1} K_{f2} R_1 R_2 \phi_b^2 \quad (3.6)$$

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= R_1(S), & R_2 &= R_2(S), & \phi_a &= \phi_a(S) \\ \phi_b &= \phi_b(S), & \phi_A &= \phi_A(S), & \phi_B &= \phi_B(S) \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

$$\left. \begin{aligned} K_{f1} &= K_{sg1} K_{d1} K_{v1} K_{a1} K_{tg1} \\ K_{f2} &= K_{sg2} K_{d2} K_{v2} K_{a2} K_{tg2} \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

上式の  $K_{f1}, K_{f2}$  はそれぞれ  $\theta_x$  から  $M_y$ ,  $\theta_y$  から  $M_x$  に至るループのフィードバックゲインであり、ループ(1), (2)によるパラメータの相違がないときには(2.56)式の  $K_f$  に一致し、 $K_{f1} = K_{f2} = K_f$  となる。また、表2のループ(1), (2)における試作値を意味する。NIL = ON における入出力関係式を

$$\begin{bmatrix} W_x \\ W_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_{11}(S) & -Q_{12}(S) \\ Q_{21}(S) & Q_{22}(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_x \\ \dot{\phi}_y \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

とおけば、伝達関数行列の各要素は以下の各式のようになる<sup>12)</sup>。

$$Q_{11}(S) = \frac{1}{V_{00}(S)} \{ V_{11}(S) \phi_A(S) - V_{12}(S) \phi_B(S) \} \frac{K_{f1}}{H_0} R_1(S) \quad (3.10)$$

$$Q_{12}(S) = \frac{1}{V_{00}(S)} \{ V_{12}(S) \phi_A(S) + V_{11}(S) \phi_B(S) \} \frac{K_{f1}}{H_0} R_1(S) \quad (3.11)$$

$$Q_{21}(S) = \frac{1}{V_{00}(S)} \{ V_{21}(S) \phi_A(S) + V_{22}(S) \phi_B(S) \} \frac{K_{f2}}{H_0} R_2(S) \quad (3.12)$$

$$Q_{22}(S) = \frac{1}{V_{00}(S)} \{ V_{22}(S) \phi_A(S) - V_{21}(S) \phi_B(S) \} \frac{K_{f2}}{H_0} R_2(S) \quad (3.13)$$

上式の  $V_{ij}(S)$  ( $i, j = 1, 2$ ) はそれぞれ

$$V_{11}(S) = 1 + K_{f2} R_2(S) \phi_a + K'_{f2} R'_2(S) \phi_b \quad (3.14)$$

$$V_{12}(S) = K_{f2} R_2(S) \phi_b - K'_{f2} R'_2(S) \phi_a \quad (3.15)$$

$$V_{21}(S) = K_{f1} R_1(S) \phi_b - K'_{f1} R'_1(S) \phi_a \quad (3.16)$$

$$V_{22}(S) = 1 + K_{f1} R_1(S) \phi_a + K'_{f1} R'_1(S) \phi_b \quad (3.17)$$

であり、 $V_{00}(S)$  は

$$V_{00}(S) = V_{11}(S)V_{22}(S) + V_{12}(S)V_{21}(S) \quad (3.18)$$

である。また、 $K'_{f1}$ 、 $K'_{f2}$ は

$$\left. \begin{aligned} K'_{f1} &= K_{sg1} K_{d1} K'_{v1} K'_{a1} K'_{t1} \\ K'_{f2} &= K_{sg2} K_{d2} K'_{v2} K'_{a2} K'_{t2} \end{aligned} \right\} \quad (3.19)$$

となるが、これらはそれぞれ $\theta_x$ から $M'_x$ 、 $\theta_y$ から $M'_y$ に至るループのフィードバックゲインであり、ループ(1)、(2)によるパラメータの相違がないときには(2.57)式の $K'_f$ に一致し、 $K'_{f1} = K'_{f2} = K'_f$ となる。さらに、角加速度計測を考慮したときの入出力関係式を

$$\begin{bmatrix} W'_x \\ W'_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q'_{11}(S) & -Q'_{12}(S) \\ Q'_{21}(S) & Q'_{22}(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\phi}_x \\ \ddot{\phi}_y \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

とすれば、伝達関数行列の各要素は

$$Q'_{11}(S) = \frac{1}{V_{00}(S)} \{ V_{11}(S)\phi_A(S) - V_{12}(S)\phi_B(S) \} \frac{K'_{f1} R'_1(S)}{IS} \quad (3.21)$$

$$Q'_{12}(S) = \frac{1}{V_{00}(S)} \{ V_{12}(S)\phi_A(S) + V_{11}(S)\phi_B(S) \} \frac{K'_{f1} R'_1(S)}{IS} \quad (3.22)$$

$$Q'_{21}(S) = \frac{1}{V_{00}(S)} \{ V_{21}(S)\phi_A(S) + V_{22}(S)\phi_B(S) \} \frac{K'_{f2} R'_2(S)}{IS} \quad (3.23)$$

$$Q'_{22}(S) = \frac{1}{V_{00}(S)} \{ V_{22}(S)\phi_A(S) - V_{21}(S)\phi_B(S) \} \frac{K'_{f2} R'_2(S)}{IS} \quad (3.24)$$

となる。

### 3.2 解析結果

前節で求めた各伝達関数の周波数特性を各要素のパラメータ値に即して求め、NIL=OFF, ONにおける相互伝達関数のゲイン差より干渉補正を評価する。各特性において解析結果とあるのは、次章での実験結果に対応する形で、非干渉制御の解析解<sup>3)</sup>を用いた数値シミュレーション結果を意味する。また、設計値使用とは、TDGの標準値ならびにRCC(NILを含む、以下同様)の設計値を用いることを、試作値使用とは、TDG, RCCの試作値を用いることをそれぞれ意味する。

図14にNIL=OFF, ONにおける自己伝達関数 $P_{11}(S)$ 、 $P_{22}(S)$ 、 $Q_{11}(S)$ 、 $Q_{22}(S)$ のボード線図を示すが、TDG, RCCの試作精度の影響をほとんど受けず、

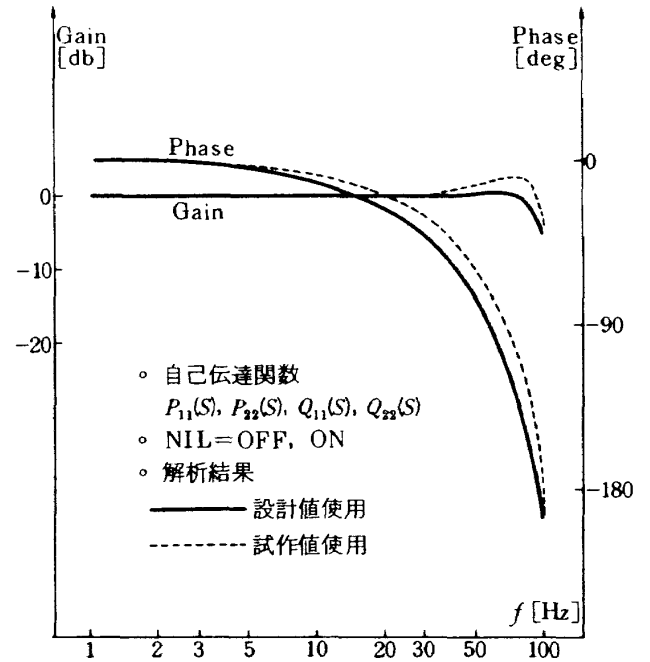


図14 自己伝達関数の周波数特性(角速度計測)

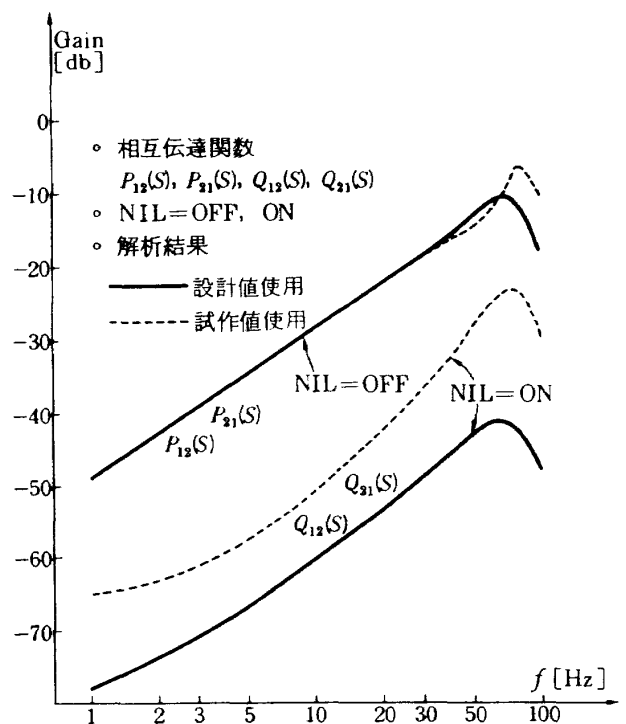


図15 相互伝達関数のゲイン特性(角速度計測)

また、4つの伝達関数による特性の相違、NIL=OFF, ON時の特性の相違もほとんどなく、図11とはほぼ同様の傾向を示している。図15については、NIL=OFF, ON時の相互伝達関数のゲインの比較を示す。相互伝達関数は干渉量の尺度となるものであり、NIL=OFF, ON時のゲインの差が干渉補正の效能を評価するものである。図15より、各パラメータが設計

値通りになっておれば、干渉補正量（相互伝達関数のゲイン低下）は-30~-40 dbになるにもかかわらず、試作精度のために-15~-20 db程度にしかならないことがわかる。図16に角加速度計測時の自己伝達関数  $Q'_{11}(s)$ ,  $Q'_{22}(s)$  のボード線図を示すが、角速度計測時と同様の特性（図14）になることがわかる。図17には、角加速度計測（2入力2出力）における干渉効果の尺度となる相互伝達関数  $Q'_{12}(s)$ ,

$Q'_{21}(s)$  のゲインを示すが、試作値使用でもかなり大幅にゲインが低下している。

なお、本研究では、相互伝達関数についてはそのゲインのみを考慮の対象とする。これは、相互伝達関数の位相は微小量（干渉量）の位相ということで、特に大きな意味はなく、いわば誤差、雑音等の位相と同様に考えることができるからである。

### 3.3 解析結果の考察

表1~3の各パラメータの設計値（標準値）と試作値とを用いて求めた自己、相互伝達関数の周波数特性の数値解（図14~17）を比較検討するとつぎのように結論づけられる。(イ) 自己伝達関数の周波数特性に関しては、角速度計測、角加速度計測いずれについても入力  $\dot{\phi}_x, \dot{\phi}_y, \ddot{\phi}_x, \ddot{\phi}_y$  による違い（伝達関数の種別）、試作精度の影響、NIL=OFF, ON（NIL使用の有無）による違いがほとんど現われていない（図面表示が困難）。(ロ) NIL=OFFにおける相互伝達関数の周波数特性も、入力  $\dot{\phi}_x, \dot{\phi}_y$  による違い、試作精度の影響がほとんど現われていない（図面表示が困難）。(ハ) 試作精度を向上させればNIL=ON時の相互伝達関数のゲインはそれに対応して低下するので、干渉補正の効能はそれだけ向上する。(ニ) 干渉量の小さい低周波域 ( $f=1\sim 5$  Hz) では試作精度の影響が大きい。(ホ) 角速度計測、角加速度計測ともに、干渉効果の要因となる相互伝達関数の要素は  $\phi_a(s), \phi_b(s), \phi_A(s), \phi_B(s)$  からなりたっており {式(2.9)~(2.11), 式(3.11), (3.12), 式(3.14)~(3.17), 式(3.22), (3.23)}, それらはまた,  $D, D_R, T_D$  からなりたっているため、本研究での副トルカ使用による干渉補正の効能を向上させるには、ループの要素パラメータの試作精度の向上とともに、ダンピング係数<sup>10)</sup>  $D, D_R$  およびクォードレチャスプリングレート ( $=T_q/H$ )<sup>10)</sup> の低減化が必要となる。

## 4. 非干渉制御実験

### 4.1 実験方法

TDGの干渉効果は、角速度入力  $\dot{\phi}_x, \dot{\phi}_y$  が時変入力時に発生する<sup>3)</sup>ので、入出力間での自己、相互両伝達関数の周波数特性を実験的に求めるには、TDGのX, Y軸まわりに正弦波振動を印加する必要がある。

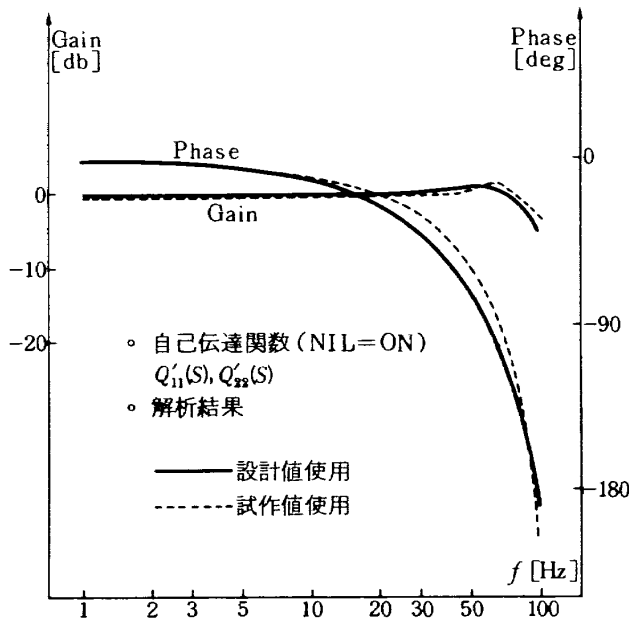


図16 自己伝達関数の周波数特性（角加速度計測）

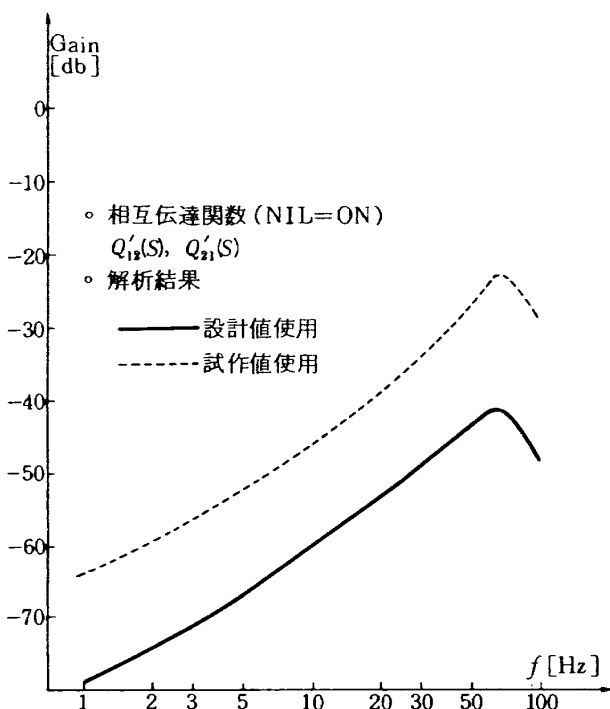


図17 相互伝達関数のゲイン特性（角加速度計測）

しかし、角振動試験機の仕様ならびに性能（正弦波振動の精度等）から考えてそのような実験を精度よく実施することは困難であったので、図12に示される電気入力  $V_{SX}, V_{SY}$ （電圧）を印加することにより機械入力  $\dot{\phi}_x, \dot{\phi}_y$  を印加した場合とほぼ等価な実験を行ない、NILによる干涉補正の効能を実験的に評価することにした。図12のブロック線図は、(2.13)式の仮定を適用することにより図18のように表わされるので、ここでこの図18に基いて機械入力印加と電気入力印加の等価性を説明する。図18に示すように、 $V_S(xY)$  と  $V_d(xY)$  との加減算は演算増幅器 (LM118) と抵抗とを用いてなされており（差動増幅器）、 $V_S(xY)$  の極性に関係なく、 $V_o(xY)$  は常に  $V_d(xY)$  と  $V_S(xY)$  の差になる。TDGに  $\dot{\phi}_x, \dot{\phi}_y$  が印加された場合は、その積分値  $\phi_x, \phi_y$ （TDGの対慣性空間角変位）によってロータ、ケース間に相対角変位  $\theta_x, \theta_y$  を生じ、これらに対応したトルク  $M_y, M_x$  がロータに印加され、ジャイロ効果 (Precession)<sup>8)</sup> によってロータは  $\phi_x, \phi_y$  だけ対慣性空間角変位し、 $\phi_x, \phi_y$  と釣合う。このとき  $\theta_x, \theta_y$  はオフセット角となり、これらに対応した電流  $I_{tgy}, I_{tgx}$  が出力となる。つ

ぎは TDGに電気入力  $V_{SX}, V_{SY}$  が印加された場合を考える。まず、 $V_{SX}, V_{SY}$  が  $M_y, M_x$  に変換され、 $M_y, M_x$  によってロータが角変位  $\theta_x (= \phi_x), \theta_y (= \phi_y)$  を生じ、DA電圧  $V_{dx}, V_{dy}$  に変換される。この電圧と  $V_{SX}, V_{SY}$  との差  $V_{ox}, V_{oy}$  がオフセット電圧となり、これに対応した電流  $I_{tgy}, I_{tgx}$  が  $V_{ox}, V_{oy}$  と釣合う。したがって、機械入力印加時には  $\phi_x, \phi_y$  が  $\phi_x, \phi_y$  と釣合いながら  $I_{tgy}, I_{tgx}$  が  $\dot{\phi}_x, \dot{\phi}_y$  に対応したものとなるが、電気入力印加時には  $V_{SX}, V_{SY}$  が  $V_{dx}, V_{dy}$  と釣合うので  $I_{tgy}, I_{tgx}$  は  $V_{SX}, V_{SY}$  の微分値 ( $S V_x, S V_y$ ) に対応したものとなる。上述のことは、「閉ループ系においては、出力を取出す位置が同じで入力位置の異なる二つの入力がある場合、これら両入出力伝達関数は入力位置の違いによる要素の差だけ異なる」と云う一般論からして当然の帰結となる。実際、図18において  $W_{R(xY)}, W'_{R(xY)}$  を出力とした場合、 $\phi(xY)$  を入力としても  $V_S(xY)$  を入力としても入出力伝達関数はゲインの差 ( $= K_{sg} K_d$ ) だけ異なるので、 $V_{SX} = K_{sg} K_d \phi_x, V_{SY} = K_{sg} K_d \phi_y$  とすれば、 $\phi(xY)$  を入力とした場合と全く同じ伝達関数が得られる。よって、 $V_{SX}, V_{SY}$  を入力として伝達関数の周波数特性を実験

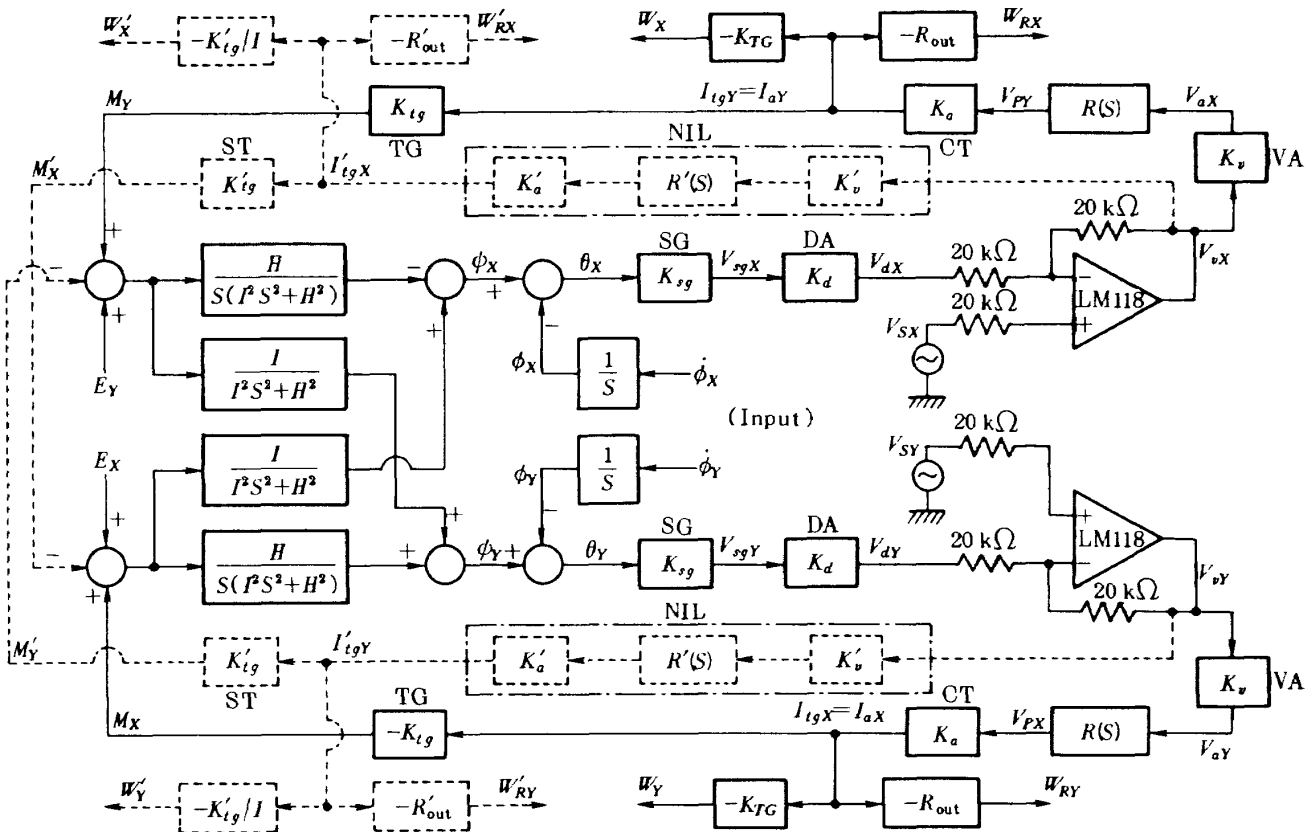


図18 機械入力印加、電気入力印加の近似等価性

的に求め、これにある変換を施せば、 $\dot{\phi}_x$ ,  $\dot{\phi}_y$ を入力とした場合と等価な特性が得られる。その変換方法については4.2節で述べる。

なお、周波数特性(ボード線図)の測定には周波数応答解析機FRA(Frequency Response Analyzer or Servo Analyzer)を用いた。FRA発振部より振幅 $0.01V_{rms}$ 、周波数 $f=1\sim 100Hz$ の正弦波交流電圧を入力 $V_{SX}$ ,  $V_{SY}$ として与え、TDGのロータをXまたはY軸まわりに角振動させ(両軸同時でなく、1軸ずつ)、TDG出力(電圧) $W_{R(XY)}$ ,  $W'_{R(XY)}$ をFRAの分析部に入力し、FRA内での分析計算によりTDGの入出力周波数特性を求めた。入力電圧を $0.01V_{rms}$ にしたのは下記の理由による。表1より副トルカのスケールファクタ $K'_{TG}(=K'_{fg}/H)$ は $30^\circ/h/mA$ となるが、副トルカの最大許容電流は $120mA$ なので、入力角速度換算で $1^\circ/s$ までの入力しか許容できない。これは、副トルカがTDGのバイアス誤差補正(キャリブレーション)用に製作されているためであり、TDG本体の製作精度に関連する固有誤差のバイアス値は通常 $0\sim 10^\circ/h$ 程度<sup>14)</sup>であるので、その程度の許容最大電流で十分補正に対処できる。電気入力 $V_{S(XY)}=0.01V$ をオフセット角 $\theta_{(XY)}$ に換算すると

$$\theta_{(XY)} = \frac{V_{S(XY)}}{K_{sg} K_d} = 0.1382 \times 10^{-2} [\text{deg}] \quad (4.1)$$

となる(表1, 2の標準値, 設計値使用)。つぎに、入力角速度 $\dot{\phi}_{(XY)}$ 、角運動量 $H$ 、フィードバックゲイン $K_f$ 、オフセット角 $\theta_{(XY)}$ との関係を近似的に考えれば

$$K_f \theta_{(XY)} = H \dot{\phi}_{(XY)} \quad (4.2)$$

となる<sup>2)</sup>ので、(4.1), (4.2)式より $V_{S(XY)}=0.01V$ の $\dot{\phi}_{(XY)}$ への換算値は $0.41^\circ/s$ となるが、 $0.01V$ は実効値( $=0.01V_{rms}$ )であるため、電圧のピーク値を考えれば $0.58^\circ/s(=1.414V)$ となる。すなわち、振幅 $0.58^\circ/s$ の正弦波角振動が入力軸(X, Y軸)まわりに印加された場合と等価になる。一方、副トルカは入力角速度換算で最大 $1^\circ/s$ といっても、雑音成分(高周波のため $M'_x, M'_y$ には影響しない)としての電流が存在しているので、相互干渉の補正に用いられる電流は $60mA$ 以下(入力角速度換算で $0.5^\circ/s$ 以下)におさえる必要があったが、図13より $f=1\sim 100Hz$ に

おいて相互干渉成分の最大は入力 $\dot{\phi}_{(XY)}$ の三分の一程度( $\approx 33\%$ )になっていることからして、 $\dot{\phi}_{(XY)}$ の最大は使用可能な副トルカの能力 $0.5^\circ/s(=60mA)$ の3倍( $=1.5^\circ/s$ )以下に設定すればよかった。よって、 $V_{S(XY)}$ を $0.01V_{rms}$ にすれば、 $\dot{\phi}_{(XY)}$ 換算で $0.58^\circ/s$ になり、本TDGを非干渉制御実験(副トルカ使用)に用いる際に許容される入力 $\dot{\phi}_{(XY)}$ の最大値 $1.5^\circ/s$ に対して十分余裕がある。

#### 4.2 電気入力, 機械入力印加時の伝達関数の変換手法

電気入力印加実験の結果を機械入力印加実験時の結果に等価変換する過程を解析的に明らかにする。図18においてNIL=OFFのとき $\dot{\phi}_{(XY)}$ と $W_{R(XY)}$ との関係式を

$$\begin{bmatrix} W_{RX} \\ W_{RY} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{a1}(S) & -F_{c1}(S) \\ F_{c1}(S) & F_{a1}(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_X \\ \dot{\phi}_Y \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

とすれば、伝達関数行列の各要素は

$$\begin{aligned} F_{a1}(S) &= \frac{R_{out}}{K_{TG}} \frac{K_f \{H\{HS + K_f R(S)\} + I^2 S^3\}}{H\{\{HS + K_f R(S)\}^2 + I^2 S^4\}} R(S) \\ &\approx \frac{R_{out}}{K_{TG}} P_a(S) \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} F_{c1}(S) &= \frac{R_{out}}{K_{TG}} \frac{K_f^2 I S \{R(S)\}^2}{H\{\{HS + K_f R(S)\}^2 + I^2 S^4\}} \\ &\approx \frac{R_{out}}{K_{TG}} P_c(S) \end{aligned} \quad (4.5)$$

となる。上式の符号 $\approx$ は、 $P_a(S)$ ,  $P_c(S)$ に(2.13)式の仮定を用いれば、 $\approx$ の両辺が等しくなることを意味する。つぎに $V_{S(XY)}$ を入力としたときの関係式を

$$\begin{bmatrix} W_{RX} \\ W_{RY} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{a2}(S) & -F_{c2}(S) \\ F_{c2}(S) & F_{a2}(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{SX} \\ V_{SY} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

とすれば、 $F_{a2}(S)$ ,  $F_{c2}(S)$ はそれぞれ

$$F_{a2}(S) = \frac{S}{K_{sg} K_d} F_{a1}(S) = \frac{R_{out} S}{K_{sg} K_d K_{TG}} P_a(S) \quad (4.7)$$

$$F_{c2}(S) = \frac{S}{K_{sg} K_d} F_{c1}(S) = \frac{R_{out} S}{K_{sg} K_d K_{TG}} P_c(S) \quad (4.8)$$

となる。上記の各式より、 $V_{S(XY)}$ を入力としたときの自己、相互両伝達関数は、 $\dot{\phi}_{(XY)}$ を入力としたときに比較すると、一定ゲイン( $=1/K_{sg} K_d$ )異なり、

かつ、位相が  $90^\circ$  進んでいることがわかる。したがって、電気入力実験によって  $F_{a2}(S)$ ,  $F_{c2}(S)$  の周波数特性を求めるとともに、これに  $K_{sg} K_d K_{TC} / R_{out} S$  を乗じた変換を施せば、機械入力実験の場合とほぼ等価な特性が得られる。しかし、これは、(2.13)式の仮定をとり入れた近似的な方法であるので、今度は図12に基いてもっと一般的な入出力関係ならびに変換方法を、NIL=OFF, ON時の角速度計測, 角加速度計測について求める。図12においてNIL=OFFを仮定し,  $V_{s(xy)}$  を入力,  $W_{R(xy)}$  を出力としたときの入出力関係式を

$$\begin{bmatrix} W_{RX} \\ W_{RY} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}(S) & -F_{12}(S) \\ F_{21}(S) & F_{22}(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{SX} \\ V_{SY} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

とおけば、伝達関数行列の各要素は

$$F_{11}(S) = F_{11}(S) \{1 + K_{f2} R_2(S) \phi_a(S)\} \quad (4.10)$$

$$F_{12}(S) = F_{12}(S) K_{f2} R_2(S) \phi_b(S) \quad (4.11)$$

$$F_{21}(S) = F_{21}(S) K_{f1} R_1(S) \phi_b(S) \quad (4.12)$$

$$F_{22}(S) = F_{22}(S) \{1 + K_{f1} R_1(S) \phi_a(S)\} \quad (4.13)$$

となる。ここで  $F_{ij}(S)$  ( $i, j = 1, 2$ ) は

$$F_{ij}(S) = \frac{R_{out}}{P_{00}(S)} \frac{K_{fi} R_i(S)}{K_{sgj} K_{dj} K_{tgi}} \quad (4.14)$$

である。図18では「 $V_{SX}$  ( $V_{SY}$ ) のみが入力されることは  $\dot{\phi}_X$  ( $\dot{\phi}_Y$ ) のみが入力されることと等価である」と仮定できるが、図12では  $\theta_X$  (または  $\theta_Y$ ) に影響する入力として  $\dot{\phi}_X$  (または  $\dot{\phi}_Y$ ) だけでなく  $\ddot{\phi}_Y$  (または  $\ddot{\phi}_X$ ) があり、後者はそれぞれ  $\phi_b(S)$  を介して  $\phi_Y$  (または  $\phi_X$ ) として加減算されるので、そのような仮定は成立しない。しかし、表1の諸元を用いて(2.10)式の  $\phi_A(S)$ ,  $\phi_B(S)$  のゲインを  $f = 1 \sim 100 \text{ Hz}$  において求めるとその値はそれぞれ  $-16 \sim -56 \text{ db}$ ,  $-64 \sim -103 \text{ db}$  となり

$$|\phi_A(S)| \gg |\phi_B(S)|; f = 1 \sim 100 \text{ Hz} \quad (4.15)$$

が成立するので、 $\dot{\phi}_Y$  (または  $\dot{\phi}_X$ ) が  $W_X$  (または  $W_Y$ ) に与える影響度(干渉成分)は量的にほとんど  $\phi_A(S)$ ,  $\phi_b(S)$  を通った成分, すなわち角加速度が存在するとき ( $\dot{\phi}_{(XY)}$  が時変入力) に発生する干渉成分(図12, 13)であるとみなすことができる。また,  $\phi_A(S)$  の値は,  $f = 1 \sim 100 \text{ Hz}$  においてほとんど  $1/s$  の値に等しく,  $\phi_B(S)$  との差(相対誤差)は  $10^{-3}$  のオーダーである。したがって, 本研究に用いた TDG において  $\phi_A(S)$ ,  $\phi_B(S)$  は

$$\phi_A(S) \approx \frac{1}{S}, \quad \phi_B(S) \approx 0 \quad (4.16)$$

であると仮定しても問題はない。(4.16)式の仮定の基に, (4.10)~(4.13)式の  $F_{ij}(S)$  と(3.2)~(3.5)式の  $P_{ij}(S)$  ( $i, j = 1, 2$ ) との関係式を求めると

$$P_{ij}(S) = \frac{K_{sgj} K_{dj} K_{tgi}}{H_0 R_{out} S} F_{ij}(S), \quad i, j = 1, 2 \quad (4.17)$$

のようになる。上式の変換方法はつぎのようにも考えることができる。まず,  $W_{RX}$  と  $W_X$  とは

$$W_{RX} = \frac{R_{out}}{K_{TC1}} W_X = \frac{H_0 R_{out}}{K_{tgi}} W_X \quad (4.18)$$

なる関係にあることを考慮し, つぎに,  $V_{SX}$  を入力することは, 同じ  $V_{SX}$  の入力箇所(図12の点線入力部)に  $K_{sg1} K_{d1} \{ \phi_A(S) \dot{\phi}_X - \phi_B(S) \dot{\phi}_Y \}$  を入力することと等価であり, かつ  $\phi_A(S)$ ,  $\phi_B(S)$  は(4.16)式のように仮定できることを考慮すれば,  $F_{11}(S)$  は

$$\begin{aligned} F_{11}(S) &= \frac{W_{RX}}{V_{SX}} = \frac{H_0 R_{out}}{K_{tgi}} \frac{W_X}{V_{SX}} \\ &= \frac{H_0 R_{out}}{K_{tgi}} \frac{W_X}{K_{sg1} K_{d1} \{ \phi_A(S) \dot{\phi}_X - \phi_B(S) \dot{\phi}_Y \}} \\ &\approx \frac{H_0 R_{out} S}{K_{sg1} K_{d1} K_{tgi}} \frac{W_X}{\dot{\phi}_X} = \frac{H_0 R_{out} S}{K_{sg1} K_{d1} K_{tgi}} P_{11}(S) \end{aligned} \quad (4.19)$$

となり, (4.17)式が  $F_{11}(S)$  について成立する。以下  $F_{12}(S)$ ,  $F_{21}(S)$ ,  $F_{22}(S)$  についても全く同様である。今度は NIL=ON のときの入出力関係式を

$$\begin{bmatrix} W_{RX} \\ W_{RY} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(S) & -G_{12}(S) \\ G_{21}(S) & G_{22}(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{SX} \\ V_{SY} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

とすれば, 伝達関数行列の各要素は

$$G_{ij}(S) = \frac{R_{out} K_{fi} R_i(S)}{K_{sgj} K_{di} K_{tgi}} \frac{U_{ij}(S)}{U_{00}(S)}, \quad i, j = 1, 2 \quad (4.21)$$

となる。ここで  $U_{ij}(S)$ ,  $U_{00}(S)$  は

$$U_{11}(S) = V_{11}(S) \quad (4.22)$$

$$U_{12}(S) = \frac{K_{sg1} K_{d1}}{K_{sg2} K_{d2}} V_{12}(S) \quad (4.23)$$

$$U_{21}(S) = \frac{K_{sg2} K_{d2}}{K_{sg1} K_{d1}} V_{21}(S) \quad (4.24)$$

$$U_{22}(S) = V_{22}(S) \quad (4.25)$$

$$U_{00}(S) = U_{11}(S) U_{22}(S) + U_{12}(S) U_{21}(S)$$



$$= V_{00}(S) \quad (4.26)$$

である。上式の  $G_{ij}(S)$  を (3.10)~(3.13) 式における  $Q_{ij}(S)$  に変換するには

$$Q_{ij}(S) = \frac{K_{sgj} K_{dj} K_{tgi}}{H_0 R_{out} S} G_{ij}(S), \quad i, j = 1, 2 \quad (4.27)$$

なる変換式を用いればよい。ここでも (4.16) 式の仮定は用いられている。さらに、角加速度計測を考慮したときの入出力関係式を

$$\begin{bmatrix} W'_{RX} \\ W'_{RY} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G'_{11}(S) & -G'_{12}(S) \\ G'_{21}(S) & G'_{22}(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{SX} \\ V_{SY} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

とすれば、伝達関数行列の各要素は

$$G'_{ij}(S) = \frac{R'_{out} K'_{fi} R'_i(S)}{K_{sgj} K_{di} K'_{gi}} \frac{U_{ij}(S)}{U_{00}(S)} \quad (4.29)$$

である。(4.16) 式を仮定し、 $R_i(S)$  と  $R'_i(S)$  との関係式を設計通りに

$$R'_i(S) = S R_i(S), \quad i = 1, 2 \quad (4.30)$$

であると仮定すれば、 $G'_{ij}(S)$  を (3.21)~(3.24) 式の  $Q'_{ij}(S)$  に変換する式は

$$Q'_{ij}(S) = \frac{K_{sgj} K_{dj} K'_{gi}}{I R'_{out} S^2} G'_{ij}(S), \quad i, j = 1, 2 \quad (4.31)$$

となる。以上で、電気入力実験によって求められる伝達関数  $F_{ij}(S)$ ,  $G_{ij}(S)$ ,  $G'_{ij}(S)$  ( $i, j = 1, 2$ ) の周波数特性に (4.17), (4.27), (4.31) 式の変換を施せば、機械入力印加時の伝達関数  $P_{ij}(S)$ ,  $Q_{ij}(S)$ ,  $Q'_{ij}(S)$  とほぼ等価な特性が得られることがわかったので、以後の「実験結果」とはそれらの変換を施した後の特性を意味する。また、本章での解析結果とは、電気入力を仮定し、これに上述の変換を施して機械入力印加時の特性を求めたもの、すなわち、(4.17), (4.27), (4.31) 式の  $P_{ij}(S)$ ,  $Q_{ij}(S)$ ,  $Q'_{ij}(S)$  の数値解を意味する。

### 4.3 実験結果

実験の手順としては「 $V_{S(XY)}$  を入力、 $W_{R(XY)}$ ,  $W'_{R(XY)}$  を出力とする入出力伝達関数の周波数特性 (FRA による測定値) を求め、これに前節の変換を施して機械入力印加時と等価な周波数特性を得る」という過程になるが、ここではそのようにして得られた実験結果とともに前節での解析結果の数値解 (表1, 2,

3の試作値使用)を示し、両者を比較検討する。これは、電気入力印加時の解析解は、(2.13)式の仮定を施せば機械入力印加時の解析解と一致するが、入出力関係を図12のように一般的なものにしたときには両解析解が完全には一致しない(4.2節)ためである。したがって、本節での電気入力印加時の実験、解析両結果の一致度は、機械入力印加時の実験、解析両結果の一致度に対応したものになる。すなわち、電気入力印加時の実験結果が図12の入出力関係(解析結果)に十分一致しておれば、その一致度は機械入力印加時の場合にもあてはまるということである。

自己伝達関数  $P_{ii}(S)$ ,  $Q_{ii}(S)$  ( $i = 1, 2$ ) の周波数特性は、図19のボード線図に示すように、入力が  $V_{SX}$  または  $V_{SY}$  であるかにも、さらに NIL の OFF, ON にも依存しないことがわかる。また、 $f = 50 \text{ Hz}$  ぐらいまでは実験、解析両結果がよく一致していること、機械入力印加時の解析結果 (図14) とよく一致していることがわかる。図20に相互伝達関数  $P_{21}(S)$ ,  $Q_{21}(S)$  のゲイン特性を示す。NIL = OFF のときは実験、解析両結果がほぼ一致しているが、NIL = ON においては、傾向が一致しているものの、特性がかなり異なった箇所もある。特に  $f = 1 \sim 3 \text{ Hz}$  ぐらいまでの低周波域では実験結果が十分とは云えない

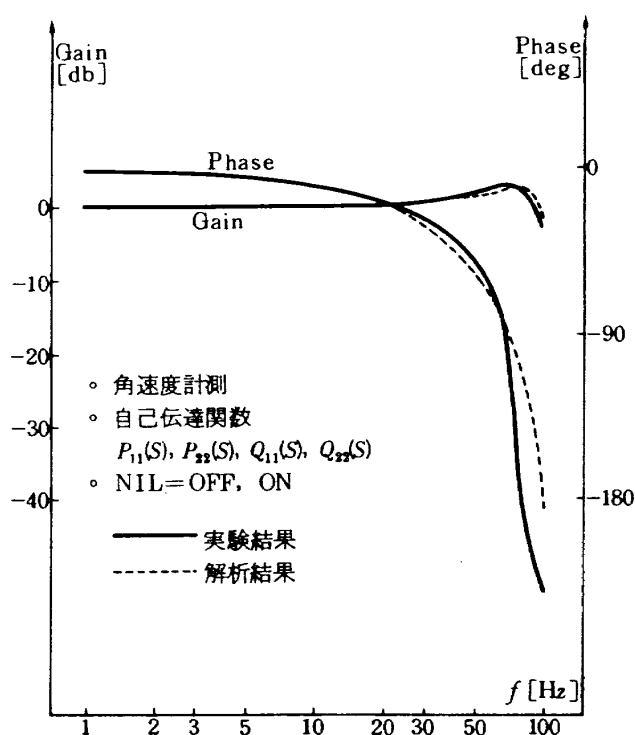


図19 実験、解析両結果の比較その1

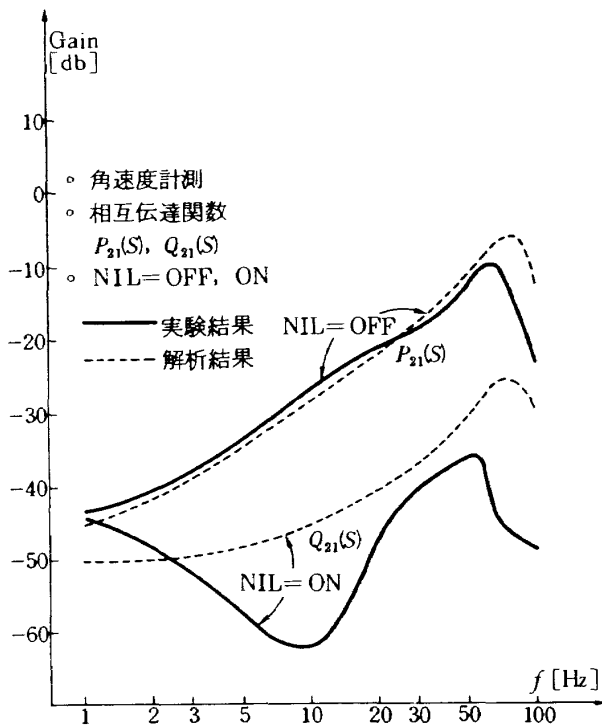


図 20 実験、解析両結果の比較その 2

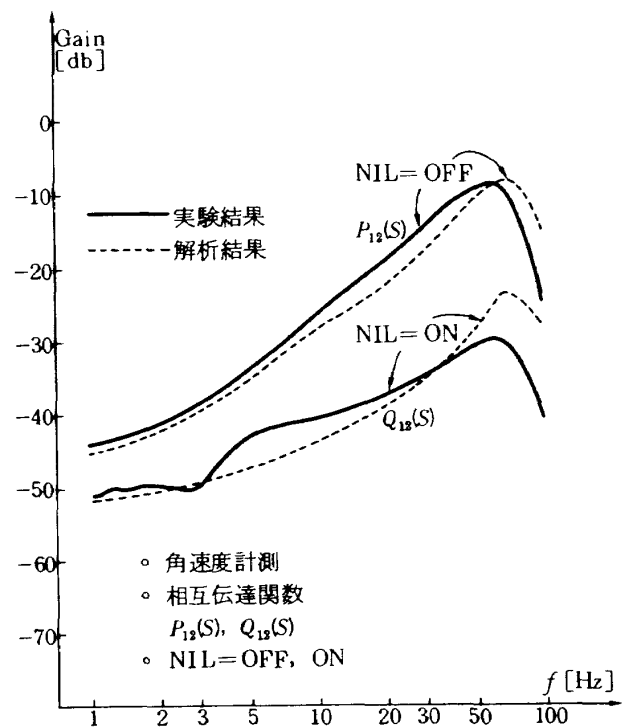


図 21 実験、解析両結果の比較その 3

(NIL=ONによるゲイン低下が不十分)が、これはFRAの測定限界によるものと思われる。前述したように、実験では $90^\circ$ 位相の進んだ入出力周波数特性を測定しているために、ゲインについて言えば、各 $f$ における測定値(FRA出力)に対し $1/2\pi f$ を乗じ、かつ一定ゲイン $\{\approx K_{sg} K_d K_{TC} / R_{out}, (4.17)$ 式 $\}$ を乗じた形となっている。このうち、一定ゲインについては $f$ に関係なくほぼ一定の値(4.2節の変換式ではループ(1), (2)による多少の違いがある)を乗じているだけであるが、 $1/2\pi f$ は $f$ とともに小さくなるので $f$ が小さければそれだけ大きな補正值が乗じられることになる。したがって、FRAによる測定値そのものは、自己、相互両伝達関数ともに本節で示される実験結果に比して、ある値より小さな $f$ に対してはより小さく、ある値より大きな $f$ に対してはより大きくなる。例えば、図20のNIL=OFFのときの実験結果について言えば、 $f=1$  HzのときのFRAの測定値は $-49$  dbであるが、 $f=10, 50$  Hzのときの測定値はそれぞれ $-12$  db,  $+14$  dbとなる(詳しくは次節参照)。一方、FRAによるゲインの測定限界は $-50 \sim -60$  db ( $f=1 \sim 100$  Hz)であり、 $f$ が小さくなればそれだけ精度が悪くなることからして、NIL=ONにおける相互伝達関数のゲ

インは $f=1 \sim 3$  Hzぐらいにおいては必ずしも精度よく測定されているとは云えない。しかし、図20は、ゲインの十分大きい周波数領域( $f \geq 3$  Hz)において実験が順調であったことを示している。図21は相互伝達関数 $P_{12}(S), Q_{12}(S)$ のゲイン特性を示しているが、 $f=1 \sim 50$  Hzの範囲で実験、解析両結果はよく一致している。しかし、干渉補正の効能、すなわち、NIL=OFF, ONにおけるゲインの差は図20の場合に比して、低周波域を除き、低くなっている。図22は、角加速度計測を考えた場合の自己伝達関数 $Q'_{11}(S), Q'_{22}(S)$ の周波数特性を示しているが、 $f=1 \sim 50$  Hzの範囲で実験、解析両結果が一致していること、実験結果そのものが機械入力印加時と同様の周波数特性(図16)を有することがわかる。図23は同じく相互伝達関数 $Q'_{21}(S), Q'_{12}(S)$ のゲインで、角加速度計測における干渉量である。この量も微量であるために(FRA出力は、 $f=1, 3$  Hzでそれぞれ $-60$  db,  $-40 \sim -50$  db程度)、実験、解析両結果は完全に一致しないが、各ゲインはほぼ $-25 \sim -50$  dbの範囲にある。

#### 4.4 FRA出力処理の手順

本章での実験結果はFRA出力に4.2節の(4.17),

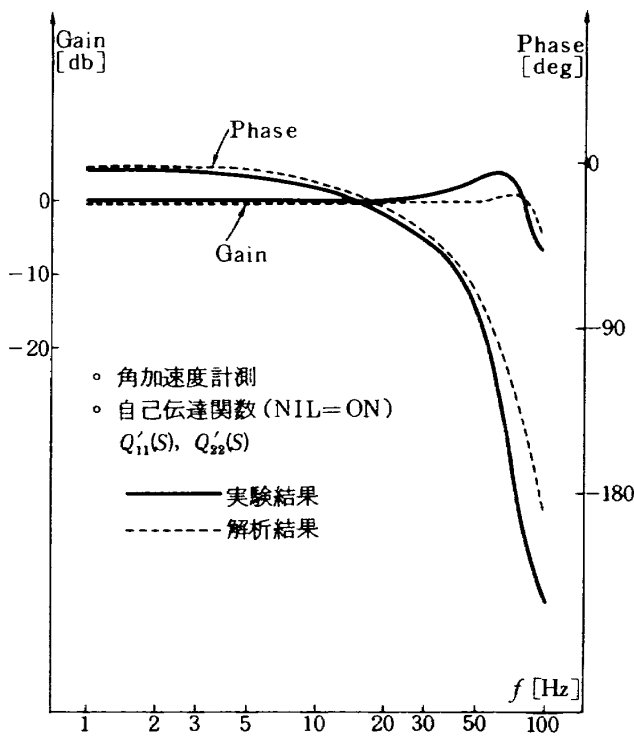


図 22 実験，解析両結果の比較その 4

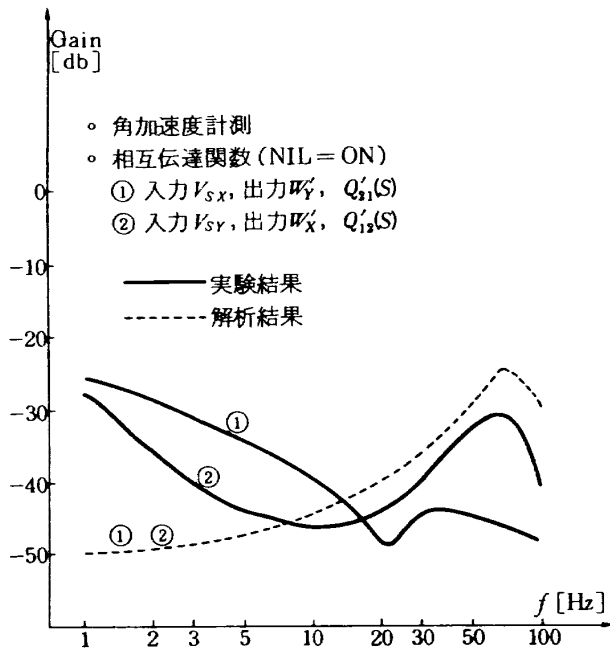


図 23 実験，解析両結果の比較その 5

(4.27), (4.31) 式の変換を施して得られるが、この変換において FRA 出力と実験結果とがどの程度異なるかを述べる。まず、位相については、それらの変換式から明らかなように、角速度計測時に  $90^\circ$ 、角加速度計測時に  $180^\circ$  遅らすだけでよい。ゲインについては変換量が周波数  $f$  とともに変る。 $P_{ij}(S)$  のゲインは

$$P_{ij}(S) \text{ のゲイン} = 20 \log |P_{ij}(S)|$$

$$= 20 \left\{ \log \left| \frac{K_{sgj} K_{dj} K_{tgi}}{H_0 R_{out} S} \right| + \log |F_{ij}(S)| \right\} \quad (4.32)$$

のようになるが、FRA で得られる値 (測定値) は上式の第 2 項 ( $= 20 \log |F_{ij}(S)|$ ) である。第 1 項の補正量を  $\Delta F_{ij}$  とすれば、これは

$$\Delta F_{ij} = 20 \log \left| \frac{K_{sgj} K_{dj} K_{tgi}}{H_0 R_{out} S} \right|$$

$$= 20 \left\{ \log \left| \frac{K_{sgj} K_{dj} K_{tgi}}{H_0 R_{out}} \right| - \log (2\pi f) \right\} \quad (4.33)$$

のようになるので、測定値に  $\Delta F_{ij}$  を加算すれば  $P_{ij}(S)$  のゲインが得られる。 $Q_{ij}(S)$  のゲインを求める場合にも全く同じ補正量 (変換式が同じ) を付加すればよい。 $\Delta F_{ij}$  は  $f$  の増大とともに減少するので、 $f$  が小さくなればそれについて測定値 (ゲイン) も小さくなるので、 $f$  が小さい程 FRA による測定精度の影響が相対的に大きくなる。例えば、図 20 の実験結果とこれを求めるのに用いた FRA 出力 (測定値) との比較を図 24 に示すが、干渉量の小さい低周波域では FRA の測定限界 ( $-50 \sim -60$  db) に迫る状態となっている。角加速度計測における  $Q'_{ij}(S)$  のゲインは

$$Q'_{ij}(S) = 20 \left\{ \log \left| \frac{K_{sgj} K_{dj} K'_{tgi}}{I R'_{out} S^2} \right| + \log |G'_{ij}(S)| \right\} \quad (4.34)$$

のようになり、補正量 (第 1 項)  $\Delta G'_{ij}$  は

$$\Delta G'_{ij} = 20 \left\{ \log \left| \frac{K_{sgj} K_{dj} K'_{tgi}}{I R'_{out}} \right| - 2 \log (2\pi f) \right\} \quad (4.35)$$

となる。 $\Delta G'_{ij}$  は  $\Delta F_{ij}$  に比して  $f$  による変化率が大きいので、角加速度計測時には角速度計測時に比して低周波域ではより一層小さなゲイン (FRA 出力) を測定することになる。すなわち、低周波域においては、 $\Delta G'_{ij} < \Delta F_{ij}$  となる。いま、図 23 の実験結果とこれを求めるのに用いた FRA 出力 (測定値) との比較を図 25 に示すが、 $f=1 \sim 4$  Hz における測定値は FRA の測定限界付近にある。そして、低周波域では図 24 の場合よりも一層低いゲインを測定している。なお、図 24, 25 における  $\Delta F_{ij}$ ,  $\Delta G'_{ij}$  (= FRA 出力 - 実験結果) の最小値は、 $f=1 \sim 50$  Hz でそれぞれ

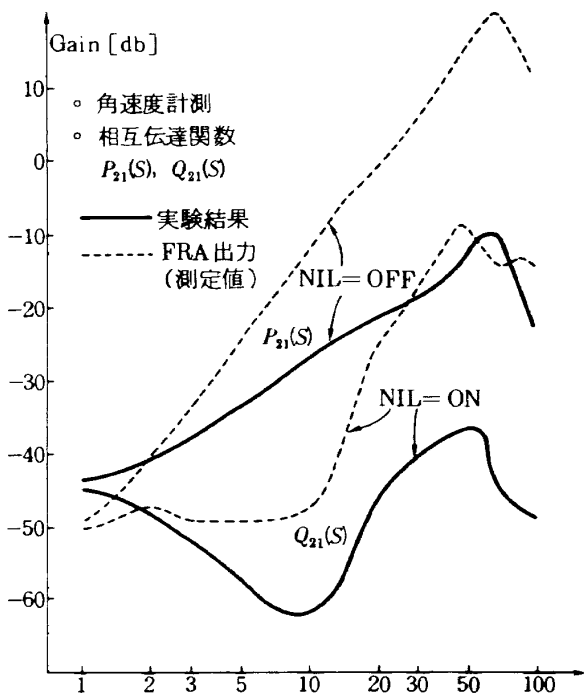


図 24 実験結果と FRA 出力との関係 (1)

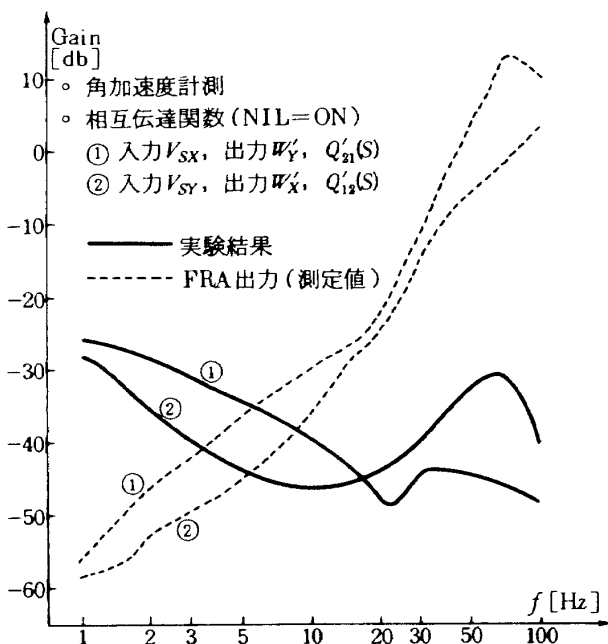


図 25 実験結果と FRA 出力との関係 (2)

-4 ~ -5 db, -29 ~ -31 db ( $f=1$  Hz で最小) であり, 一方, 自己伝達関数のゲイン ( $\approx 0$  db;  $f=1 \sim 50$  Hz) の実験結果を得る際の FRA 出力(測定値) はそれらの値より大きくなるので, FRA の測定限界 (-50 ~ -60 db) を考えた場合, 自己伝達関数の計測精度は十分保証されている。

4.5 非干渉制御の実験的評価

実験結果より, 角速度計測においても角加速度計測においても, 自己伝達関数の周波数特性は, NIL=OFF, ON による相違および入力  $V_{SX}, V_{SY}$  による相違がほとんど現われないこと, さらに電気入力, 機械入力いずれを仮定しても解析結果と同じになることが明らかになった。一方, 相互伝達関数の NIL=OFF, ON におけるゲインの差は干渉補正の評価基準となるが, それぞれのゲインそのものが微量であるので, 実験と解析との比較が困難であった。すなわち, 4.3 節で述べた FRA の測定限界 (-50 ~ -60 db) の関係で, 相互伝達関数のゲイン測定は, ゲインの小くなる低周波域 (NIL=ON) において, 精度的に十分だったとは云えないし, また, そのような小さなゲインの測定に対しては試作精度の影響も相対的に大きく効いてくると思われる。しかし,  $f$  とともに干渉量が大きくなるにつれて干渉補正の効能が顕著になる傾向を示していること(図 20, 21),  $f=5 \sim 50$  Hz でゲイン低下が -20 ~ -30 db になること(図 20) およびゲイン低下は -10 ~ -20 db であるが実験, 解析両結果がよく一致していること(図 21) 等を考えると, 第 2 章で述べた非干渉制御方式は実験的に十分機能していると云える。また, 角加速度計測においては, 自己伝達関数の周波数特性は角加速度計測の場合と同様 50 Hz 程度までとれること(図 22), 干渉効果による誤差は -25 ~ -50 db であること(図 23) を実験的に明らかにできたが, 後者の場合も低周波域での FRA 出力が測定限界付近にあること(図 25) がわかった。

本実験全般から考えると, 副トルカおよび NIL を既存の TDG, RCC に付加, 適用すれば, 2 軸角速度計測における干渉効果の除去が可能になるだけでなく, 副トルカ電流による 2 軸角速度計測も可能になることが実験的に明らかになったと云える。

5. 考 察

TDG に機械入力  $\dot{\phi}_{(XY)}$  を印加したときの入出力関係を単純なブロック線図で示せば図 26 のようになる。RCC を介して SG(X) 出力  $V_{sgX}$ , SG(Y) 出力  $V_{sgY}$  をそれぞれ主トルカ電流  $I_{tgY}$ ,  $I_{tgX}$  に変換する制御方式は従来方式であったが, 本研究では, それに加えて新たに副トルカ (ST) を用い, NIL を介して

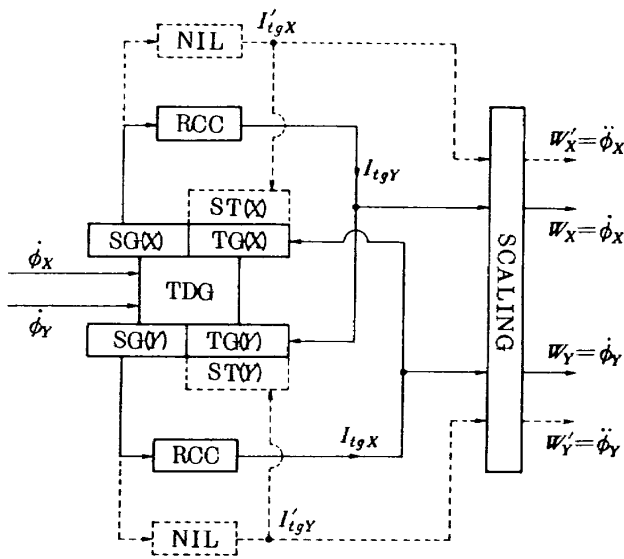


図 26 TDG 非干渉制御の全体構成

$V_{sgx}, V_{sgy}$ を副トルカ電流  $I'_{tgx}, I'_{tgy}$  に変換してトルク  $M'_x, M'_y$  を発生させる方式を考案・採用することにより、出力  $w_x, w_y$  がそれぞれ  $\dot{\phi}_x, \dot{\phi}_y$  の影響を受けないようにすること（非干渉制御）、および  $I'_{tgx}, I'_{tgy}$  によって  $\ddot{\phi}_x, \ddot{\phi}_y$  が求められること（角加速度計測）を原理的に明らかにするとともに実験的にも明らかにすることができた。

干渉効果の要因を図3のブロック線図に即して考えれば、 $\dot{\phi}_x, \dot{\phi}_y$  が  $\phi_b(s)$  を介して  $\theta_y, \theta_x$  に影響すること、 $M_y, M_x$  が  $\phi_b(s)$  を介して  $\phi_y, \phi_x$ （したがって、 $\theta_y, \theta_x$ ）に影響することに大別される。このうち、前者は(2.13)式を仮定すれば零になるが、後者はそのような仮定下でも零にならない（図4）。前者はTDG特有のクォードレチャスプリングプレート、インフェーズスプリングプレート、ロータ、ケース間のダンピング係数に関連する<sup>10)</sup>のものであり、TDG本体の製作精度の向上によってかなり除去できる。しかし、後者はジャイロダイナミクスに関連するもの<sup>3)</sup>であるので、図3において  $\phi_x, \phi_y$  がそれぞれ  $M_x, M_y$  のみに依存するようにしなければならない。すなわち、 $\phi_b(s)$  の影響を消去できるような工夫が要求される。そのため、副トルカ使用を考案し、 $\theta_x(\theta_y)$  から主トルカを通して  $M_y(M_x)$  に達し、ここから  $\phi_b(s)$  を通って  $\phi_y(\phi_x)$  に至るループ（干渉要因）と  $\theta_x(\theta_y)$  からNIL、副トルカを通して  $M'_x(M'_y)$  に達し、ここから  $\phi_a(s)$  を通って  $\phi_y(\phi_x)$  に至るループ（干渉補正）とを互いに打消し合うようにすると云う発想の基に

TDG非干渉制御の研究を進め、解析的には一応の見通しを得ていた<sup>3)</sup>。本研究では、その発想を実験的に証明することを目的に、RCCの設計試作、非干渉制御実験から実験・解析両結果の比較検討等を行なったが、用いた部品、装置は既存のもののみで構成せざるを得なかったため、実験結果が必ずしも解析結果と一致しない箇所が部分的に現われた。すなわち、自己伝達関数にのみ着目した従来のRCCの設計試作においては、ループのパラメータの試作精度、FRAの測定限界は十分であった。しかし、相互伝達関数に着目し、非干渉制御を可能にするRCC（含NIL）の設計試作においては、干渉量が微量であるために、パラメータの試作精度、FRAの測定限界が大きく干渉補正の効能（実験結果）に影響する。このことは、自己伝達関数の周波数特性に関しては、第3章の機械入力を仮定した解析結果（図14）と第4章の電気入力を仮定した解析、実験結果（図19）とが  $f=1\sim 50\text{Hz}$  においてほぼ一致しているのに対し、相互伝達関数のゲイン特性については、ゲインが比較的大きいNIL=OFFの場合にそのような一致性が見られるが、ゲインの小さいNIL=ONの場合には、必ずしも解析結果と実験結果とが一致しているとは云えない箇所があり、かつ、電気、機械両入力による違いが存在すること（図15, 20, 21）からも実験的に推測し得る。また、図15は、RCCの各パラメータが設計通りに出きていないとNIL=ONによる相互伝達関数のゲイン低下（非干渉制御）が所望通りに行かないことを解析的に示している。しかしながら、図15, 20, 21を基に第3, 4章の解析、実験結果を比較検討すると、既存技術を駆使しても「副トルカ、NIL使用によるTDG非干渉制御の実現可能性」は実験的に明らかにされたと云える。

なお、本研究で用いたTDGの副トルカはバイアス誤差の補正用（キャリブレーション）に製作されたものであり、入力角速度換算で1%/sの能力しかないが、本TDGの最大入力角速度は、主トルカの能力（最大可能電流=750mA）からみて、30%/s程度となるので、仮に30%/sの入力  $\dot{\phi}_{(xy)}$  が印加された場合の干渉量の最大（ $f=1\sim 100\text{Hz}$ ）は10%/s程度となり（図13）、本研究で用いた副トルカはそのような場合（ $\dot{\phi}_{(xy)}=30\%/s$ ）の非干渉制御には対応できない。し

たがって、非干渉制御用に副トルカを設計試作する際には、最大どの程度の大きさ、周波数を有する入力  $\dot{\phi}_{(XY)}$  が印加されるのか、またそれに対する干渉量はどの程度になるか、さらに雑音はどの程度になるか等を考えつつ仕様を作成し、この仕様を満たすようにしなければならない。

## 6. あとがき

本研究では、TDG 特有の相互干渉の除去は、主トルカ電流よりも  $90^\circ$  位相の進んだ電流を副トルカに印加することによって可能になるという解析結果<sup>3)</sup>ならびに国内で宇宙用に研究開発された TDG<sup>M)</sup>の性能諸元に基いて干渉補正用の RCC を設計試作するとともに、これを用いた非干渉制御実験を行ない、解析結果の妥当性を実験的に明らかにした。同時に、副トルカ電流によって角加速度計測が可能になることを解析的かつ実験的に明らかにした。その結果、TDG は RCC の設計次第で 2 軸方向の角速度、角加速度が同時に計測可能な 4 入力センサとして機能することが実証でき、所期の目標を達成した。

相互干渉効果も他の誤差<sup>1)</sup>と同様に出力と所望の入力との相違が問題になることを考えると、干渉補正の効能を向上させることは、干渉量の小さいときよりも干渉量が増大するときにより必要となる。本研究における実験結果はそのような必要性をほぼ満たしていると云える。もちろん、干渉量補正をどの程度にすべきかは、TDG を適用するミッションの要求仕様によって決まる。本研究では、具体的なミッションを想定することなく、「TDG を将来多様なミッションに共通に利用できるようにする」ことを考慮しつつ非干渉化を進めてきたので、非干渉化のために改めて部品、装置、実験手法の研究開発を行なうことなく、既存技術を用いて原理的可能性<sup>3)</sup>を実験的に証明することを試みた。その結果、ループパラメータの試作精度(表 2, 3)や周波数特性の測定精度(FRA)の関係で部分的に不十分な箇所もあったが、干渉量が増大するにつれて干渉補正の効能が向上すること(実験結果)および S/N の関係で微小干渉量の測定には既存の測定技術においては精度的に限界があることを考慮すれば、干渉補正の可能性はほぼ実験的に証明できたと云える。

また、角加速度計測のために TDG の設計を大幅に変更することは不可能であるが、副トルカの許容最大電流等に着眼して改善することは必要である。一方、RCC は TDG の性能諸元に即して設計されるのが通常であり、TDG の計測系(図 3, 4, 12, 18)がサーボ系であるため、自己伝達関数にのみ着目した従来の用法では計測精度からみた設計の条件は比較的緩やかであったが、本研究のように非干渉制御、角加速度計測を考慮した用法では、主、副トルカループにおいて(2.50)式の関係がゲインだけでなく位相についてもほぼ完全に成立するような試作が要求される。そして、この要求を満たすためには、TDG の各要素のダイナミックスのより厳密なモデル化、電子回路の製造技術、精密計測技術が必要になる。

最後に、本研究を進めるにあたり、航空宇宙技術研究所奥石肇部長、幸尾治朗前部長(現、東海大学)宇宙開発事業団森本盛前部長(現、㈱東芝)、下平勝幸、田中俊輔、鈴木秀人の各氏、三菱プレジジョン㈱高木博、田中龍一、山本康衛の各氏からの協力があったことを付記する。

## 参 考 文 献

- 1) Craig, R. J. G.; Theory of Operation of an Elastically Supported Tuned Gyroscope, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-8, No. 3, pp. 280-288, May 1972
- 2) 新宮博公, 大月正男, 早野友康; チューンドドライジャイロの近似伝達関数の有用性について, 航技研報告, TR-720, 1982年7月
- 3) 新宮博公, 大月正男; チューンドドライジャイロの非干渉制御の一方式, 航技研報告, TR-857, 1985年5月
- 4) 大島康次郎, ほか12名; 制御工学ハンドブック, pp. 119-206, 朝倉書店, 1964年7月
- 5) Coffman, D. E.; Feasibility Study of a Digital Rebalance Loop for a Dry Tuned TDF Gyro, NASA CR-144089, May 1974
- 6) Bahrami, K.; Inertial Attitude Control of Voyager Spacecraft using Dry Tuned

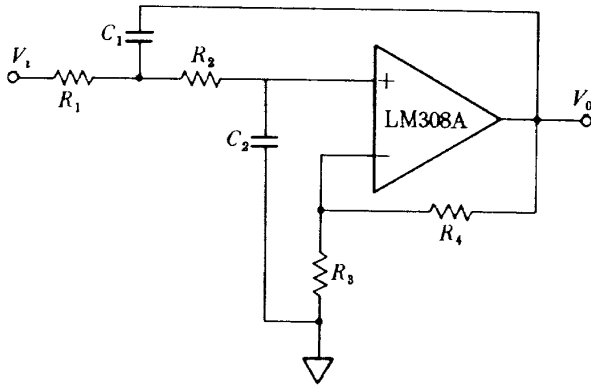
- Rotor Gyro, NASA Contract NAS7-100, pp. 520-529, 1977
- 7) Bortz, J. E.; Dynamic Errors in a Tuned Flexure-Mounted Strapdown Gyro, NASA CR-124161, Sept. 1972
- 8) Wrigley, W., Hollister, W.M. and Denhard, W. G.; Gyroscopic Theory, Design and Instrumentation, pp. 75-117, MIT Press., 1969
- 9) 新宮博公, 大月正男, 園田景一; チューンドドライジャイロのパラメータ変化の影響度に関する一考察, 航技研資料, TM-522, 1983年10月
- 10) 早川義彰, 村山尚志; チューンド・ドライ・ジャイロのクォードレチャスプリングレートに関する実験的研究, 日本航空宇宙学会誌, Vol. 34, No.392, pp. 481-490, 1986年9月
- 11) Craig, R. J. G.; Theory of Errors of a Multigimbal, Elastically Supported, Tuned Gyroscope, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-8, No. 3, pp. 289-297, May 1972
- 12) 新宮博公, 大月正男, 下平勝幸, 田中俊輔, 鈴木秀人; チューンドドライジャイロの非干渉制御に関する実験的研究, 計測自動制御学会論文集, Vol.23, No.12, pp. 43-50, 1987年12月
- 13) 池内正躬, ほか5名; 宇宙用ジャイロの研究開発, 日本航空宇宙学会誌, Vol. 31, No.357, pp. 582-586, 1983年10月
- 14) Ikeuchi, M. et al; Research and Development of Tuned Dry Gyro, Proceedings of the 14th International Symposium on Space Technology and Science, pp.667-672, June 1984
- 15) 池内正躬, 早川義彰; Tuned Dry Gyro, 日本航空宇宙学会誌, Vol.28, No.312, pp. 1-7, 1980年1月
- 16) 早川義彰, 仁部比斗志; TDG 設計における不様性の問題, 日本航空宇宙学会誌, Vol. 35, No.403, pp. 379-388, 1987年8月
- 17) Hilburn, J. L. and Johnson, D. E.; Manual of Active Filter Design 2nd Edition, pp. 1-10, McGraw-Hill Book Company, 1983年
- 18) A.B. ウィリアムズ, 加藤康雄; 電子フィルタ 一回路設計ハンドブック, pp. 155-159, マグロウヒル電子回路技術シリーズ, 1985年11月
- 19) D.F.スタウト, M. カウフマン, 加藤康雄; 演算増幅器 一回路設計ハンドブック pp. 252-260, マグロウヒル電子回路技術シリーズ, 1987年2月
- 20) 文献 18)の pp.312-315
- 21) 文献 17)の pp.129-131
- 22) 文献 19)の pp.238-251

#### 付録 構成回路要素とその特性

本文図3, 4, 12, 18に示されるリバランス制御回路(含NIL)の各要素は, 抵抗, 容量, 演算増幅器(Operational Amplifier, 以下 $O_p$ アンプ), トランジスタ等によって構成されるが, ここでは位相調整に関連する2次遅れ補償回路{本文(2.47)式}, ノッチフィルタ{本文(2.44)式}, NIL位相調整回路{本文(2.50)式}の回路構成の基本的な設計概念ならびに回路要素の入出力特性について述べる。用いる記号としては,  $R$ (抵抗, 接尾辞付),  $Y$ (アドミッタンス, 接尾辞付),  $C$ (容量, 接尾辞付),  $\omega_0$ (カットオフ周波数または中心周波数),  $Q$ (尖鋭度),  $K_0$ (回路ゲインを決める定数)を定義する。これら以外の記号は本文と同じ意味を有するものとする。なお,  $O_p$ アンプは理想的には出力インピーダンスが零とみなされるが, 実際には数十~数百オーム程度の値を有していることを考慮しつつ, 既存の回路例を参照して, 各回路要素の製作を進めた。

#### 付録1 2次遅れ補償回路

2次遅れ伝達関数のハードウェアを抵抗, 容量,  $O_p$ アンプで構成する。伝達関数の式は, 本文(2.47)式に示す通りであるが, ハードウェア設計を考慮し



付図1 VCVS型2次低域通過フィルタ

$$F(S) = \frac{K_0 \omega_r^2}{S^2 + 2\zeta_r \omega_r S + \omega_r^2} = \frac{K_0 \omega_0^2}{S^2 + (\omega_0/Q)S + \omega_0^2} \quad (A1-1)$$

のようにおく。上式の回路は、付図1に示すVCVS (voltage-controlled voltage-source) 型の2次低域通過フィルタ (second order low pass filter) によって構成できる。その際の $\omega_0$ ,  $Q$ ,  $K_0$ は

$$\omega_0 = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (A1-2)$$

$$Q = \frac{1}{2\zeta_r} = \frac{1}{\sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + (1-K_0) \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}}} \quad (A1-3)$$

$$K_0 = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (A1-4)$$

となる。設計手順としては

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= R_2 = R \\ C_1 &= C_2 = C \end{aligned} \right\} \quad (A1-5)$$

を仮定すると、 $\omega_0$ ,  $Q$ は

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}, \quad Q = \frac{1}{3-K_0} \quad (A1-6)$$

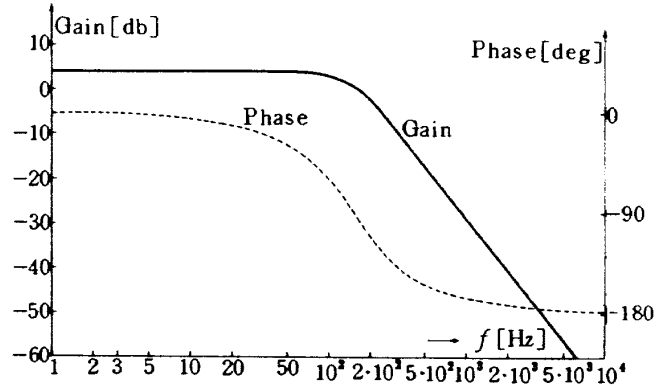
となるので、これを基に各設計定数を定める。表2より、 $\omega_0 = \omega_r = 942 \text{ rad/s}$ ,  $\zeta_r = 0.7$ であるので、まず $C$ を

$$C_1 = C_2 = C = 0.1 \times 10^{-6} \text{ F} = 0.1 \mu\text{F} \quad (A1-7)$$

と決めれば、 $R$ は

$$R_1 = R_2 = R = 10.6 \text{ k}\Omega \quad (A1-8)$$

となる。つぎに $Q$ は



付図2 2次遅れ補償回路の周波数特性

$$Q = \frac{1}{3-K_0} = \frac{1}{2\zeta_r} = 0.71 \quad (A1-9)$$

となるので $K_0$ は

$$K_0 = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 1.6 \quad (A1-10)$$

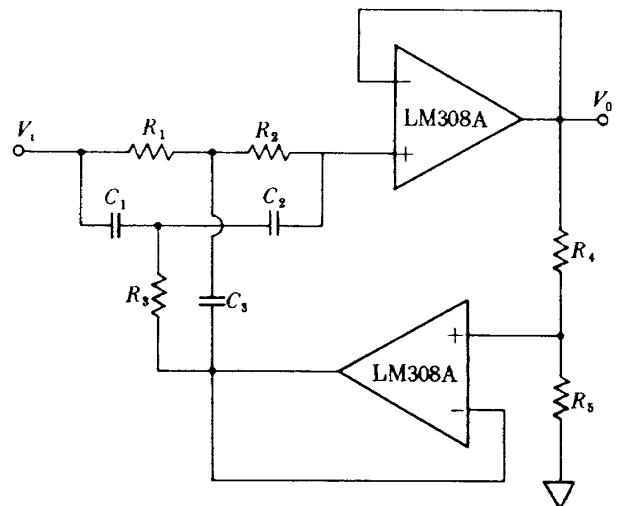
となる。 $O_p$ アンプの出力インピーダンス ( $\neq 0$ ) を考慮し、 $R_3$ ,  $R_4$ は

$$R_3 = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_4 = 60.4 \approx 60 \text{ k}\Omega \quad (A1-11)$$

に定める。以上の各パラメータを(A1-1)式に適用すれば、そのBode線図は付図4のようになり、低域通過フィルタの特性<sup>17)</sup>を示している。

付録2 ノッチフィルタ

本文(2.44)式の伝達関数を、付図3に示すような $Q$ の調整が可能なツイン $T$ 帯域阻止フィルタ<sup>19),20)</sup>によって実現する。図の伝達関数を



付図3 ノッチフィルタ



$$F(S) = \frac{V_0(S)}{V_i(S)} = \frac{B_0 + B_1 S + B_2 S^2 + B_3 S^3}{A_0 + A_1 S + A_2 S^2 + A_3 S^3} \quad (A2-1)$$

とすれば、分母、分子の各係数は

$$A_0 = 1 \quad (A2-2)$$

$$A_1 = (C_2 R_1 + C_2 R_2 + C_3 R_1)(1 - \alpha) + C_1 R_3 + C_2 R_3 \quad (A2-3)$$

$$A_2 = (C_2 C_3 R_1 R_2 + C_1 C_3 R_1 R_3 + C_2 C_3 R_1 R_3)(1 - \alpha) + C_1 C_2 R_1 R_3 + C_1 C_2 R_2 R_3 \quad (A2-4)$$

$$A_3 = C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3 \quad (A2-5)$$

$$\alpha = \frac{R_5}{R_4 + R_5} \quad (A2-6)$$

$$B_0 = 1 \quad (A2-7)$$

$$B_1 = (C_1 + C_2) R_3 \quad (A2-8)$$

$$B_2 = C_1 C_2 (R_1 + R_2) R_3 \quad (A2-9)$$

$$B_3 = C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3 \quad (A2-10)$$

となる。上の各式において

$$\left. \begin{aligned} R_1 = R_2 = R, \quad 2R_3 = R_2 = R_1 \\ C_1 = C_2 = C, \quad C_3 = 2C \end{aligned} \right\} \quad (A2-11)$$

を仮定すると、(A2-1)式は

$$F(S) = \frac{1 + RCS + (RC)^2 S^2 + (RC)^3 S^3}{1 + \{4(1 - \alpha) + 1\} \{(RC)S + (RC)^2 S^2\} + (RC)^3 S^3} \\ = \frac{S^2 + \omega_N^2}{S^2 + (\omega_N/Q)S + \omega_N^2} \quad (A2-12)$$

のように表わされる。ここで  $\omega_N$ ,  $Q$  は

$$\omega_N = \frac{1}{RC}, \quad Q = \frac{1}{4(1 - \alpha)} \quad (A2-13)$$

である。本文表 2 の値より

$$\omega_N = 974 \text{ rad/s}, \quad \zeta_N = 0.316 \quad (A2-14)$$

となるので、仮に

$$C = 2200 \text{ pF} \quad (A2-15)$$

とすると、 $R$ ,  $Q$ ,  $\alpha$  は

$$R = \frac{1}{C \omega_N} = 466.7 \text{ k}\Omega \quad (A2-16)$$

$$Q = \frac{1}{2\zeta_N} = \frac{1}{4(1 - \alpha)} = 1.58 \quad (A2-17)$$

$$\alpha = \frac{R_5}{R_4 + R_5} = 1 - \frac{1}{4Q} = 0.842 \quad (A2-18)$$

となる。先述したように、 $O_p$  アンプの出力インピーダンスは理想的には零であるが、実際にはある値

(数十～数百オーム)を有しているの、必要以上に負荷をとることはできない。通常数十～数百キロオームが目安となる。付図 3 では、 $R_4 + R_5$  が負荷であるので

$$R_4 + R_5 \approx 100 \text{ k}\Omega \quad (A2-19)$$

とする。このとき  $R_4$ ,  $R_5$  は

$$R_4 = 15.8 \text{ k}\Omega, \quad R_5 = 84.2 \text{ k}\Omega \quad (A2-20)$$

となる。上記の各パラメータを用いたときの  $F(S)$  の周波数特性は本文図 7 に示す通りである。

### 付録 3 NIL 位相調整回路

NIL の伝達関数は、本文 (2.50) 式で示されるように、 $SR(S)$  にあるゲインを乗じたものとなるので、本研究では、2 次遅れ伝達関数に  $S$  を乗じた場合の回路を 2 次の VCVS 型帯域通過フィルタ (BPF; band pass filter)<sup>21), 22)</sup> によって実現することを試みた。BPF の設計は、付図 4 に示されるアドミッタンス  $Y_k$  ( $k=1 \sim 5$ )、インピーダンス  $Z_f$ ,  $Z_s$ ,  $O_p$  アンプからなる多重帰還回路構成 (multiple-feedback circuit configuration) を基に進める。 $O_p$  アンプが理想条件で作動するためには、アンプに電流が流れ込まないこと、 $V_{a1} = V_{a2}$  なることが要求されるので、図の各パラメータを用いて電流とアドミッタンスとの関係を求めれば

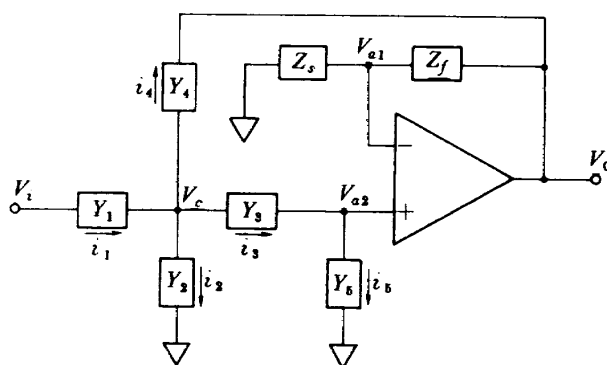
$$i_1 = i_2 + i_3 + i_4 = Y_1 (V_i - V_c) \quad (A3-1)$$

$$i_2 = Y_2 V_c \quad (A3-2)$$

$$i_3 = i_5 = \frac{Y_3 Y_5}{Y_3 + Y_5} V_c \quad (A3-3)$$

$$i_4 = Y_4 (V_c - V_0) \quad (A3-4)$$

のようになる。また、 $V_{a1}$ ,  $V_{a2}$  は



付図 4 多重帰還回路の一般形

$$V_{a1} = V_{a2} = \frac{Z_s}{Z_s + Z_f} V_0 = \frac{Y_5}{Y_3 + Y_5} V_c \quad (A3-5)$$

であるから、 $V_0$ は

$$V_0 = \left(1 + \frac{Z_f}{Z_s}\right) \left(\frac{Y_3}{Y_3 + Y_5}\right) V_c \quad (A3-6)$$

となる。(A3-1)~(A3-6)式より、 $V_i$ と $V_0$ との関係式は

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{(1 + Z_f/Z_s) Y_1 Y_3}{(Y_1 + Y_2 + Y_4)(Y_3 + Y_5) + Y_3 Y_5 - Y_3 Y_4 (1 + Z_f/Z_s)} \quad (A3-7)$$

となる。BPFとして付図5のような回路を考えれば、付図4の各アドミッタンス、インピーダンスとの対応関係は

$$Y_1 = \frac{1}{R_1}, Y_2 = 0, Y_3 = C_1 S \quad (A3-8)$$

$$Y_4 = \frac{1}{R_2}, Y_5 = \frac{1}{R_3} + C_2 S \quad (A3-9)$$

$$Z_f = R_4, Z_s = R_5 \quad (A3-10)$$

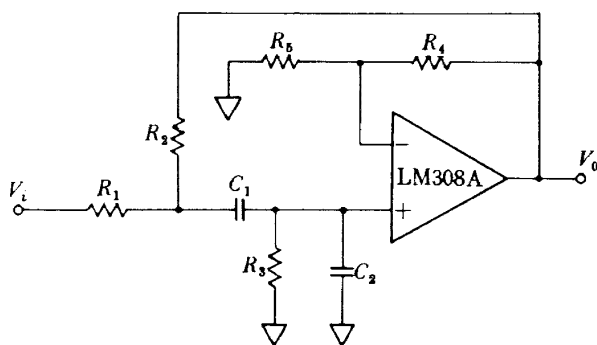
のように表わされる。(A3-8)~(A3-10)式を(A3-7)式に代入して、入力 $V_i(S)$ と出力 $V_0(S)$ との関係(伝達関数 $G(S)$ )を求めると

$$G(S) = \frac{V_0(S)}{V_i(S)} = \frac{G_n(S)}{G_d(S)} \quad (A3-11)$$

となる。ここで $G_n(S)$ 、 $G_d(S)$ は $S$ に関する多項式であり、

$$G_n(S) = \frac{1}{R_1 C_2} \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) S \quad (A3-12)$$

$$G_d(S) = S^2 + \left\{ \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) + \frac{1}{R_3 C_2} \right\} S + \frac{1}{R_3 C_2}$$



付図5 帯域通過フィルタの回路モデル

$$- \frac{1}{R_2 C_2} \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) S + \frac{1}{C_1 C_2 R_3} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) \quad (A3-13)$$

となる。一方、 $\omega = \omega_0$ におけるゲインを $K_0$ とした場合BPFの一般式は

$$F(S) = \frac{K_0 (\omega_0/Q) S}{S^2 + (\omega_0/Q) S + \omega_0^2} \quad (A3-14)$$

で表わされる<sup>22)</sup>ので、(A3-11)式において

$$\left. \begin{aligned} R_1 = R_2 = R_3 = R \\ C_1 = C_2 = C \end{aligned} \right\} \quad (A3-15)$$

$$K_0 = 1 + \frac{R_4}{R_5} \quad (A3-16)$$

と仮定すると、 $G(S)$ は

$$G(S) = \frac{\frac{1}{RC} K_0 S}{S^2 + \frac{1}{RC} (5 - K_0) S + \frac{2}{R^2 C^2}} \quad (A3-17)$$

となる。ここで

$$F(S) = G(S) \quad (A3-18)$$

とすれば、 $\omega_0$ 、 $Q$ 、 $K_0$ は

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{2}}{RC}, K_0 = 1 + \frac{R_4}{R_5} = 5 - \frac{\sqrt{2}}{Q} \quad (A3-19)$$

のように表わされる。本文(2.47)、(2.50)式より本研究で設計すべきBPFの伝達関数は

$$F(S) = \frac{K_q \omega_r^2 S}{S^2 + 2\zeta_r \omega_r S + \omega_r^2}, K_q = -\frac{K_f I}{HK_{sg} K_d K_{i'g}} \quad (A3-20)$$

となるので、(A3-14)、(A3-20)式より

$$Q = \frac{1}{2\zeta_r}, \omega_0 = \omega_r, K_0 = \omega_0 Q |K_q| \quad (A3-21)$$

が得られる。このうち $K_q$ と $K_0$ の関係については、 $K_0$ を(A3-19)式のように設計した後、回路の各増幅要素のゲイン配分によって、NIL全体のゲインが設計通りになるような調整がなされるので、BPFとしては、 $Q$ 、 $\omega_0$ 、 $K_0$ を上式通りに設計試作する。 $\zeta_r$ は0.7であるので(表2)、(A3-21)式より $Q$ は0.71となり、(A3-19)式より $K_0$ は

$$K_0 = 1 + \frac{R_4}{R_5} = 5 - \frac{\sqrt{2}}{Q} = 3.02 \quad (A3-22)$$

となる。 $R_4$ 、 $R_5$ は出力負荷として

$$\left. \begin{aligned} R_4 &= 202 \text{ k}\Omega \approx 200 \text{ k}\Omega \\ R_5 &= 100 \text{ k}\Omega \end{aligned} \right\} \quad (\text{A3-23})$$

なるように設計する。 $\omega_0 (= \omega_r)$  は 942 rad/s であるので (表 2), (A3-19) 式より,  $R, C$  を

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= R_2 = R_3 = R = 150.1 \text{ k}\Omega \approx 150 \text{ k}\Omega \\ C_1 &= C_2 = C = 0.01 \text{ }\mu\text{F} \end{aligned} \right\} \quad (\text{A3-24})$$

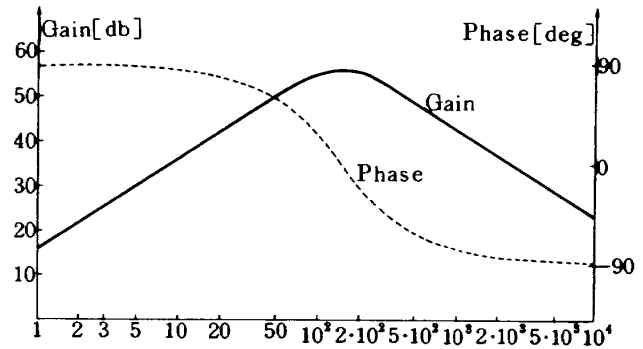
のように設定する。

以上の付録 1, 2, 3 では, リバランスループの各伝達関数 (位相調整回路) をハードウェアとして試作する際に必要な設計的検討を行なったが, その場合ゲインが各ループ要素に含まれるので, これらのゲインをループの全体設計に即して調整する必要がある。例えば, 本文 (2.50)~(2.52) 式より NIL の伝達関数は

$$F_N(S) = -K'_v K'_a R'(S) \quad (\text{A3-25})$$

となるので,  $K'_v, K'_a$  を表 3 のように設定したときには, (A3-14) 式の  $F(S) (= R'(S))$  は

$$F(S) = \frac{\omega_0^2 S}{S^2 + (\omega_0/Q) S + \omega_0^2} \quad (\text{A3-26})$$



付図 6 NIL 位相調整回路の周波数特性

としなければならないが, これに付図 5 の出力  $V_0$  を  $K_0/\omega_0 Q$  倍することを意味する。したがって, ハードウェアの製作においては,  $K'_v, K'_a$  を調整することにより, NIL の入出力関係が設計と等価になるようにした。これは主トルカループについても同じである。上述の各パラメータを用いて NIL の伝達関数 {=(A3-26) 式} の周波数特性を求めれば付図 6 のようになる。

---

## 航空宇宙技術研究所報告1017号

平成元年4月発行

発行所 航空宇宙技術研究所  
東京都調布市深大寺東町7-44-1  
電話三鷹(0422)47-5911(大代表)〒182

印刷所 株式会社 共 進  
東京都杉並区久我山5-6-17

---

**Printed in Japan**