

航空宇宙技術研究所報告

TECHNICAL REPORT OF NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

TR-857

チューンドドライジャイロの非干渉制御の一方式

新宮博公・大月正男

1985年 5月

航空宇宙技術研究所

NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

チューンドドライジャイロの非干渉制御の一方式*

新宮博公** 大月正男**

Noninteracting Control of Dynamically Tuned Dry Gyro

By

Hirokimi SHINGU and Masao OTSUKI

ABSTRACT

This paper describes a new design concept of a rebalance control circuit useful both for the improvement of response characteristics and the removal of interaction.

It is shown that an interaction between input and output of Tuned Dry Gyro (TDG) is caused by angular acceleration. A Direct Rebalance Loop (DRL), which is an additional circuit, has been developed, and its utility evaluated quantitatively by simulation. It is shown, as an example of response characteristics improvement by DRL, that larger amplifier gain can be adopted under stable conditions, and that settling time and overshoot decrease remarkably. However, it is also found that DRL is ineffective in reducing interaction. Such reduction is required for the success of high accuracy missions. In order to resolve the problems, a method of reducing such interaction by using subtorquers with the main torquers is proposed. At first, as theoretical analysis, the transfer function of the loop between the signal generator and the subtorquer (NIL) is derived analytically so as to remove the interaction. Next, it is examined to see what degree of interaction can be removed by the use of NIL, and as an instance of numerical simulation, it is shown that the interaction can be reduced by less than one tenth at input frequencies of 0 to 40 Hz. Finally, it is concluded that a fundamental design concept of a noninteracting control has been established.

1. まえがき

衛星の姿勢制御等に必要なる角速度検出に TDG (チューンドドライジャイロ) をストラップダウン方式で用いるときには、リバランス制御回路 R C C (Rebalance Control Circuit) を適用することにより 1 個のジャイロで 2 入力 2 出力系が構成される。この R C C は、応答特性がある基準内に収まり、さらに少しでも向上するように設計されねばならない。一方、入出力関係が 2 次元結合系¹⁾であることに起

因して発生する相互干渉は、制御特性を著しく低下させる要因となるので、その除去(すなわち非干渉制御)は、TDG を用いる場合に必須の要求項目となる。本稿では、TDG の制御方式に的をしぼり、制御特性の向上に必要な考察を行なうことにする。TDG の制御系設計に関する研究は、過渡応答特性の向上(整定時間 T_s 、オーバーシュート O_p の低減化)を目的としていろいろ試みられている^{2)~4)}が、数値解の具体例は少なく、わずかに $T_s = 15 \sim 21 \text{ msec}$ 、 $O_p = 9 \sim 19\%$ の例³⁾が見当る程度である。また、非干渉制御に関しては、概念設計の一例³⁾はあるものの、具体的な設計方式およびその有用性評価につ

* 昭和 59 年 12 月 14 日受付

** 計測部

いての例は見当らない。TDGを適用するミッションの高精度・高性能化には、TDG自体の過渡周波数両応答特性を向上させ、かつ、相互干渉（以下、単に干渉という）を量的に低減することが必要になる。応答特性の要求仕様は、ミッションによっても異なるが、周波数特性について言えば、帯域幅が0～10Hzという例²⁾もあるので、ここでは、その範囲の周波数 f の正弦波入力に対する干渉量が大幅低減可能になることを目標に考察を進めた。まず、ステップ入力の印加を仮定して導かれる補償ループDRL⁵⁾ (Direct-Axis Compensation Rebalance Loop)を用いて、どの程度応答特性の向上が図れるかを定量的に評価し、DRL使用の有無による性能の比較を行ない、DRLの有用性を示すとともに、DRLを改良設計して干渉効果のない主トルカー出力が得られるようにすることは、電子回路を組み、所望の目的通りに機能させる点において非常に困難であることを明らかにした。そこでTDGの非干渉化を進めるために、干渉の発生要因の追求を試みた。RCCを適用したときのTDGの入出力関係（伝達関数）に基いて干渉量を推定する解析解を導き、これから得られる干渉量とTDGのダイナミクスから得られる干渉量（シミュレーション結果）とを比較することにより、解析の妥当性を解明し、干渉除去には新たに補助トルカー（第2トルカー）が必要になることを明らかにした。次に、第2トルカー（以下、副トルカーと云う）を付加することを仮定し、これと信号発生器S.G.を結ぶループNIL (Noninteracting Control Loop)の伝達関数を、任意入力に対して干渉効果が零になるように導いた。すなわち、TDGの2入力2出力関係を定義づける伝達関数行列(2×2)が対角化できるように、NILの近似伝達関数（近似解析解）を定めた。このNILに基いて、RCC各要素のパラメータを、系の応答特性が最適(T_s , O_v の最小化)なるように定めるとともに、このパラメータ値を用いてNIL使用時のTDG入出力系の周波数特性を求めたところ、 $f=0\sim 50\text{Hz}$ において十分干渉補正が可能になる(10^{-4} のオーダー)がわかり、所期の目的($f=10\text{Hz}$)は達成できた。また、NILの近似解析解を一般式⁵⁾に適用して入出力関係のシミュレーションを

行ない、 $X(Y)$ 入力に対する $Y(X)$ 出力のRMS比（干渉量の相対比率）を求めたところ、NIL使用時には、不使用時に比して数十分の一程度になることがわかり、最低1～2桁程度干渉効果の低減が可能になることが明らかになった。

以上の各考察により、非干渉制御に必要な制御系のモデル化、各種パラメータの設定、干渉効果の評価、に関する概念が明らかになり、TDGの非干渉化に必要な設計手順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 [$\text{gr} \cdot \text{cm}^2$]
- 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 [$\text{gr} \cdot \text{cm}^2$]
- D_{xn}, D_{yn}, D ; G_n のフレクシャヒンジの角変位時のダンピング係数 [$\text{dyn} \cdot \text{cm} \cdot \text{sec}$] (本稿では $D=D_{xn}=D_{yn}$ と仮定する)
- 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 [$\text{dyn} \cdot \text{cm} \cdot \text{sec}$]
- E_X, E_Y ; ロータに作用する X, Y 軸まわりの誤差トルク [$\text{dyn} \cdot \text{cm}$]
- f_r ; 2次遅れ補償要素（伝達関数）の非減衰固有周波数 [Hz]
- f_{N_0} ; チューニング周波数 ($=N_0/2\pi$) [Hz]
- f_N ; ロータのスピン回転数 ($=N/2\pi$) [Hz]
- f ; 正弦波入力の周波数 [Hz]
- G_n ; n 番目のジンバル
- $G_a(s), G_c(s)$; TDGの入出力関係における自己、相互両伝達関数
- $I_{P(XY)}$; $V_{sg}(XY)$ を増幅、検波、電流変換したものの [mA]
- $I_{tg}(XY)$; トルク発生器電流 [mA]
- K_a ; サーボアンプのゲイン [mA/mV]
- K_{sg} ; 信号発生器の感度 [mV/mRad]
- K_{tg} ; トルク発生器の感度 [$\text{dyn} \cdot \text{cm}/\text{mA}$]
- K_f ; リバランスループのゲイン ($=K_{sg}K_aK_{tg}$) [$\text{dyn} \cdot \text{cm}/\text{rad}$]
- K_{x_n}, K_{y_n} ; フレクシャヒンジの x_n, y_n 軸まわりの

捩れ剛性〔dyn・cm/rad〕
 K_{TG} ; トルク発生器のスケールファクタ
 (= K_{tg}/H)〔o/s/mA〕
 K_d, K_s ; DRL, NIL の重み係数
 L_R ; 正弦波入力時の出力 W_Y, W_X の振幅比
 $L_{X/Y}$; 正弦波入力時の出力 W_X 対入力 $\dot{\phi}_Y$ のRMS比
 M_X, M_Y ; トルク発生器がロータに与えるX, Y軸まわりのトルク〔dyn・cm〕
 M'_X, M'_Y ; 補助(第2)トルク発生器がロータに与えるX, Y軸まわりのトルク〔dyn・cm〕
 N_0 ; チューニング角周波数〔rad/sec〕
 N ; ロータのスピニング角周波数〔rad/sec〕
 n ; ジンバル個数
 O_v ; オーバシュート〔%〕
 T_D ; ロータ回転時のケースに対するドラッグトルク〔dyn・cm〕
 T_{ie}, T_{la} ; 位相進み遅れ要素の折点角周波数の逆数(時定数)〔sec〕
 T_s ; 整定時間〔msec〕
 $V_{sg(XY)}$; S・G・出力電圧〔mV〕
 $W_{(XY)}$; TDGのX, Y軸方向出力〔o/s〕
 $\Delta W_X, \Delta W_Y$; 相互干渉効果によるX, Y軸方向出力成分〔o/h〕
 x, y, z ; シャフト固定軸(z ; シャフトスピニング軸)
 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($Z=z$)
 α_n ; ジンバルの x_1 軸と x_n 軸となす角〔mRad〕
 θ_x, θ_y ; ロータの x_1, y_1 軸まわりの対シャフト相対角変位〔rad〕
 θ_X, θ_Y ; ロータのX, Y軸まわりの対シャフト相対角変位〔rad〕
 $\dot{\phi}_X, \dot{\phi}_Y$; ケースのX, Y軸まわりの対慣性空間角速度(入力)〔o/s〕
 ϕ_X, ϕ_Y ; ロータの対慣性空間角変位〔rad〕
 ζ ; 2次遅れ補償要素のダンピング係数
 $\omega_x, \omega_y, \omega_z$; シャフトの x, y, z 軸まわりの対慣性空間角速度〔o/s〕

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

CRL ; Cross-Axis Compensation Rebalance Loop
 DRL ; Direct-Axis Compensation Rebalance Loop
 $DRIRU$; Dry Rotor Inertial Reference Unit
 NIL ; Noninteracting Control Loop
 RCC ; Rebalance Control Circuit
 RMS ; Root Mean Square
 $S\cdot G\cdot$; Signal Generator
 $SINS$; Strapdown Inertial Navigation System
 $T\cdot G\cdot$; Torque Generator
 TDG ; Tuned Dry Gyro
 THR ; Threshold

式の合成

$$D_q = D_R + nD$$

$$F_{YX} = H_0 \dot{\phi}_{XY} + ISj \dot{\phi}_{XY}$$

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

$$H_0 = \{C + \sum(A_n - B_n + C_n)/2\} N$$

$$H_1 = (C + \sum A_n) N$$

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

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

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

$$I_R = \sum A_n \sin 2\alpha_n/2$$

$$I_S = \{-A - B + \sum (C_n - B_n)\}/2$$

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

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

$$K = \sum (K_{xn} + K_{yn})/2$$

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

$$K_P = N^2 \sum (C_n - B_n) \sin 2\alpha_n/2 + \sum (K_{xn} - K_{yn}) \sin 2\alpha_n/2$$

$$\Delta K = \sum (K_{xn} - K_{yn}) \cos 2\alpha_n/2$$

$$K_f = K_{sg} K_a K_{tg}$$

$$T_q = T_D + nND$$

$$W_N = H/I$$

上記の各記において、接尾辞が $\dot{\phi}_{XY}$ のように付さ

2 TDGのモデルと伝達関数

非干渉制御方式を理論的に解析し、かつ、その有効度をシミュレーションによって評価するために必要なTDGのモデル、RCCの構成、性能諸元とパラメータ設定条件等を明らかにする。

TDGの運動を比較的厳密に表わす一般式は、時変係数項を含む複雑な連立方程式⁵⁾となるが、通常はこれより近似式を導き、伝達関数(CRL, DRL)を設計している^{2)~5)}ので、NIL(第5章)の設計も近似式に基いて行なう(TDGのモデルと一般式の近似化については付録1に解説)。CRL, DRL, NILの解析・設計が近似式に基いたものであっても、シミュレーションはそれらの解析解を一般式に組込んで行なっており、解の適用性有効性は十分証明されている。一般的に云って近似式の解がそのまま一般式に適用可能とは限らないが、近似式に基いて設計された制御方式とTDGの挙動特性を正確に表わす一般式とを結合した状態方程式(付録2参照)を導き、この解から出力を求めれば、TDGの機構部分が一般式に従って運動するときの状態をシミュレーションしたことになるので、設計が近似的であっても、その適用可能度はTDG本体の運動に即して十分厳密に評価されたことになる。本稿での解析結果はすべて近似式によるものであるが、RCCの設計という側面からは十分有用な結果である。TDGの一般式を使用条件に即して近似化すれば

$$I\ddot{\theta}_X + D_q\dot{\theta}_X + K_N\theta_X + H_1\dot{\theta}_Y + T_q\theta_Y = -I\ddot{\phi}_X - H_0\dot{\phi}_Y + M_X + E_X \quad (2.1)$$

$$I\ddot{\theta}_Y + D_q\dot{\theta}_Y + K_N\theta_Y - H_1\dot{\theta}_X - T_q\theta_X = -I\ddot{\phi}_Y + H_0\dot{\phi}_X + M_Y + E_Y \quad (2.2)$$

となる(付録1)。ロータの変位角 $\theta_{(XY)}$ はS・G・で電圧 $V_{sg(XY)}$ に変換され、Ampで増幅電流変換され、RCCで位相調整されて $I_{tg(YX)}$ となり、T・G・で $M_{(YX)}$ となるので、上式の $M_{(YX)}$ のラプラス変換式は

$$M_{YX} = K_{sg}K_a R(S)K_{tg}\theta_{XY} = K_f R(S)\theta_{XY} \quad (2.3)$$

となる⁵⁾($R(S)$ については後述。本稿では $R(0)$

=1なるようにする)。ジャイロダイナミックス(現象)の観点から系が負帰還型サーボ系を構成するためには

$$M_{YX} = K_{tg}\bar{I}_{tgYX} = K_{tg}(I_{tgY} - jI_{tgX}) \quad (2.4)$$

にしてトルクを作用させる必要があること⁵⁾を考慮しつつ、(2.1)~(2.4)式より入出力関係のブロック線図を求めれば図1のようになる。図における $\Phi_0(S)$ 、 $\Phi_a(S)$ 、 $\Phi_c(S)$ は

$$\left. \begin{aligned} \Phi_0(S) &= (IS^2 + D_qS + K_N)^2 + (H_1S + T_q)^2 \\ \Phi_a(S) &= I^2S^3 + ID_qS^2 + (IK_N + H_0H_1)S \\ &\quad + H_0T_q \\ \Phi_c(S) &= I(H_1 - H_0)S^2 + (IT_q - H_0D_q)S \\ &\quad - H_0K_N \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

である。図の点線部のうち、DRLの伝達関数は

$$M_{11}(S) = -M_{22}(S) = \frac{IS^2 + D_qS + K_N}{H_1S + T_q} R(S) \quad (2.6)$$

となる⁵⁾。また、NILは第2トルカー(出力 M'_X 、 M'_Y)を用いて干渉補正するときの補償回路($V_{sg(XY)}$ と $M'_{(XY)}$ との位相を調整する)である(第5章)。いまここで、ロータはチューニング周波数で回転($K_N = K - N^2J = 0$)すると仮定し、 D 、 D_R 、 T_D 、 H_0 、 H_1 を

$$\left. \begin{aligned} D &= D_R = T_D = 0 \\ H_0 &= H_1 = H \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

のように仮定したとき、図1は図2のようなブロック線図として表わすことができる。図2は、RCCを付したTDGの動作をきわめて直感的に示している。まず、ケースが慣性空間に対して $\phi_{(XY)}$ だけ角変位($\dot{\phi}_{(XY)}$ の積分)すれば、チューニング条件下で作動するTDGの基本原理解⁵⁾に従ってオフセット角 $\theta_{(XY)}$ が $\theta_{XY} = -\phi_{XY}$ なるように発生する。この $\theta_{(XY)}$ をRCCで処理して、ロータにトルク $M_{(XY)}$ を与えれば、ロータは $\phi_{(XY)}$ だけ角変位するので、 $\theta_{(XY)}$ は

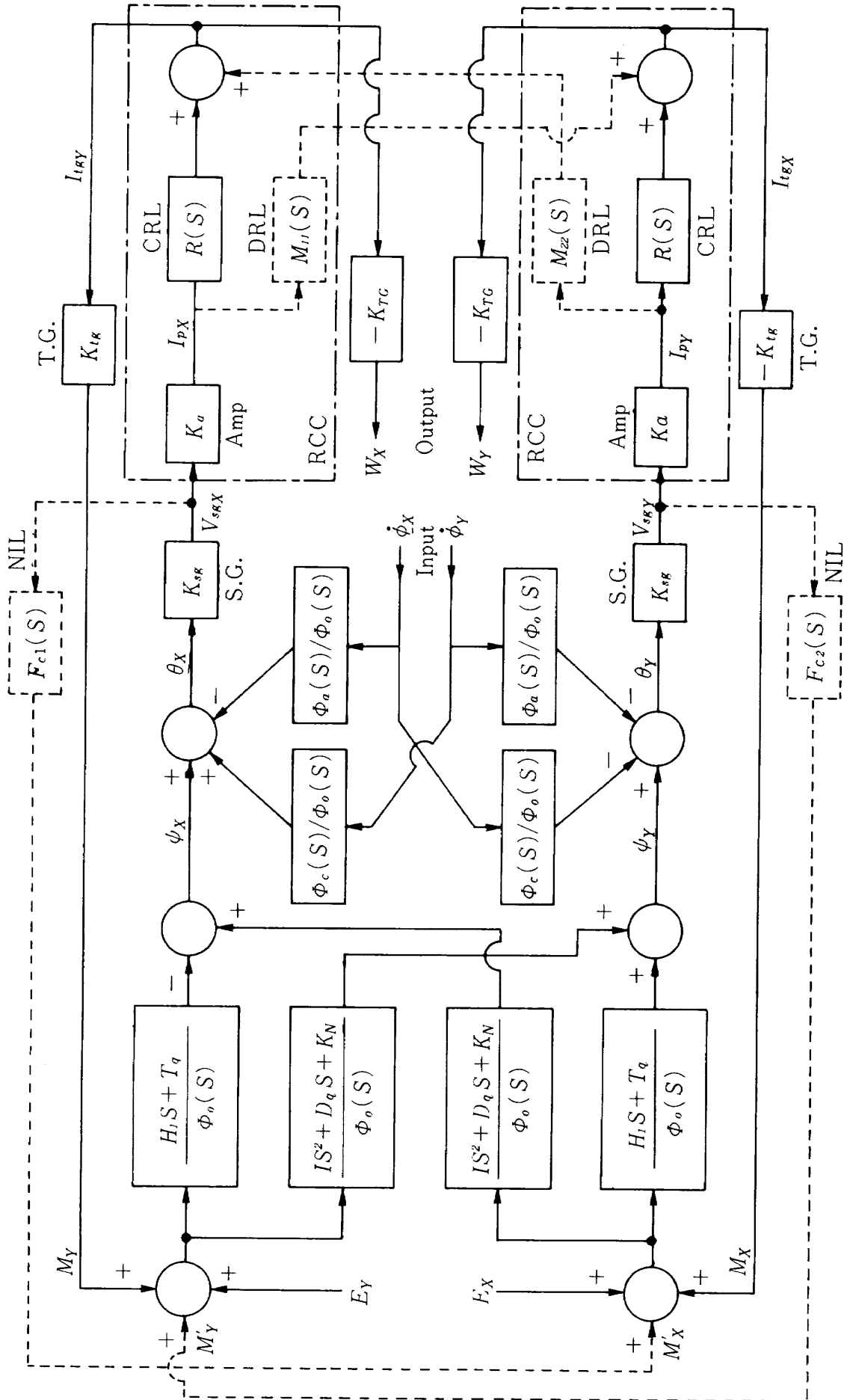


図1 TDGの入出力関係その1 ($D, D_R, T_D, K_N \neq 0$ を仮定)

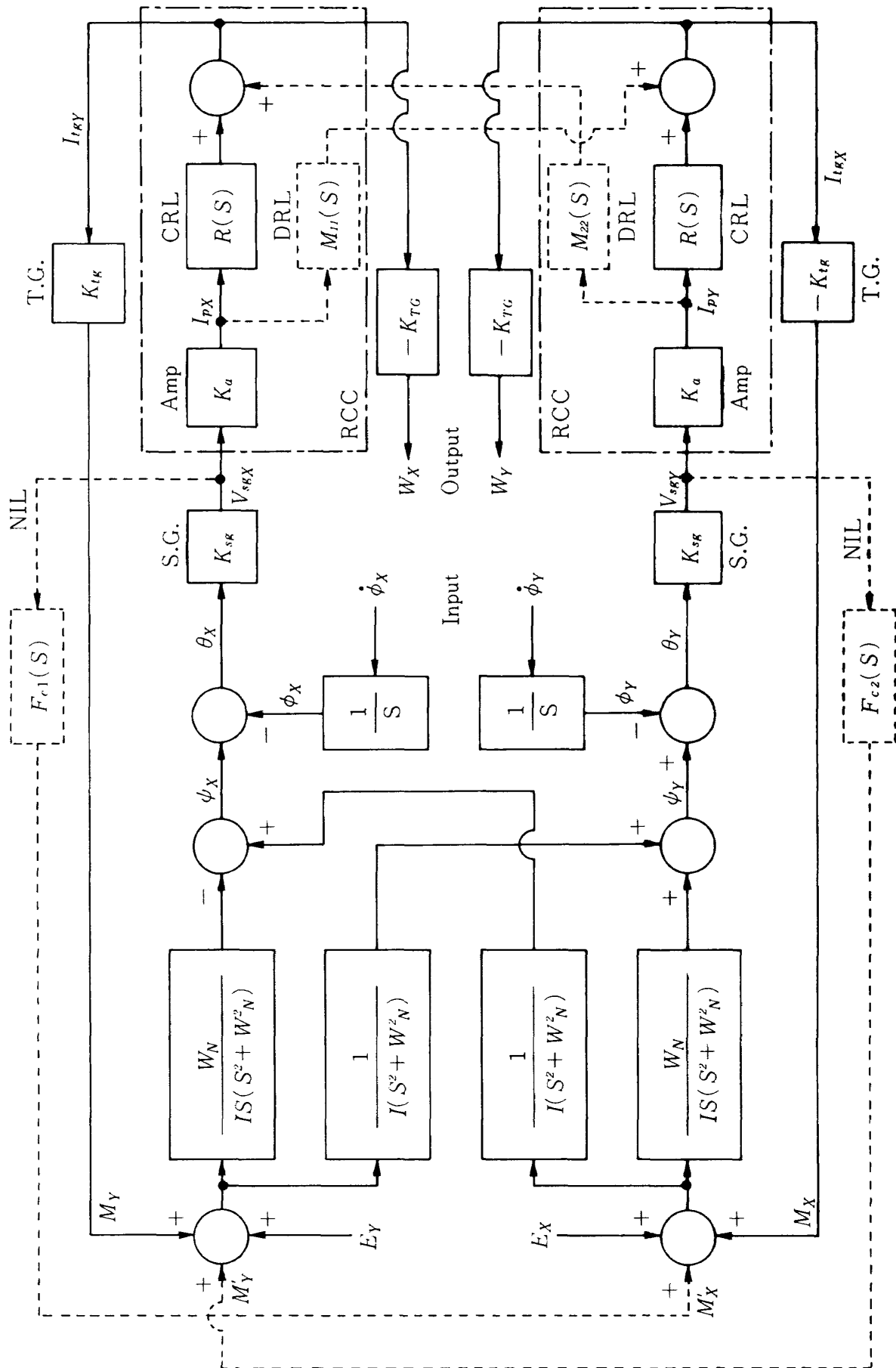


図2 TDGの入出力関係その2 ($H_0=H_1$, $D=D_R=T_D=K_N=0$ を仮定)

$$\theta_{XY} = \phi_{XY} - \dot{\phi}_{XY} \quad (2.8)$$

となり、 $\theta_{XY} = 0$ なるようなフィードバック制御系（サーボ系）が構成され、最終的には $I_{tg}(YX)$ を測定して $\dot{\phi}_{(XY)}$ が求まるようになる。図1において、CRLのみを用いるときの入出力関係を

$$\begin{bmatrix} W_X \\ W_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_a(S) & -P_c(S) \\ P_c(S) & P_a(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_X \\ \dot{\phi}_Y \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

とおき、CRLにDRLを付加したときの入出力関係を

$$\begin{bmatrix} W_X \\ W_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_a(S) & -Q_c(S) \\ Q_c(S) & Q_a(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_X \\ \dot{\phi}_Y \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

とおく。ここで上式の各行列要素は

$$P_a(S) = \frac{K_f}{H_0} \{ [H_0(H_1S + T_q) + IS(IS^2 + D_qS + K_N) + H_0K_fR(S)] R(S) / [(IS^2 + D_qS + K_N)^2 + \{H_1S + T_q + K_fR(S)\}^2] \} \quad (2.11)$$

$$P_c(S) = \frac{K_f}{H_0} \{ [I(H_1 - H_0)S^2 + (IT_q - H_0D_q)S - H_0K_N + K_fISR(S)] R(S) / [(IS^2 + D_qS + K_N)^2 + \{H_1S + T_q + K_fR(S)\}^2] \} \quad (2.12)$$

$$Q_a(S) = \frac{K_fR(S)}{H_1S + T_q + K_fR(S)} \quad (2.13)$$

$$Q_c(S) = \frac{K_fISR(S)}{H_0\{H_1S + T_q + K_fR(S)\}} \quad (2.14)$$

となる。これでTDGの入出力関係を明らかにすることができたが、次に各構成要素の諸元を決定する。

シミュレーションに用いるTDGの諸定数を表1に示すが、これは国産のTDG(JDG-2)⁶⁾の設計パラメータに準じた値である。これらの定数を用いたとき、各性能はつきようになる。チューニング(角)周波数 N_0 、 f_{N_0} は

$$\left. \begin{aligned} N_0 &= \sqrt{K/J} = 916.66 \text{ [rad/sec]} \\ f_{N_0} &= N_0/2\pi = 145.89 \text{ [Hz]} \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

となり、角運動量 H_0 、 H_1 は、 $N = N_0$ として

$$\left. \begin{aligned} H_0 &= \{ C + \sum (A_n - B_n + C_n) / 2 \} N \\ &= 974695.0 \text{ [dyn}\cdot\text{cm}\cdot\text{sec]} \\ H_1 &= (C + \sum A_n) N = 975562.0 \\ &\text{ [dyn}\cdot\text{cm}\cdot\text{sec]} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.16)$$

となる。 $\dot{\phi}_{(XY)}$ がステップ入力、近似的に $T_q = K_N = 0$ (後述)を仮定すれば、定常状態 ($t \rightarrow \infty$) において (2.9)式は $W_{XY} = \dot{\phi}_{XY}$ となる。一方、同じ仮定下で、 $W_{(XY)}$ 、 $\theta_{(XY)}$ は $W_{XY} = -(K_{tg}/H_0) I_{tgYX}$ 、 $K_{tg} I_{tgYX} = K_f \theta_{XY}$ となる (図1) ので、 $\theta_{(XY)}$ と入力 $\dot{\phi}_{(XY)}$ との関係は

$$H_0 |\dot{\phi}_{XY}| = K_{tg} |I_{tgYX}| = K_f |\theta_{XY}| ; t \rightarrow \infty \quad (2.17)$$

となる⁵⁾。入力 $\dot{\phi}_{(XY)}$ 、オフセット角 $\theta_{(XY)}$ の最大を

$$\left. \begin{aligned} \text{Max} |\dot{\phi}_{(XY)}| &\leq 50 \text{ [\%s]} \\ |\theta_{(XY)}| &\leq 0.2^\circ \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

のように仮定すれば、 K_f は

$$K_f \geq 0.244 \times 10^9 \text{ [dyn}\cdot\text{cm/rad]} \quad (2.19)$$

表1 シミュレーションに用いるTDGの諸定数

慣性モーメント	ヒンジの捩れ剛性
A = B = 571.933 [gr·cm ²]	K _{x1} = 794867.0 [dyn·cm/rad]
C = 1060.356 [gr·cm ²]	K _{y1} = 794867.0 [dyn·cm/rad]
A ₁ = B ₁ = 3.898967 [gr·cm ²]	ジンバル個数
C ₁ = 5.906 [gr·cm ²]	n = 1
機械的なダンピング要素	ドラッグトルク
D = D _R = 0 [dyn·cm·sec]	T _D = 0 [dyn·cm/rad]

であればよい。しかし、その場合、オーバシュート O_v が零でなければ、最大入力 (= 50 °/s) 印加時に $\theta_{(XY)}$ は 0.2° を越えてしまう。本稿では、 O_v の値を

$$O_v \leq 20[\%] \tag{2.20}$$

と仮定する。このとき、 $\theta_{(XY)}$ の定常値 ($t \rightarrow \infty$ における値) は

$$|\theta_{(XY)}| \leq 0.2 \times \frac{1}{12} = 0.167^\circ \quad ; t \rightarrow \infty \tag{2.21}$$

の範囲になければならないので、(2.17), (2.21) 式より K_f の値の範囲は

$$K_f \geq 0.3 \times 10^9 \text{ [dyn} \cdot \text{cm/rad]} \tag{2.22}$$

となる。次章以降、上述の各条件を前提に考察を進めるが、これは図1の入出力関係が安定であると仮定した場合のことである。いま、図1の CRL の伝達関数 $R(S)$ を

$$R(S) = R_0(S) \triangleq \frac{4\pi^2 f_r^2}{S^2 + 4\pi\zeta f_r S + 4\pi^2 f_r^2} \tag{2.23}$$

において安定条件を求める。RCC として CRL のみを用いる場合は、(2.11), (2.12) 式より $P_a(S)$

の分母 (= $P_c(S)$ の分母) を零 (S に関する特性方程式 = 0) にする複素根の実部が負であれば、系は安定となる。この条件を満たす K_f, ζ, f_r の領域 (安定領域) は図3のようになる。同様にして、CRL に DRL を付加して用いるときの安定領域を (2.13), (2.14) 式より求めれば図4のようになる。図3, 図4は、 $R(S) = R_0(S)$ としたときの結果であるが、 $R_0(S)$ よりもさらに高次の位相補償要素

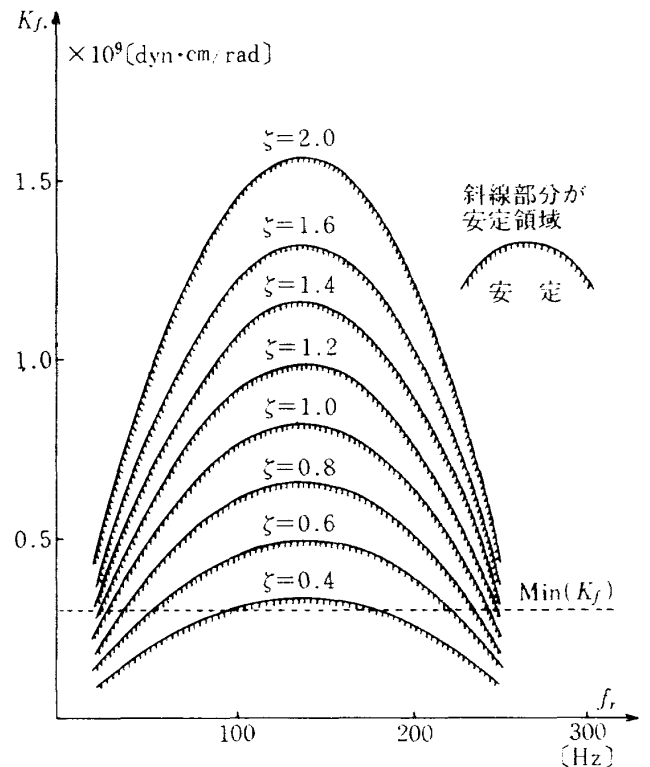


図3 系の安定条件その1 (DRL = OFF)

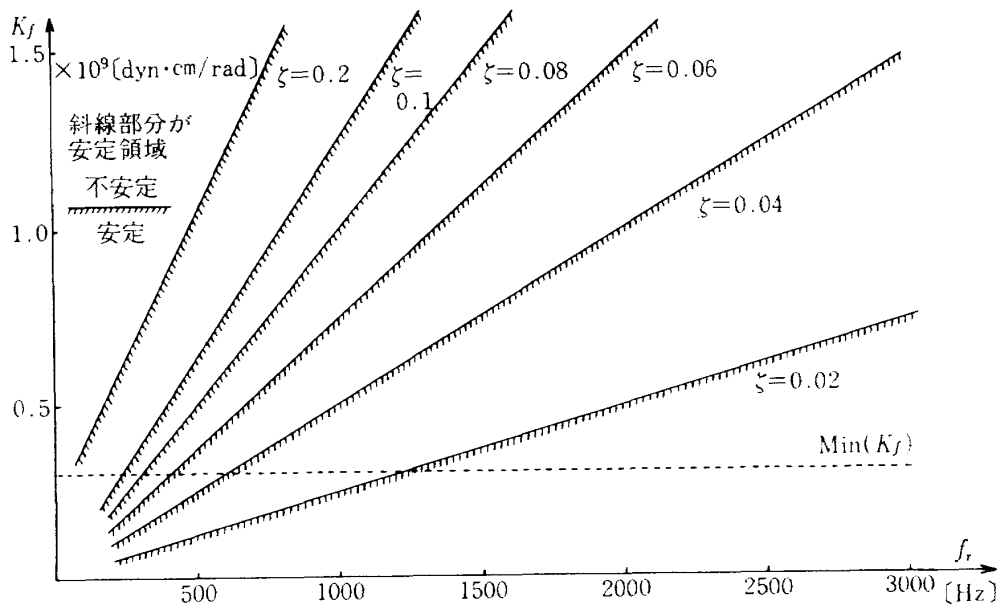


図4 系の安定条件その2 (DRL = ON)

(第3章参照)を用いるときには、図の領域内のパラメータ (K_f, ζ, f_r) を基に、他の各条件 (例えば、 $O_v \leq 20\%$ 等) を満たすようにシミュレーションを行なっているので、拘束条件、安定条件については問題ない。すなわち、 $R(S) \neq R_0(S)$ の場合には、図3, 4の領域内のパラメータを用い、TDGの入出力特性をシミュレーションによって求める過程で、各拘束・安定条件が満たされるようなパラメータ設定を行なうようにしている。本稿では、 D, T_D, D_R は微量なので零とみなして考察を進めることにするが、たとえ有限のある値を有するとしても、それらが系の特性に与える影響度は、RCCの設計という見地から考えれば、ほとんど無視できる⁷⁾。DRL, NIL(第5章)を考慮しつつ一般式の解を求めるシミュレーションプログラムの詳細を付録2に示す。次章以後のシミュレーションは、特にことわらない限り、すべてそれに基づいて行なわれるものとする。

3. DRLによる制御特性

NIL(図1, 2)は、後述するように、第2トルカーの付加、すなわちTDG本体の機構部の設計に関連するが、DRLは単に付属装置としてのRCCの内部に増幅、積分、加算回路を設けることによって実現可能である。本章ではDRLのみでどの程度まで応答特性の向上 (T_s, O_v の最小化) が可能かを考察するとともに、非干渉化の可能性を追求する。

3.1 DRLを用いないときの応答特性

系の応答特性を向上させるには K_f を最大にしてオフセット角 $\theta_{(XY)}$ を最小にする (ミスチューニング効果およびドラッグトルクの影響を最小にする⁷⁾) とともに、 T_s, O_v を最小にして過渡特性を最適にすることが必要となる。また、センサ類の制御系は、使用中に制御対象のパラメータが大きく変動することはないので、 T_s, O_v が小さくなれば必然的に周波数特性もよくなり、性能向上の目的が十分果せるようになる。いま、 $R(S)$ として(2.23)式の $R_0(S)$ を用い、 f_r, ζ, K_f をいろいろ変化させ、拘束条件を

$$T_s \leq 50 \text{ msec}, O_v \leq 20\% \quad (3.1)$$

と仮定し、 X, Y 軸まわりにステップ入力印加されたときの出力 W_X, W_Y をシミュレーションによって求め、その結果から T_s, O_v を最小にするパラメータの組合せを選択すれば

$$\left. \begin{aligned} f_r &= 150 \text{ Hz}, \zeta = 0.6 \sim 0.8, \\ K_f &= 0.3 \times 10^9 \text{ dyn} \cdot \text{cm} / \text{rad} \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

となる。このとき、 T_s, O_v は

$$\left. \begin{aligned} T_s &= 10 \text{ msec}, O_v = 2.2\% ; W_X \\ T_s &= 10 \text{ msec}, O_v = 11.9\% ; W_Y \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

となる。なお、ここで K_f が(2.22)式の許容最小値 ($= 0.3 \times 10^9 \text{ dyn} \cdot \text{cm} / \text{rad}$) を越えるときの T_s, O_v の値は、上式の値より大きくなった。今度は1次の位相遅れ進み補償要素を付加することにより $R(S)$ を

$$\begin{aligned} R(S) &= R_0(S) \frac{T_{le} S + 1}{T_{la} S + 1} \\ &= \frac{4 \pi^2 f_r^2}{S^2 + 4 \pi \zeta f_r S + 4 \pi^2 f_r^2} \frac{T_{le} S + 1}{T_{la} S + 1} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

とし、(3.2)式の f_r, ζ, K_f の値を用いて同様のシミュレーションを行ない、 T_s, O_v を最小にする T_{le}, T_{la} を求めれば

$$T_{le} = 2.4 \times 10^{-4} \text{ sec}, T_{la} = 10^{-4} \text{ sec} \quad \dots (3.5)$$

となる。このとき、 T_s, O_v は

$$\left. \begin{aligned} T_s &= 10 \text{ msec}, O_v = 3.3\% ; W_X \\ T_s &= 10 \text{ msec}, O_v = 8.2\% ; W_Y \end{aligned} \right\} \quad \dots (3.6)$$

となる。(3.2)式と異なる f_r, ζ, K_f の値を(3.4)式に代入してシミュレーションを行なっても、特性は(3.6)式よりは向上しなかった。さて、(3.4)式の伝達関数、(3.2)、(3.6)式のパラメータを(2.11)式の自己伝達関数 $P_a(S)$ 、(2.12)式の相互伝達関数 $P_c(S)$ に代入して、それらの周波数特性 (ボード線図) を求めれば図5, 6のようになる。図5より $f = 20 \text{ Hz}$ ぐらいまでは $P_a(S)$ のゲイン低下、位相遅れはほとんどないことがわかる。

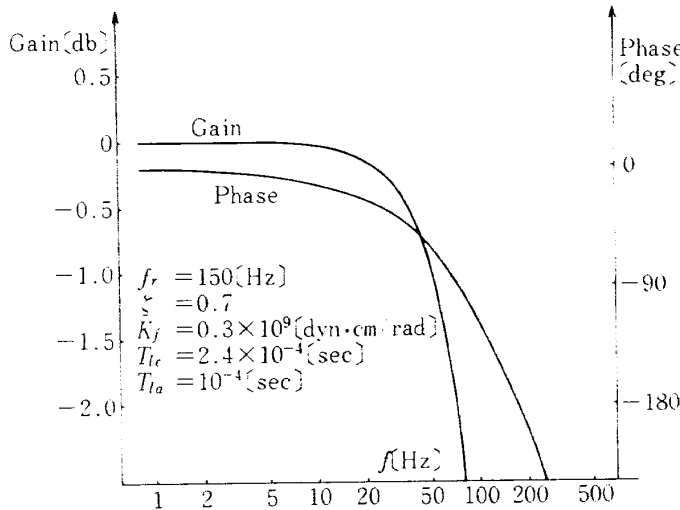


図5 自己伝達関数 $P_a(S)$ のボード線図 (DRL = OFF)

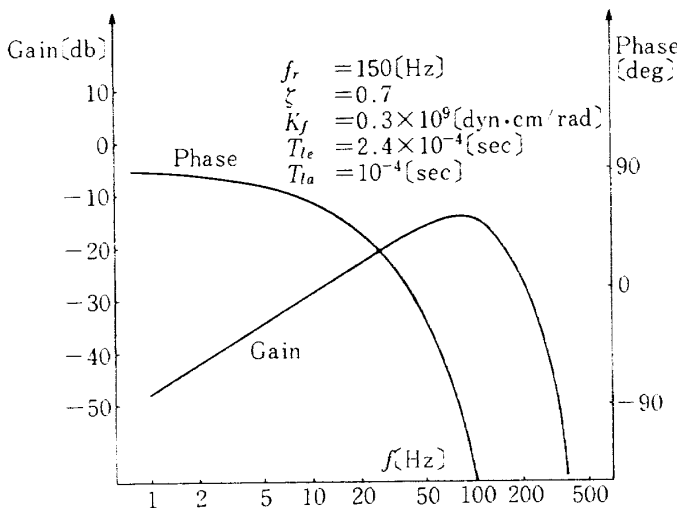


図6 相互伝達関数 $P_c(S)$ のボード線図 (DRL = OFF)

また、図6において、 $f = 100\text{Hz}$ ぐらいまでは f とともにゲインが大きくなりつつあるが、この増大は干渉効果の増大 (W_{XY} が $\dot{\phi}_{YX}$ に大きく依存するようになる) を意味する。 f が 100Hz 以上になると $P_c(S)$ のゲインは著しく小さくなるが、これはそのように高周波入力に TDG が追従しないことを意味する。 $f = 10\text{Hz}$ における $P_c(S)$ のゲインは -30db なので、入力周波数が 10Hz の正弦波入力 X 軸まわりに印加されたとき、 ϕ_X に依存する Y 出力 ΔW_Y は

$$\Delta W_Y = 10^{-\frac{30}{20}} \dot{\phi}_X = 0.032 \dot{\phi}_X \quad (3.7)$$

となり、3%程度の干渉量が W_Y に付加されている。これは、入力が Y 軸まわりに印加されたとしても出

力に対して全く同様な結果が得られる ((2.9) 式の入出力関係より明らか)。

本節におけるシミュレーションでは、 $R(S) = R_0(S)$ におけるパラメータ f_r, ζ, K_f の最良値を求め、つぎにその条件下で一次遅れ進み補償要素を付加したときの $R(S)$ の最適条件 (T_{le}, T_{la} の最良値) を求める手順を用いた。実際には、 $R_0(S)$ の最適条件を用いなくても $R(S)$ をより最適にする T_{le}, T_{la} の存在も予想されるが、パラメータの組合せ数の増大 (計算量の増大) を避けるためにそのような手順を採り入れた。さらに、(3.4) 式を

$$R(S) = R_0(S) \frac{T_{e1}S+1}{T_{a1}S+1} \frac{T_{e2}S+1}{T_{a2}S+1} \dots \dots \dots \frac{T_{em}S+1}{T_{am}S+1} \quad (3.8)$$

のようにしたときのパラメータ ($f_r, \zeta, K_f, T_{ei}, T_{ai}, i = 1, 2, \dots, m$) の最適調整も考えられるが、これは最適解を見出すのに一層計算上の複雑さを増大させる (パラメータの組合せが多くなる)。次節で述べるように、そのような手順を踏むよりは、DRL を用いればきわめて単純な回路構成で応答特性の向上が図れることがわかったので、本節 (DRL = OFF) での最適条件としては (3.2), (3.5) 式の設定する。

3.2 DRL を用いるときの応答特性

制御回路 RCC に、CRL だけでなく、DRL を併用したとき (図2 参照) の応答特性を考察する。 $R(S)$ としては、(2.23) 式の $R_0(S)$ のみを用い ($R(S) = R_0(S)$)、位相遅れ進み補償要素はないものとする。 $f_r = 200, 500, 1000, 2000\text{[Hz]}$ における最適条件 (T_s, O_v の最小化) を求めれば表2 のようになる。表の値と式 (3.3), (3.6) の値を比較すると、DRL の挿入により過渡応答特性が著しく向上することがわかる。また K_f の値も、DRL を用いない場合 ($K_f = 0.3 \times 10^9 \text{ dyn·cm/rad}$) に比して著しく大きくなっているが、これはオフセット角 $\theta_{(XY)}$ の低減 ($\theta_{(XY)}$ に比例する誤差の低減) を意味する。 $f_r = 2000\text{[Hz]}, \zeta = 0.2, K_f = 0.9 \times 10^9 \text{ [dyn·cm/rad]}$

表2 DRL=ONにおける過渡応答向上例

パラメータ			特性	
f_r (Hz)	ζ	K_f (dyn·cm/rad)	T_s (ms)	O_v (%)
2000	0.1	$(0.8\sim 1.0)\times 10^9$	4	*
	0.2	$(0.9\sim 1.1)\times 10^9$	4	*
	0.3	$(1.0\sim 1.2)\times 10^9$	3	*
	0.4	$(1.1\sim 1.3)\times 10^9$	3	*
	0.5	$(1.1\sim 1.3)\times 10^9$	3	*
1000	0.2	$(0.8\sim 1.0)\times 10^9$	4	*
	0.3	$(0.8\sim 1.0)\times 10^9$	4	*
	0.4	$(0.8\sim 1.2)\times 10^9$	4	*
	0.5	$(1.0\sim 1.4)\times 10^9$	3	*
500	0.2	$(0.5\sim 0.6)\times 10^9$	8	3
	0.3	$(0.5\sim 0.8)\times 10^9$	6	2
	0.4	$(0.6\sim 0.9)\times 10^9$	5	1
	0.5	$(0.6\sim 0.9)\times 10^9$	5	*
200	0.6	$(0.3\sim 0.5)\times 10^9$	8	2
	0.7	$(0.3\sim 0.5)\times 10^9$	7	*
	0.8	0.3×10^9	7	*

(注) *印は1%未満

を用いて自己伝達関数 $Q_a(S)$ ((2.13)式) の周波数特性(ボード線図)を求めれば図7のようになるが、図5に比して特性そのものはかなり向上している。しかし、相互伝達関数 $Q_c(S)$ ((2.14)式) の周波数特性は図8のようになり、 $f=50$ [Hz] (TDGの要求入力周波数は通常数ナヘルツ以下、本稿では最低10Hzを仮定²⁾)位までは $P_c(S)$ (図6)とほとんど変わらないゲイン特性を示している。

したがって、DRLは系の応答特性の向上、自己伝達関数の周波数特性の向上には大いに役立つが、相互伝達関数 $Q_c(S)$ のゲインを $P_c(S)$ のゲインより小さくすることができないので、干渉効果の低減には有効でない。

3.3 設計比較

本章では過渡応答、周波数応答の向上を、DRLの

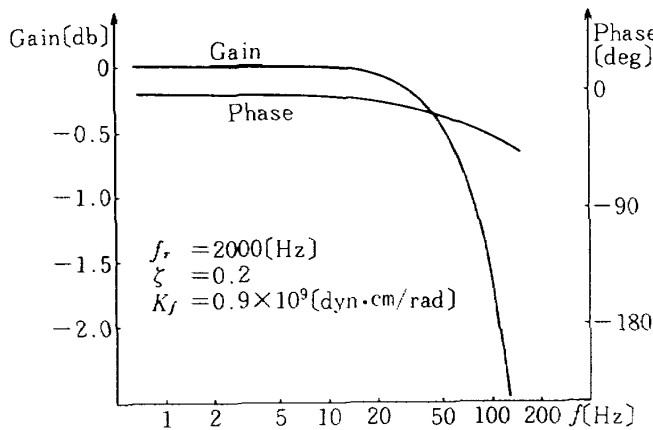


図7 自己伝達関数 $Q_a(S)$ のボード線図 (DRL = ON)

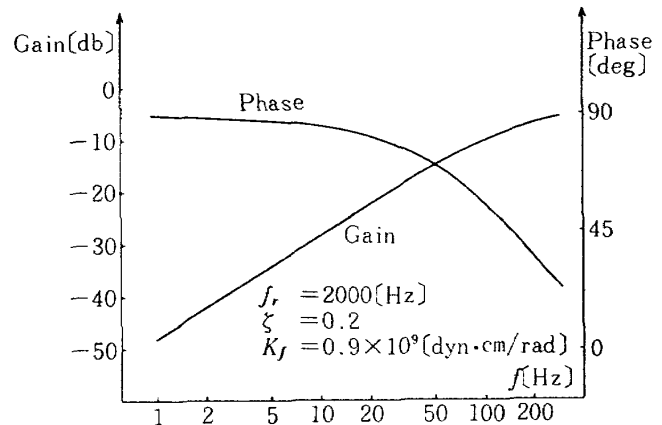


図8 相互伝達関数 $Q_c(S)$ のボード線図 (DRL = ON)

有無それぞれの場合について、パラメータ最適化を基に考察した。図 3, 4 を比較すればわかるように、DRL の使用によって同じ f_r, ζ に対しより大きな K_f がとれる (安定領域の拡大) ので、パラメータ値の選択範囲が広がるだけでなく、同一入力に対してオフセット角 $\theta_{(XY)}$ が低減可能である。また、3.2, 3.1 節の考察結果より、DRL を用いた場合、 f_r を大きくすれば、 K_f もそれだけ大きくとれ、 T_s, O_v を小さくし、かつ周波数特性の向上が図れること、すなわち、 T_s, O_v がそれぞれ 10 msec, 8% (DRL=OFF) から 4 msec, 1.0% 以下にまで低くなり、かつ周波数特性 (ゲイン低下) も $f = 50$ [Hz] で -1.0 db (DRL=OFF) から -0.5 db まで低く (図 5, 7 参照) なること等の利点がわかる。さらに、位相遅れ進み補償要素が不要なこと、DRL が単純な回路構成で設計可能なことも利点である。このように、DRL は応答特性の向上に大きく寄与可能であるがそれ以外にミスマッチング効果の低減 ($\theta_{(XY)}$ の低減)、除去 (K_N を DRL に組込むことにより可能⁷⁾) およびドラッグトルクの影響度 ($= T_D \theta_{(XY)}$ ⁷⁾) の低減 ($\theta_{(XY)}$ の低減) にも寄与する。

3.4 DRL の改良設計とその問題点

DRL の伝達関数 $M_{11}(S), M_{22}(S)$ は、 $\dot{\phi}_{XY}$ の変化率 $\ddot{\phi}_{XY}$ (角加速度) が常に零である ($\dot{\phi}_{XY} = 0$) と仮定して導かれている⁵⁾ が、いま、この仮定を取除いて、DRL の設計次第で非干渉化が可能か否かを検討する。図 1 のブロック線図より $\dot{\phi}_{(XY)}$, $M_{(XY)}, E_{(XY)}$ の関係は

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi}_X \\ \dot{\phi}_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_X \\ M_Y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -IS & -H_0 \\ H_0 & -IS \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} E_X \\ E_Y \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

のように表わせるが、ここで $G_{ij} (i, j=1, 2)$ を求め、 $G_{11} = G_{22} = 0$ なる条件が成立するように $M_{11}(S), M_{22}(S)$ を定めれば非干渉化が可能になる。 $D_q = T_q = K_N = 0, H_0 = H_1 = H$ とおいて、そのような $M_{11}(S), M_{22}(S)$ の近似解を求めれば

$$\begin{aligned} M_{11}(S) &= -M_{22}(S) \\ &= \frac{I^2 S^2 + H^2 \pm \sqrt{(I^2 S^2 + H^2)^2 - 4I^2 R_c^2}}{2IK_f} \\ R_c &= R_c(S) = K_f R(S) \end{aligned} \quad (3.10)$$

となる (式の誘導については補足 1 を参照)。DRL のみで非干渉化を図るためにはその伝達関数 $M_{11}(S), M_{22}(S)$ を上式のように設計すればよい。しかし、上式は $\sqrt{\quad}$ の中に “S” の式を含み、回路を組むとしてもかなり複雑になり、微分回路を必要とすること等の問題点がある。また、微分回路を通して伝送される信号は、ジャイロ固有の雑音、電子回路系統の雑音および位相シフト等入力に比してかなり高い周波数を有する雑音の影響を受けるので、微分回路の出力を TDG 入力に対応して機能させることは非常に困難である。このため、ジャイロ等高精度センサーの電子回路部に微分動作を必要とするような設計は一般には避けられている。TDG は零位平衡方式で制御され、 $\theta_{(XY)}$ は常に零近傍の微小角を保つようになっているので (本文図 1, 2 参照)、信号 ($V_{sg}(XY)$) に含まれる雑音の比率は相対的に高くなり、微分回路使用時には上記の各高周波雑音が出力に大きく影響する。よって DRL の改良によって非干渉化を図ることは、ハードウェア構成の面からも、改良された回路を所望の目的に即して機能させる面からも問題がある。

本稿では、干渉の発生要因の解析的考察と定量的な評価を行ない (第 4 章)、この結果を基に、干渉補正には新たに副トルカーを設ける必要があることを明らかにするとともに、干渉効果が消去できるように S.G. と副トルカーを結ぶループの伝達関数を導き (第 5 章)、その効用をシミュレーションによって評価し (第 6 章)、副トルカー適用の有効性を明らかにした。

4. 相互干渉効果の要因

相互伝達関数 $P_c(S), Q_c(S)$ 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、

本章ではその原因を考察するとともに定量的評価を行なう。(2.9)~(2.11)式より,DRLを用いないとき(DRL=OFF)の W_X, W_Y は

$$\left. \begin{aligned} W_X &= P_a(S)\dot{\phi}_X - \frac{P_c(S)}{S}\ddot{\phi}_Y \\ W_Y &= \frac{P_c(S)}{S}\ddot{\phi}_X + P_a(S)\dot{\phi}_Y \end{aligned} \right\}; \text{DRL=OFF} \quad (4.1)$$

のように, また,DRLを用いるとき(DRL=ON)の W_X, W_Y は

$$\left. \begin{aligned} W_X &= Q_a(S)\dot{\phi}_X - \frac{Q_c(S)}{S}\ddot{\phi}_Y \\ W_Y &= \frac{Q_c(S)}{S}\ddot{\phi}_X + Q_a(S)\dot{\phi}_Y \end{aligned} \right\}; \text{DRL=ON} \quad (4.2)$$

のように書くことができる。いま, ドラッグトルク⁷⁾(クォードレチャスプリングレート) $T_q=0$, インフューズスプリングレート⁷⁾ $K_N=0$ (チューニング状態)を仮定すれば, 上式の $\dot{\phi}_{(XY)}, \ddot{\phi}_{(XY)}$ の各係数(伝達関数)において

$$\begin{aligned} \lim_{s \rightarrow 0} P_a(S) &= \lim_{s \rightarrow 0} Q_a(S) = 1 \\ \lim_{s \rightarrow 0} \frac{P_c(S)}{S} &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{Q_c(S)}{S} = \frac{I}{H_0} \end{aligned} \quad (4.3)$$

が成立する((2.11)~(2.14)式)。(4.1),(4.2)式の入出力関係が安定であるとすれば, $\dot{\phi}_X, \dot{\phi}_Y$ がステップ状($\dot{\phi}_X = \text{const}, \dot{\phi}_Y = \text{const}$)に印加されたと仮定して, 定常状態($t = \infty$)における W_X は, DRL=ON, OFFに関係なく

$$W_X = \dot{\phi}_X - \frac{I}{H_0}\ddot{\phi}_Y \quad ; t = \infty \quad (4.4)$$

となる(最終値定理の適用)。同様に, $\dot{\phi}_Y, \dot{\phi}_X$ がステップ状に印加されたときの W_Y は

$$W_Y = \frac{I}{H_0}\ddot{\phi}_X + \dot{\phi}_Y \quad ; t = \infty \quad (4.5)$$

となる。上式の右辺で相互干渉によるもの($\Delta W_X, \Delta W_Y$)はそれぞれ

$$\Delta W_X = -\frac{I}{H_0}\ddot{\phi}_Y, \Delta W_Y = \frac{I}{H_0}\ddot{\phi}_X \quad (4.6)$$

となり, Y, X軸まわりの角加速度 $\ddot{\phi}_Y, \ddot{\phi}_X$ がX,

Y出力 W_X, W_Y に影響している。すなわち, 角加速度によるトルク($-I\ddot{\phi}_Y, I\ddot{\phi}_X$)を入力レートに換算した値として $\Delta W_{(XY)}$ が出力に影響している。このことは, 積分ジャイロ(FRIG)⁸⁾においてフロートのOA(Output Axis)まわりの慣性モーメントを J_{OA} , ケースのIA(Input Axis), OAまわりの角速度を ω_{IA}, ω_{OA} , トルカ感受度を K_{tg} とし, かつ各種のドリフトおよび角運動誤差の影響^{9)~11)}を無視すれば, トルカによるリバランストルク M_{tg} が定常的に

$$M_{tg} = K_{tg}I_{tg} = \omega_{IA}H_f - J_{OA}\dot{\omega}_{OA} \quad (4.7)$$

となり^{12), 13)}, 出力電流 I_{tg} が入力 ω_{IA} によるOAまわりのトルク($=\omega_{IA}H_f, H_f$ の方向変化によって発生する)だけでなく $\dot{\omega}_{OA}$ の影響($=J_{OA}\dot{\omega}_{OA}$)をも含むことと等価である。すなわち, フロートの対慣性空間角速度は, 対ケース相対角速度 $\dot{\theta}_f$ とケースの角速度 ω_{OA} との和($=\dot{\theta}_f + \omega_{OA}$)になるので, $\omega_{IA} = \text{const.}$ ($\dot{\theta}_f = 0$ at $t = \infty$)でも, $\omega_{OA} \neq \text{const.}$ ($\dot{\omega}_{OA} \neq 0$)ならばフロートの角運動量($=J_{OA}(\omega_{OA} + \dot{\theta}_f)$)の時間的变化は零にはならず, OAまわりのトルク($=-J_{OA}\dot{\omega}_{OA}$)が発生し(角運動量保存則), これに対応してフロートはOAまわりに角変位する。もちろん, TDGとFRIGとではトルクバランスの原理が根本的に異なっているが, 計測系として考えれば同様の入出力関係(入力角速度が常にトルカ電流に比例する)^{5), 9)}となっているので, 出力軸(入力 $\dot{\phi}_X, \dot{\phi}_Y$ に対する出力軸はY, X, 図1参照)まわりの角加速度の影響を同様に考えることができる。これで, FRIGにおける I_{tg} は, 単に ω_{IA} だけでなく $\dot{\omega}_{OA}$ の影響を含むことが明らかになったが, 一般には後者の影響($=J_{OA}\dot{\omega}_{OA}$)は $\omega_{IA}H_f$ に比して十分小さい($\dot{\omega}_{OA}$ はあまり大きくない, H_f は十分大きくとれる)として無視されている。しかし, ジャイロが直接飛翔体に取り付けられるストラップダウン方式^{14)~16)}の慣性航法では, 使用状況(飛翔プロファイル)に即して角加速度環境下での誤差($=J_{OA}\dot{\omega}_{OA}/H_f$)の発生について十分考える必要がある^{10), 16), 17)}。(4.6)式の干渉量は, 最終値定理を応用するために, $\dot{\phi}_X$ または $\dot{\phi}_Y$ を一定と仮定して求めたが, $\dot{\phi}_X, \dot{\phi}_Y$ がきわめて低周

波入力するときには(4.4)~(4.6)式が近似的に成立すると仮定して、(4.6)から求めた干渉量と入力周波数 f の関係(推定値)と一般式^{5), 18)}をシミュレーションして求めた干渉量と f の関係とを比較検討し、(4.5), (4.6)式が適用可能な f の領域、すなわち正弦波入力に対しても十分有効である(最終値定理が近似的に成立する) f の領域を明らかにする。いま、X軸まわりに比較的低い周波数 f の

$$\dot{\phi}_X = \dot{\phi}_{X0} \sin(2\pi f t + \varphi) \quad (4.8)$$

なる入力が印加されたとすると、(4.6)式より近似解析解 ΔW_Y は

$$\Delta W_Y = \frac{I}{H_0} \dot{\phi}_X = \frac{2\pi f I}{H_0} \dot{\phi}_{X0} \cos(2\pi f t + \varphi) \quad (4.9)$$

となる。 f による系のゲイン低下を無視すれば、Y軸まわりの入力($\dot{\phi}_Y, \ddot{\phi}_Y$)が零のときに、出力 $W_{(XY)}$ は

$$W_X = \dot{\phi}_X, \quad W_Y = \Delta W_Y \quad (4.10)$$

となる。すなわち、 W_X, W_Y はともに入力 $\dot{\phi}_X$ と同じ周波数の正弦波出力となる。いま、 W_Y, W_X の振幅比を L_R とすれば、(4.8)~(4.10)式より L_R と f の関係は

$$L_R = \frac{W_Y \text{ の振幅}}{W_X \text{ の振幅}} = \frac{W_Y \text{ の振幅}}{\dot{\phi}_X \text{ の振幅}} = \frac{2\pi I}{H_0} f \quad (4.11)$$

となる。なお、Y軸まわりにのみ正弦波入力が入加されたとして、出力 W_X, W_Y の振幅比を求めても結果は上式と全く同じになる。上式より求めた L_R の推定値とシミュレーションによって求めた L_R の値との比較を図9に示す。シミュレーションでは定常状態 ($t = \infty$) の値は得られないので、(4.6), (4.11)式の妥当性を明らかにするための傾向がわかればよいと考え、結果が十分正弦波状(一定振幅)になる3~4周期後 ($t = 3/f \sim 4/f$) の値を用いた。 L_R のシミュレーション値は、分母に出力 W_X の振幅を用いるか、入力 $\dot{\phi}_X$ の振幅 (= $\dot{\phi}_{X0}$) を用いるかによって異なっているが、これは、正弦波入力時のゲイン低下特性 (W_X の振幅 $\leq \dot{\phi}_{X0}$, W_Y の振幅 $< 2\pi f I \dot{\phi}_{X0} / H_0$) によるものであり、出力 $W_{(XY)}$

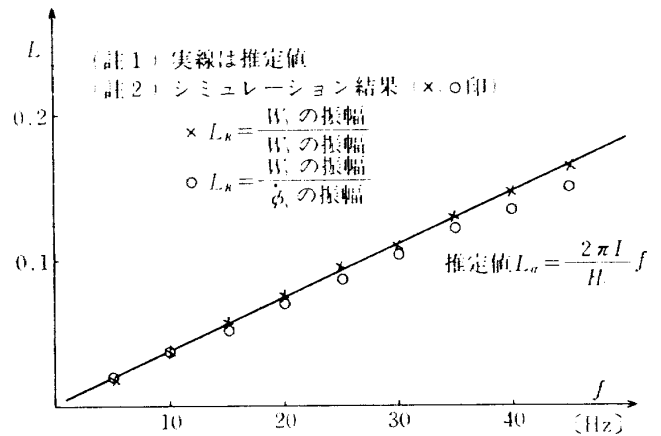


図9 相互干渉量と入力周波数 f との関係

を用いる振幅比 L_R は、その分母 (W_X, W_Y) が共にそのような特性の影響を受けるのに対し、出力 W_Y と入力 $\dot{\phi}_X$ との振幅比 L_R は、分子 (W_Y) のみが推定値 (= $2\pi f I \dot{\phi}_{X0} / H_0$) より小さくなる。したがって、 f の増大につれて前者は常に後より大きくなる傾向にある。また、図より、 $f = 0 \sim 20$ Hz において、 L_R の推定値は、両シミュレーション結果 (○, ×印) にほぼ一致していること、 f が 20 Hz 以上になってもそれらの差が大して増大しないことがわかる。この一致性によって、X, Y軸出力に現われる干渉効果がそれぞれY, X軸まわりの角加速度 $\ddot{\phi}_Y, \ddot{\phi}_X$ に比例して発生するという(4.6)式の推定は、少なくとも数十サイクルまでの周波数入力に対しては十分成立する(最終値定理が近似的に適用可能)ことを定量的に明らかにするものである。よって、TDGの各出力は、角速度だけでなく角加速度の影響をも受け、角速度を入力とする理想的な2入力2出力系が構成できないので(角加速度を入力とみなせば4入力2出力系となる)、TDGの非干渉化には角加速度の影響を低減するような設計が必要となる。

5. 非干渉制御用理論式の誘導

TDGのトルカー電流は、前章で考察したように、入力角速度 $\dot{\phi}_{(XY)}$ および角加速度 $\ddot{\phi}_{(XY)}$ に比例した量として検出され、 $t \rightarrow \infty$ において

$$K_{TG} I_{tgy} = W_X |_{t=\infty} = \dot{\phi}_X - \frac{I}{H_0} \ddot{\phi}_Y \quad (5.1)$$

$$K_{TG} I_{tgx} = W_Y |_{t=\infty} = \frac{I}{H_0} \ddot{\phi}_X + \dot{\phi}_Y$$

となる((4.4),(4.5)式参照)ので、トルカーをX, Y軸に各1個ずつ用いただけでは角加速度の影響が除去できず、干渉補正は不可能となる。すなわち、主トルカー電流 $I_{tgY}(I_{tgX})$ は独立に変化する二つの量 $\dot{\phi}_X, \dot{\phi}_Y$ ($\dot{\phi}_Y, \dot{\phi}_X$)に依存するため、例えば固有誤差 E_X, E_Y が零であっても、出力 W_X, W_Y は入力 $\dot{\phi}_X, \dot{\phi}_Y$ そのものになるのではなく、 $\dot{\phi}_Y, \dot{\phi}_X$ に対応した量(干渉量)をも含む。この問題点の解決(非干渉化)には、 $\dot{\phi}_Y, \dot{\phi}_X$ を見かけ上の入力と考え、これに比例するトルクを発生するようリバランスループの構成が必要となる。本研究では、X, Y各軸に通常の主トルカー(図1, 2のT.G.)の他にもう1個ずつ副トルカー(図1, 2の $F_{c1}(S), F_{c2}(S)$ の部分)を付け、 $\dot{\phi}_X$ (または $\dot{\phi}_Y$)に比例したトルクを M_X (または M_Y)に加算することにより干渉補正を行なう方法を考察する。すなわち、図1, 2のNILにおいてピックオフ(S.G.)の出力電圧 V_{sgXY} に比例したトルク M'_{XY} がロータに作用すると仮定し、出力 $W_{(XY)}$ の近似解析解(図1に基く解)に $\dot{\phi}_X, \dot{\phi}_Y$ の項が現われないようにする伝達関数 $F_{c1}(S), F_{c2}(S)$ の要素を決定する。この際、副トルカーを用いれば主トルカー電流によって非干渉化出力が得られることを明らかにするために、補助ループ(図1, 2の点線部)はNILのみで、DRLは用いないとする。図1, 2はTDGの動作原理⁵⁾に即して導かれているが、本章では $F_{c1}(S), F_{c2}(S)$ の設計解析を容易に進めるために、入力 $\dot{\phi}_{(XY)}, \ddot{\phi}_{(XY)}$ とトルク $M_{(XY)}, M'_{(XY)}$ との釣合いを考慮した入出力関係(数学モデル)を導くとともに、これに基づいて解析を進める。まず、(2.1),(2.2)式の両辺をラプラス変換(初期条件はすべて零とする)すれば、 θ_X, θ_Y を

$$\theta_X = \frac{-I\ddot{\phi}_X - H_0\dot{\phi}_Y - (H_1S + T_q)\theta_Y + M_X + E_X}{IS^2 + D_qS + K_N} \quad (5.2)$$

$$\theta_Y = \frac{-I\ddot{\phi}_Y + H_0\dot{\phi}_X + (H_1S + T_q)\theta_X + M_Y + E_Y}{IS^2 + D_qS + K_N} \quad (5.3)$$

とおくことができる。今度は、上式の $M_{(XY)}$ の項に図1のRCC部の関係($I_{PXY} = K_{sg}K_a\theta_{XY}, DRL$)を適用し、さらに $M'_{(XY)}$ の付加(NIL)を考慮して、入力 $\dot{\phi}_{(XY)}, \ddot{\phi}_{(XY)}$ と出力 $W_{(XY)}$ との関係を求めれば図10のようなブロック線図が得られる。この図10は、 $F_{c1}(S), F_{c2}(S)$ を導くための便法(トルクリバランスの関係から $\theta_{(XY)}$ を導く方法、図10の $F_{(XY)}, M_{(XY)}, M'_{(XY)}, E_{(XY)}$ の加減算関係を参照)として案出した入出力関係であり、入力 $\dot{\phi}_{(XY)}, \ddot{\phi}_{(XY)}$ と出力 $W_{(XY)}$ に着目すれば図1と全く等価であり、伝達関数も(2.11)~(2.14)式と同じになる。また、図10は、角加速度を含め四つの入力($\dot{\phi}_{(XY)}, \ddot{\phi}_{(XY)}$)と二つの出力($W_{(XY)}$)の関係を直感的に知ることのできる数学モデルであり、 $M'_X = M'_Y = 0$ (NIL=OFF)ならば、オフセット角 $\theta_{(XY)}$ が零になるように制御される(完全に零にならない)ときの F_X, F_Y と M_X, M_Y 釣合の関係より、 M_X は $\dot{\phi}_Y, \dot{\phi}_X$ に、 M_Y は $\dot{\phi}_X, \dot{\phi}_Y$ に、それぞれ依存することがわかる。なお、以下式を導く過程においては、各変数のラプラス演算子* S *は、 $R = R(S)$ ((2.3)式の $R(S)$)のように極力省略する。

$$\left. \begin{aligned} \text{図10において } F_2, F_{(XY)}, M'_{(XY)} \text{ が} \\ F_2 = F_2(S) = H_1S + T_q \\ F_X = H_0\dot{\phi}_Y + IS\dot{\phi}_X, F_Y = H_0\dot{\phi}_X - IS\dot{\phi}_Y \\ M'_X = F_{c1}V_{sgX}, M'_Y = F_{c2}V_{sgY} \end{aligned} \right\} (5.4)$$

となることを考慮して、NIL=ON, DRL=OFFの状態では $I_{tg(XY)}$ と $F_{(XY)}$ との関係を求めれば

$$\left. \begin{aligned} U_{11}I_{tgX} + U_{12}I_{tgY} = -K_{sg}K_aRF_X \\ U_{21}I_{tgX} + U_{22}I_{tgY} = K_{sg}K_aRF_Y \end{aligned} \right\} (5.5)$$

となる(補足2参照)。ここで U_{ij} ($i, j=1, 2$)は

$$\left. \begin{aligned} U_{11} = -U_{22} = U_0 = F_2 + K_fR \\ U_{12} = IS^2 + D_qS + K_N - K_{sg}F_{c1} \\ U_{21} = IS^2 + D_qS + K_N - K_{sg}F_{c2} \end{aligned} \right\} (5.6)$$

である。(5.4),(5.5)式より I_{tgX} と $\dot{\phi}_{(XY)}$, I_{tgY} と $\dot{\phi}_{(XY)}$ との関係をそれぞれ求めれば

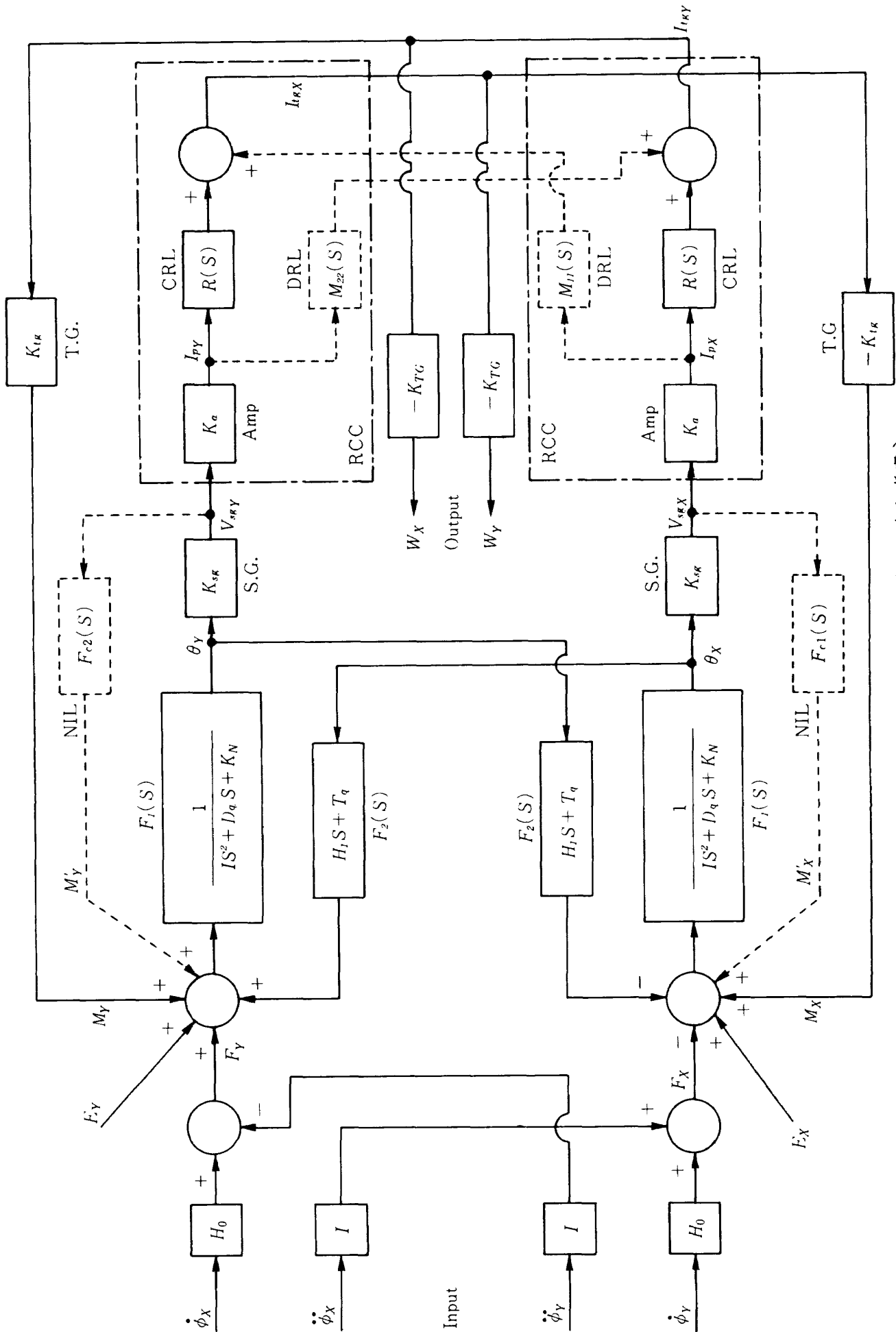


図10 TDGの入出力関係その3 (角加速度入力を考慮)

$$\begin{aligned} & (U_0^2 + U_{12}U_{21}) I_{tgX} \\ & = K_{sg}K_a R \{ (-ISU_0 + H_0U_{12}) \dot{\phi}_X \\ & \quad - (H_0U_0 + ISU_{12}) \dot{\phi}_Y \} \quad \dots\dots (5.7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & (U_0^2 + U_{12}U_{21}) I_{tgY} \\ & = K_{sg}K_a R \{ -(H_0U_0 + ISU_{21}) \dot{\phi}_X \\ & \quad + (ISU_0 - H_0U_{21}) \dot{\phi}_Y \} \quad \dots\dots (5.8) \end{aligned}$$

となる。相互干渉を打消すには、(5.7)式の $\dot{\phi}_X$ の係数、(5.8)式の $\dot{\phi}_Y$ の係数が共に零になるようにして I_{tgX} が $\dot{\phi}_Y$ のみに、 I_{tgY} が $\dot{\phi}_X$ のみにそれぞれ依存するようにすればよい。この条件を満たす F_{c1}, F_{c2} は(5.4)~(5.8)式より

$$\begin{aligned} F_{c1} &= F_{c2} = F_c(S) \\ &= \frac{H_0(IS^2 + D_qS + K_N) - IS(H_1S + T_q + K_fR)}{H_0K_{sg}} \quad \dots\dots (5.9) \end{aligned}$$

となる。この $F_c(S)$ をハードウェアとして実現する際に、 IS^2/K_{sg} 、 D_qS/K_{sg} 、 $IH_1S^2/(H_0K_{sg})$ 、 $IT_qS/(H_0K_{sg})$ 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設計することが難しく、製作した結果が所望の機能を有するように動作するとは限らない。そこで、 H_0, H_1 を H に等しくなるようにし、かつ、 D_q, T_q を零と仮定して、 F_{c1}, F_{c2} を設計する。このとき、 H_0, H_1, D_q, T_q は

$$\left. \begin{aligned} H_0 &= H_1 \Rightarrow H = (H_0 + H_1)/2 \\ D_q &= T_q = 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.10)$$

となるので、これを(5.9)式に代入すれば

$$\begin{aligned} F_{c1} &= F_{c2} = F_c(S) \\ &= \frac{HK_N - K_fISR(S)}{HK_{sg}} \quad (5.11) \end{aligned}$$

が得られる。上式の各要素のうち、 S を含む項は $R(S)$ のみであり、本構での $R(S)$ は2次以上の遅

れ回路の伝達関数を仮定(第3章)しているので $F_c(S)$ は微分項を含まない式となる。これによって $F_c(S)$ は積分回路と乗算器によってハードウェア化できる。

いま、(5.11)式の F_{c1}, F_{c2} を(5.7),(5.8)式に代入して $I_{tg}(XY)$ を求め、これにスケールファクタ K_{TG} を乗じて(図1, 2) $W_{(XY)}$ に変換すれば、 $W_{(XY)}$ は

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} W_X \\ W_Y \end{bmatrix} &= -K_{TG} \begin{bmatrix} I_{tgY} \\ I_{tgX} \end{bmatrix} = -\frac{K_{tg}}{H_0} \begin{bmatrix} I_{tgY} \\ I_{tgX} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} G_a(S) & -G_c(S) \\ G_c(S) & G_a(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_X \\ \dot{\phi}_Y \end{bmatrix} \quad (5.12) \end{aligned}$$

のようにおける。上式の $G_a(S), G_c(S)$ はそれぞれ入出力間の自己、相互伝達関数であり。

$$G_a(S) = \frac{L_a(S)}{L_d(S)}, \quad G_c(S) = \frac{L_c(S)}{L_d(S)} \quad (5.13)$$

となる。 $L_a(S), L_c(S), L_d(S)$ はそれぞれ

$$\left. \begin{aligned} L_a(S) &= \{ H(H_0H_1 + I^2S^2)S + H(H_0T_q + ID_qS^2) \\ & \quad + (H_0H + I^2S^2)K_fR(S) \} \frac{H}{H_0} K_fR(S) \\ L_c(S) &= \{ IH(H_1 - H_0)S^2 + H(IT_q - H_0D_q)S \\ & \quad + (H - H_0)K_fISR(S) \} \frac{H}{H_0} K_fR(S) \\ L_d(S) &= H^2 \{ H_1S + T_q + K_fR(S) \}^2 \\ & \quad + S^2 \{ (IS + D_q)H + K_fIR(S) \}^2 \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots (5.14)$$

である。ここで(5.10)式の仮定を用いて $G_a(S), G_c(S)$ を近似すれば

$$\left. \begin{aligned} G_a(S) &\approx \frac{K_fR(S)}{HS + K_fR(S)} \\ G_c(S) &\approx 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.15)$$

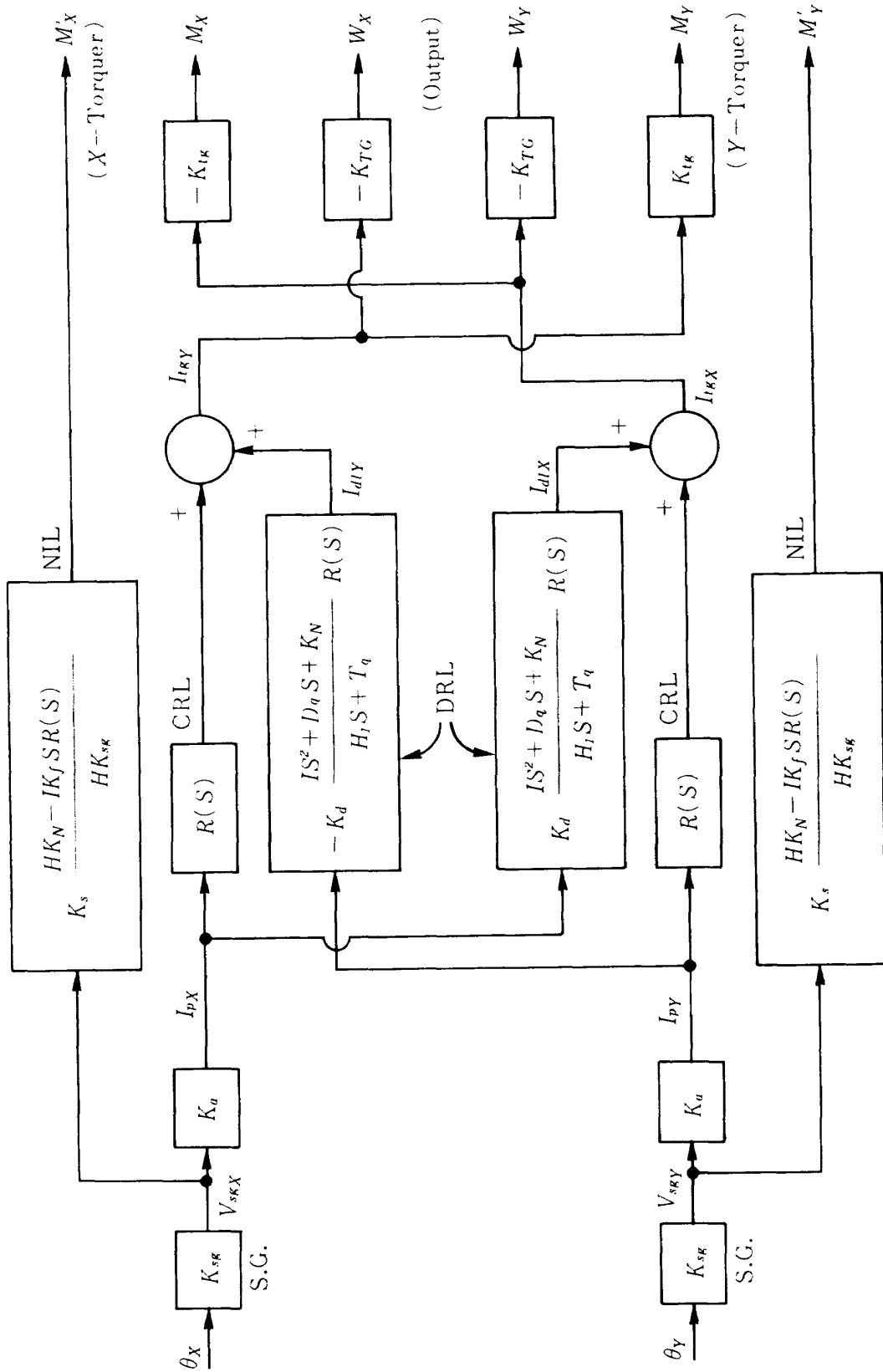


図11 DRL, NILの比較

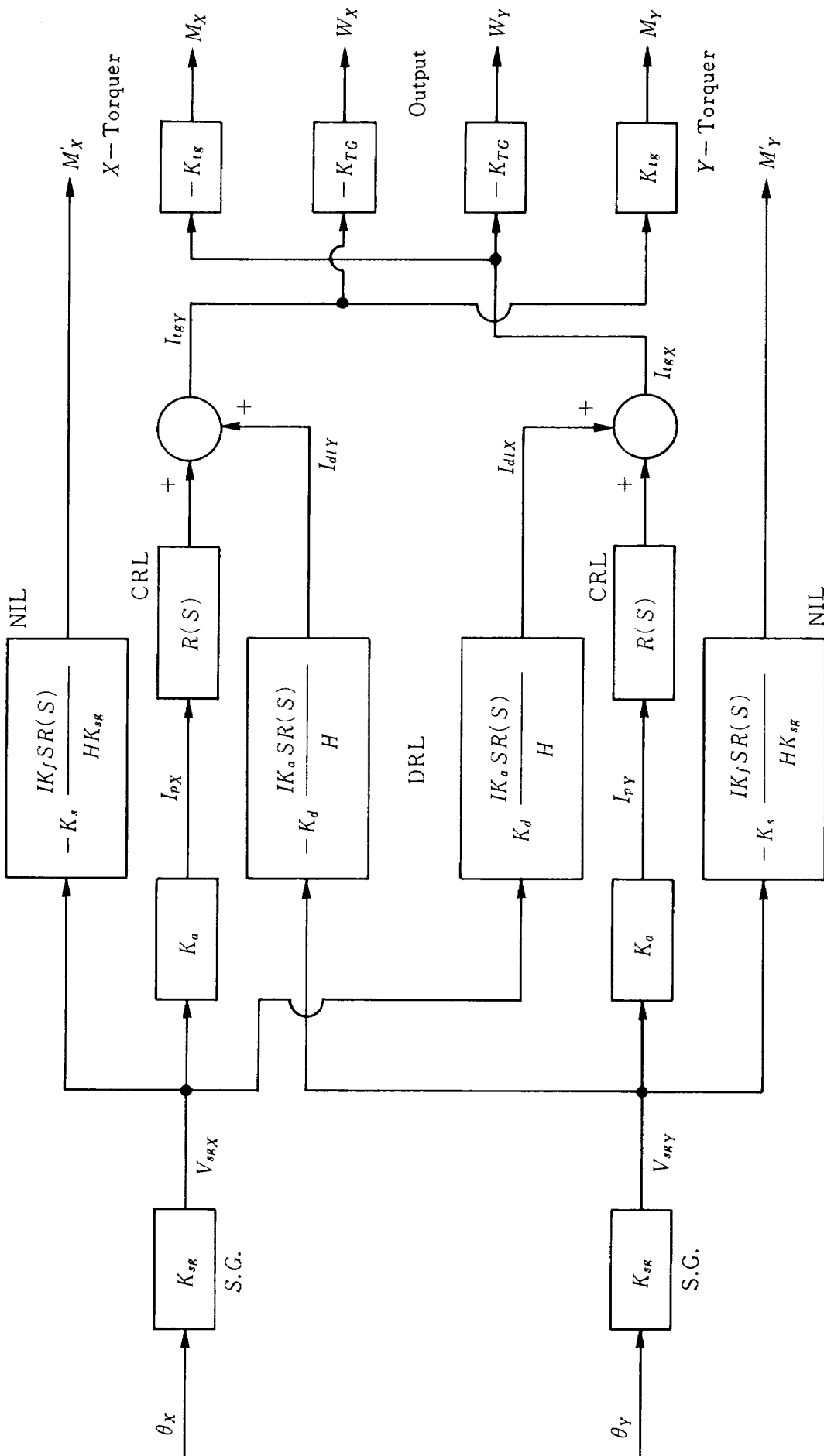


図12 DRL, NILの近似変形 ($H_1 = H_0 \Leftrightarrow H$, $D_q = T_q = K_N = 0$ を仮定)

となり、伝達関数行列が対角化（非干渉化）できる。
この場合、入力の大さき、周波数に関係なく

$$W_{XY} = \frac{K_f R(S)}{HS + K_f R(S)} \dot{\phi}_{XY} \quad (5.16)$$

となり、近似的に考える限り完全に非干渉化がなされているが、次章では(5.11)式の F_{c1} , F_{c2} を一般式⁵⁾,¹⁸⁾に適用してシミュレーションを行ない、干渉補正効果を評価する。

以上でNILの伝達関数を明らかにすることができたが、NILならびに第2章で述べたDRLの入出力関係(θ_{XY} から M_{XY} , M'_{XY} に至る過程)をブロック線図で示せば図11のようになる。図11の K_d , K_s はそれぞれDRL, NILの係数であり、DRL使用時には $K_d=1$, $K_s=0$, NIL使用時には $K_d=0$, $K_s=1$ となる。シミュレーションプログラム(付録2)は、 K_d , K_s を図のような変数の形において作成し、使用時に“0”とか“1”の数字を入れるようにしている。TDGの性能、使用条件に即して(5.10)式ならびに $K_N=0$ (チューニング条件)⁵⁾を仮定しつつ、図11の各ブロックの伝達関数を近似化するとともに、DRL, NILの入力を $V_{sg}(XY)$ とすれば図11は図12のように近似変形できる。

図12において M'_{XY} は

$$M'_{XY} = -\frac{I}{H} K_f S R(S) \theta_{XY} \quad (5.17)$$

となる。また、DRL出力電流 I_{dlX} , I_{dlY} は

$$\left. \begin{aligned} I_{dlX} &= \frac{I}{H} K_{sg} K_a S R(S) \theta_X \\ I_{dlY} &= -\frac{I}{H} K_{sg} K_a S R(S) \theta_Y \end{aligned} \right\} \quad (5.18)$$

となる。DRLの使用によって主トルカ電流が変化し、主トルカによるトルク $M_{(XY)}$ も変化するが、その変化分 $M''_{(XY)}$ は、上式と図12より

$$M''_{XY} = -\frac{I}{H} K_f S R(S) \theta_{XY} \quad (5.19)$$

となり、DRL, NILどちらを用いてもロータに作用するトルクは同じ($M_{XY} + M''_{XY} = M_{XY} + M'_{XY}$)に

なる。これは、図12のDRL, NILの伝達関数が $SR(S)$ にあるゲインを乗じた形になっていることから明らかである。すなわち、CRLのみ使用時($K_d=K_s=0$)に比して別途トルクをロータに作用させるという意味においてDRLとNILとは等価回路になっている。要は、ロータに作用するトルクを、電流加算(DRL)によって変化させるか、副トルカ使用(NIL)によって変化させるかの違いだけである。したがって、DRLの使用時に $I_{ig}(XY)$ から $I_{dl}(XY)$ を減算(または加算)した値に K_{TG} を乗ずれば干渉効果のない出力が得られる。これはまた、 $I_P(XY)$ の測定によって干渉効果のない出力が得られることを意味する⁵⁾。しかし、それにはS.G., Amp等回路部をクリティカル部品として精度よ設計・試作する必要があり、ハードウェア構成上かなりの困難を要する。現在国内外で製作されているTDGはそのようにはなっておらず、T.G.をクリティカル部品として設計・試作されているので、干渉補正に関しても主トルカ電流を測定して補正効果が評価されることを前提に本章の解析的考察を進めた。

6. 非干渉制御方式の評価と効用

解析的に導かれた非干渉制御方式によってどの程度まで干渉効果が低減できるかを定量的に評価する。

6.1 パラメータの決定

CRLの伝達関数を(2.23)式のように仮定し、応答特性の最適化(T_s , O_v の最小化)を行ない、パラメータ f_r , ζ , K_f を決定する。まず、系の安定条件(出力が発振しない条件)を定めなければならないが、それには(5.13)式の $G_a(S)$, $G_c(S)$ の分母(S の多項式)を零にする複素根 $S(=S_r + jS_j)$ の実部 S_r を負にするようなパラメータの範囲を求めればよい。 $G_a(S)$, $G_c(S)$ の分母は同じ“ S ”多項式であることから $G_a(S)$ のみに着目すればよいこと、 D , D_R , T_D は微量とみなして零とおいている上に $H \approx H_0 \approx H_1$ 、(5.10)式であることを考慮すれば(5.15)式の $G_a(S)$ は(2.13)式の $Q_a(S)$ に一致するので、NIL使用時の安定条件はDRL使用時の安定条件(図4)に一致する。したがって、NIL

使用時には図4に示された範囲の f_r, ζ, K_f を用いて T_s, O_v を最小にするものを求めればよい。これには第3章での考察と同様 X, Y 各軸まわりにステップ入力印加されたと仮定し($\dot{\phi}_X = \dot{\phi}_Y = 1$ %/sとする), シミュレーションによって出力の挙動を求め、最適パラメータを決定すればよい。上述のように $G_a(S)$ は $Q_a(S)$ にはほぼ一致するが、 $G_c(S)$ は $G_e(S) \approx 0$ ((5.15)式)のようになるので $Q_c(S)$ ((2.14)式)に一致しない。この $Q_c(S)$ は干渉発生を定義づける相互伝達関数である。いま、 $\dot{\phi}_X = \dot{\phi}_Y = 1$ %/s においてNIL使用時の最適パラメータを求めたところ f_r, ζ, K_f は表2に一致したが、 T_s, O_v が若干(±1 ms, ±1%以下)異なった。よって、NIL使用時の $R(S)$ は、DRL使用時の $R(S)$ (表2)と同じものを用いなければならないので、本章で用いるパラメータとしては、表2の中から

$$f_r = 2000 [\text{Hz}], \zeta = 0.2, K_f = 0.9 \times 10^9 \text{ [dyn}\cdot\text{cm/rad]} \dots\dots\dots (6.1)$$

を選択する。また、CRLのみを使用するときのパラメータとしては、(3.2), (3.5)式より

$$\left. \begin{aligned} f_r &= 150 [\text{Hz}], \zeta = 0.7, K_f = 0.3 \times 10^9 \text{ [dyn}\cdot\text{cm/rad]} \\ T_{le} &= 24 \times 10^{-4} [\text{sec}], T_{la} = 10^{-4} [\text{sec}] \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6.2)$$

に設定する。以下に、CRLのみ使用時、CRLとDRLとを併用するとき、CRLとNILとを併用するとき

の3ケースに分けて干渉効果(干渉量)の評価を行う。

6.2 干渉補正効果

6.2.1 非干渉制御時の周波数特性

自己、相互両伝達関数((5.13)式)に(6.1)式のパラメータを代入して求めたボード線図を図13, 14に示す。図より $G_a(S)$ のゲインは $f = 50\text{Hz}$ くらいまでほとんど低下せず、かつ位相遅れも少ないこと、また $G_c(S)$ のゲインはほとんど零($f = 0 \sim 50\text{Hz}$ で $10^{-5} \sim 10^{-4}$)とみなせることがわかり、近似式で考える限り、完全に非干渉化は達成されている。

6.2.2 干渉量の評価

制御ループとして三つの組合せ(前述)を考え、それぞれにおいて X, Y いずれか一方の軸方向に力が印加されたと仮定し、他の軸方向出力(干渉量)を評価する。評価にあたっては、入出力RMS比として

$$\left. \begin{aligned} L_{X/Y} &= \frac{X \text{出力 } W_X \text{ の RMS}}{Y \text{入力 } \dot{\phi}_Y \text{ の RMS}} \\ L_{Y/X} &= \frac{Y \text{出力 } W_Y \text{ の RMS}}{X \text{入力 } \dot{\phi}_X \text{ の RMS}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6.3)$$

を評価関数として用いる。三つの制御ループそれぞれについての入出力RMS比のシミュレーション結

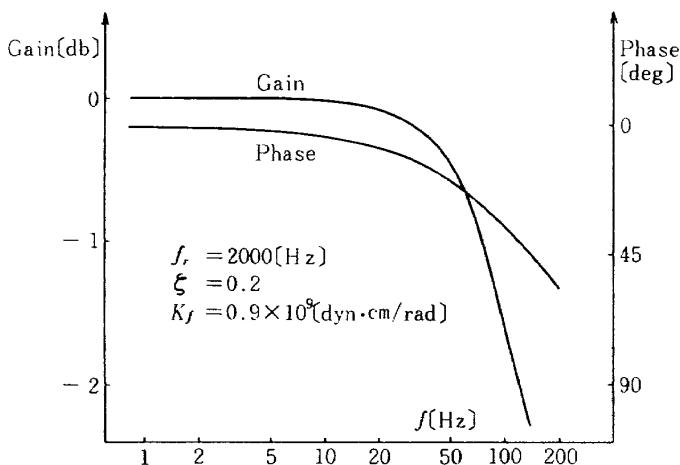


図13 自己伝達関数 $G_a(S)$ のボード線図 (NIL = ON)

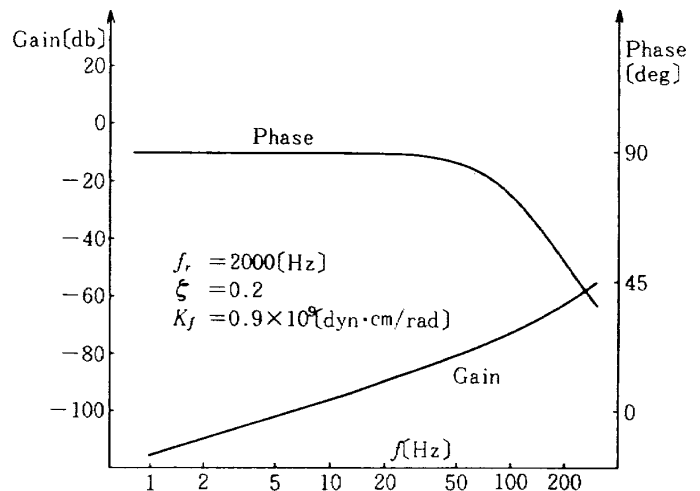


図14 相互伝達関数 $G_c(S)$ のボード線図 (NIL = ON)

表3 制御ループの相違と入出力RMS比($L_{X/Y}, L_{Y/X}$)の関係

制御 ループ	入出力 RMS比	ステップ 入 力	正 弦 波 入 力						
			2	5	10	15	20	30	40
CRL のみ	$L_{X/Y}$	3.7	0.73	1.8	3.3	4.7	5.5	7.4	8.6
	$L_{Y/X}$	3.7	0.73	1.8	3.3	4.7	5.5	7.4	8.6
CRL +DRL	$L_{X/Y}$	3.7	0.74	1.8	3.4	5.2	6.7	8.7	11.4
	$L_{Y/X}$	3.7	0.74	1.8	3.4	5.2	6.7	8.7	11.4
CRL +NIL	$L_{X/Y}$	0.18	0.045	0.071	0.14	0.38	0.30	0.26	0.30
	$L_{Y/X}$	0.17	0.045	0.071	0.14	0.38	0.30	0.26	0.29

(注1) 正弦波入力の各数値(2~40)は入力周波数 f [Hz]

(注2) RMS比($L_{X/Y}, L_{Y/X}$)は100倍値

果を表3に示す。表の数値はRMS比の百倍値であるためにそのままパーセント(%)となる。CRLのみ、CRLとDRLの併用時の場合に比して、CRL+NILの場合は数十分の一程度に干渉量が低減しており、NIL使用による干渉補正は十分有用に機能している。

シミュレーションでは一般式を用いたが、一般式の解(出力)は近似式の解に、平均値が零になるような高周波微小振動項を付加した挙動⁵⁾を示している。出力を算出する度毎にその影響が現われた。そのような項は、ハードウェアを構成する段階で積分回路(例えばV/Fコンバータ^{19),20)}を介して出力 $W_{(XY)}$ を処理すれば消去可能と考えられる。一方、近似式(付録1)を用いてシミュレーションした場合には、CRLのみ、CRL+DRLにおける $L_{X/Y}, L_{Y/X}$ については一般式の場合とほとんど差違がなかったが、CRL+NILにおける $L_{X/Y}, L_{Y/X}$ は共に $10^{-4} \sim 10^{-15}$ のオーダー(計算精度の範囲)になった。これは図13,14のボード線図(近似式使用)からも容易に推測できる。一般式を用いるときには、1msec毎のサンプリング出力を10msec毎に平均化(10個のデータの時間平均)して、この平均値から $W_{(XY)}$ のRMSを算出し、 $L_{X/Y}, L_{Y/X}$ を求めるようにした。一般に高周波成分のフィルタリングは容易であることを考慮すれば、出力処理用積分回路の設計は大して問題にならないと考えられるので、シミュレーションにおける出力としてある時間間隔毎の平均値を用いることは、ハードウェアデータの使用状況に即していると言う意味で十分妥当性がある。

7. あとがき

TDGの制御性能を向上させるために、まず、機構部のハードウェアに変更(例えば、副トルカー等)を加えることなく、電子回路部としてのRCCのみの改良策としてのDRLによる定常・過渡両応答、周波数応答の向上を評価し、その有用性を明らかにするとともに、そのような改良策では干渉補正が非常に困難であることを明らかにした(第3章)。干渉の要因として角加速度によって誘発されるトルク($I\ddot{\phi}_{(XY)}$)の影響を解析したところ、出力 W_X (または W_Y)に関係する量として $\dot{\phi}_X, \dot{\phi}_Y$ (または $\phi_Y, \ddot{\phi}_X$)があり、 $\ddot{\phi}_Y, \dot{\phi}_X$ も入力とみなせばTDGの入出力関係は4入力2出力系となるために、干渉補正には $\ddot{\phi}_Y, \dot{\phi}_X$ に比例したトルクを発生させるよう機構部を変える必要があった(第4章)。そこで、X, Y軸に各1個ずつ取付けられている通常の主トルカー以外に、もう1個ずつ別のトルカー(副トルカー)を取付けて角加速度に比例したトルクを発生させることを試みた。これを前提に、副トルカー出力とビックオフ(S.G.)出力とを結びつけるループ(NIL)の伝達関数を求め、これを基に、応答特性のある基準に保ちつつ干渉効果を最小にするパラメータ設定を試みた。NILの設計概念は、主トルカー電流のみによって干渉効果のない出力が得られるよう $\ddot{\phi}_{XY}$ に比例したトルク M'_{XY} を発生させること、TDGの原理^{5),18)}に即して言えば、 M'_{XY} と $\dot{\theta}_{XY}$ とを比例させるようにすることであるので、その伝達関数 $F_C(S)$ はCRLの伝達関数 $R(S)$ よりも位相進み要素が1次だけ多く(分子の次数が1次だけ高く)な

っている((5.11)式)。すなわち、 $F_C(S)$ も $R(S)$ も共に位相遅れの伝達関数(積分回路)であるが、 $\theta_{(XY)}$ と $M'_{(XY)}$ 、 $M_{(XY)}$ の関係に着目すれば、 $F_C(S)$ は $R(S)$ よりも 90° 位相が進んでいる。NILは任意入力時($\ddot{\phi}_{XY} \neq 0$)の干渉補正に有効なるように設計されているので、入出力間の相互伝達関数は、近似式で考える限りほとんど零である((5.15)式参照)。近似伝達関数を使って求められた周波数特性は、干渉補正に関してきわめて良好な結果($G_a(S)$ の帯域幅、 $G_C(S)$ のゲイン低下)を示しているが、干渉量の評価($L_X/Y, L_Y/X$)には一般式^{5), 18)}を用いてシミュレーションしたために、一般式に含まれる時変係数項(例えば、付録1(A1-1)式における $\dot{\theta}_Y$ の係数 $\Delta I \sin 2Nt$ 等)の影響が問題になった。そのよう項は高周波成分($f_N \approx 146 \text{ Hz}$)として実用化の際に容易にフィルタリング可能であることを考慮しつつ、1 msec毎のサンプリングデータを10 msec毎に平均した値から $L_X/Y, L_Y/X$ を求めたが、このような粗い平均化を行なっても、表3に示されるように、NIL使用の効果(干渉量の低減)はきわめて際立っているので、ハードウェア化のときには近似式の結果(周波数特性)だけで十分有用であると推測できる。

本シミュレーションでは、時変係数微分方程式(一般式)を逐一解いて出力を1 msec毎に求めるようにしているが、その解法には、計算の絶対誤差相対誤差をともに 10^{-6} 以下(本稿での設定値、一般には計算機の精度内で任意に変えられる)に抑えるように積分の刻み幅が自動的に調整可能な解法アルゴリズム²¹⁾を用いているので計算精度は十分保証されている。

最後に、本研究を進めるにあたり、宇宙開発事業団池内正躬氏、太原雅彦氏、鈴木秀人氏、滝沢悦貞氏、三菱プレジジョン(株)熊沢俊治氏、早川義彰氏、高木博光氏との日頃のTDG国内開発に関する討論が有益だったことを付記し、深甚の謝意を表する。

参 考 文 献

1) 大島康次郎, 他12名; 制御工学ハンドブック pp. 119-206, 朝倉書店, 昭和39年7月
 2) Bahrami, K.; Inertial Attitude Control of

Voyager Spacecraft using Dry Tuned Rotor Gyro, NASA Contract NAS7-100, 1977
 3) Coffman, D.E.; Feasibility Study of a Digital Rebalance Loop for a Dry Tuned TDF Gyro, NASA CR-144089, May 1974
 4) Bortz, J.E.; Dynamic Errors in a Tuned Flexure-Mounted Strapdown Gyro, NASA CR-124161, Sept. 1972
 5) 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, NAL TR-720, 1982年7月
 6) 池内正躬, 太原雅彦, 他4名; 宇宙用ジャイロの研究開発, 日本航空宇宙学会誌, 第31巻, 第357号, pp.582-586, 1983年10月
 7) 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, NAL TM-522, 1983年10月
 8) 大月正男, 新宮博公, 他3名; ストラップダウン方式用広角度積分ジャイロの研究, 航技研報告, NAL TR-349, 1975年11月
 9) Mocomber, G.R. and Fernandez, M.; Inertial Guidance Engineering, pp. 73-90, Prentice Hall Inc. 1962
 10) Sutherland, A.A. and Beebee, W.S.; Design of Gyroscopes for a Dynamic Environment NASA CR-1396, Jan. 1968
 11) 新宮博公, 大月正男, 円居繁治; 積分ジャイロの特性評価手法とその評価例, 航技研資料, NAL TM-371, 1978年11月
 12) Wrigley, W., Hollister, W.M. and Denhald, W.G.; Gyroscopic Theory, Design and Instrumentation, pp. 99-117, MIT. Press, 1969
 13) Otsuki, M., Shingu, H., et al.; Analysis of Anisoelastic Errors of a Floated Single Degree of Freedom Gyro, NAL TR-188T, June 1973
 14) Briting, K.R.; Inertial Navigation System Analysis, pp. 188-194, Wiley-Interscience, 1971
 15) 大月正男, 新宮博公, 鈴木孝雄; ストラップダ

- ウン方式の慣性機器誤差によって生ずる飛しょう径路誤差の一考察, 航技研資料, NAL NAL TM-225, 1972年5月
- 16) Abramson, P.D.; **Error Analysis of a Gimbal-less Guidance System**, Sc. M. Thesis, MIT, June 1964
- 17) Itzhack Yoav Bar-Itzhack; **Strapdown Inertial Navigation**, pp. 33-64, Ph. D. Thesis, University of Pennsylvania, May 1968
- 18) 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
- 19) 大月正男, 新宮博公, 他2名; ストラップダウン方式用ジャイロパッケージの研究試作, 第20回宇宙科学技術連合講演会講演集, pp.220-223, 1976年10月
- 20) Ritter, J.W. and Irvine, R.B.; **DRIRU II-Standard High Accuracy Inertial Reference Unit for Spacecraft through the 1980's**, Prepared for the 34th Annual Meeting of the Institute of Navigation, June 1978
- 21) 村田正秋; 常微分方程式のためのソフトウェアパッケージ, 航技研資料, NAL TM-353, 1978年6月
- 22) Howe, E.W. and Savet, P.H.; **The Dynamically Tuned Free Rotor Gyro**, Control Engineering, Vol.2, No.6, pp. 67-72, June 1964
- 23) Craig, R.J.G.; **Theory of Errors of a Multi-gimbal, Elastically Supported, Tuned Gyroscope**, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-8, No.3, pp. 289-297, May 1972
- 24) 金井 昭, 他3名; 姿勢センサーレーザ, 流体, 振動, TDG, FRIG -, 日本航空宇宙学会誌, 第30巻, 第336号, pp.15-25, 1982年1月
- 25) Stieler, B. and Winter, H.; **Gyroscopic Instruments and Their Application to Flight Testing**, pp. 11-78, AGARD-AG-160, Vol.15, AGARD Flight Test Instrumentation Series, Sept. 1982
- 26) Chaplin, R.J. and Edwards, C.S.; **Strapdown Dynamically Tuned Gyroscopes and the Use of Microprocessors to Simplify their Application**, Proceedings of the DGON Symposium on Gyro Technology, pp. 6.0-6.25, 1979
- 27) Irvine, R. and Alstine R.V.; **Performance Advantages of Dynamically Tuned Gyroscopes in High Accuracy Spacecraft Pointing and Stabilization Applications**, Proceedings of the DGON Symposium on Gyro Technology, pp. 10.0-10.41, 1979
- 28) Eveleigh, V.W.; **Introduction to Control System Design**, pp. 312-352, McGrawhill Electrical and Electronic Engineering Series, 1972
- 29) 市川邦彦; 体系自動制御理論, pp.6-63, 朝倉書店, 昭和41年4月
- 30) 伊藤正美, 木村英紀, 細江繁幸; 線形制御系の設計理論, pp.80-90, 計測自動制御学会, 昭和53年8月

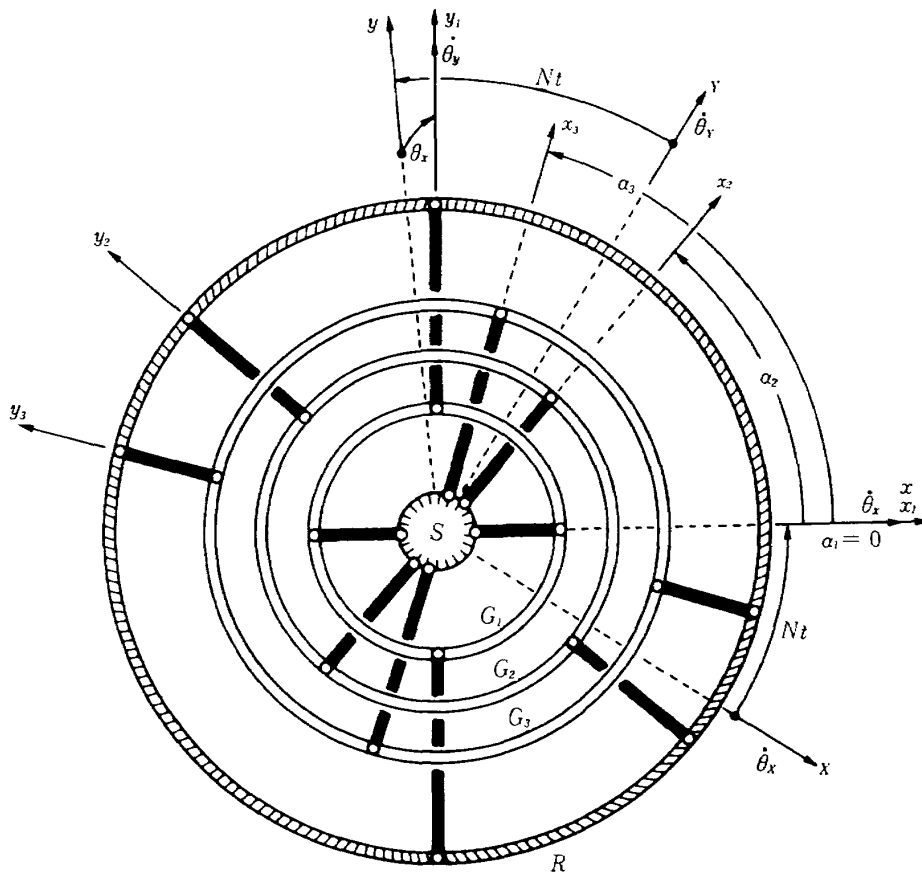
付 録

本文に関連する事項として、TDGの一般式の近似化の過程、制御回路を考慮しつつ一般式の解を求めるシミュレーションプログラムについて述べる。記号、付号等は、新たに定義したもの以外、本文と同じ意味を有するとする。

付録1 TDGの近似式の誘導

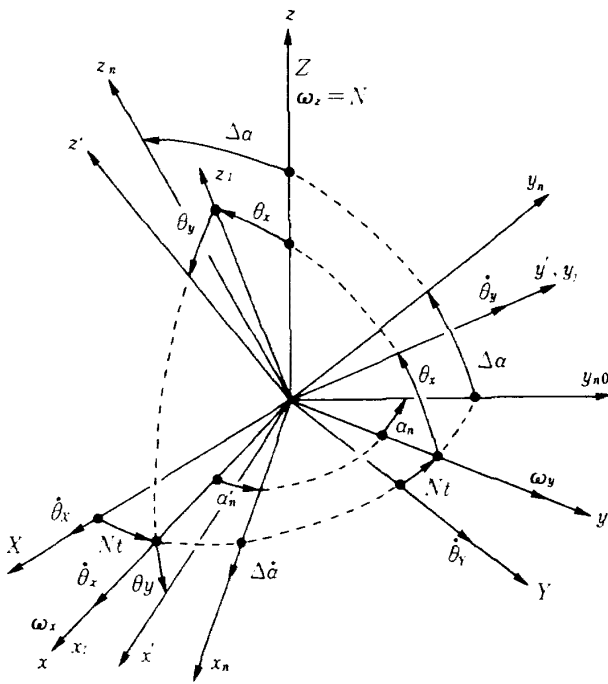
TDGの概念がはじめて明らかにされたのは1964年頃である²²⁾が、その後、より一般的なモデルとして、付図1に示すように任意のn個のジンバル(G_1, G_2, \dots, G_n)とシャフト、ロータがヒンジ(Flexure hinge)によって連結されたモデルがクレイ(Craig, R. J. G.)によって提唱されている¹⁸⁾。図においてジンバル固定軸 $x_1, y_1, x_2, y_2, \dots$ はそれぞれヒンジ軸であり、シャフト固定軸 $x,$

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速度 N (rad/sec)で高速回転しているが、ロータはシャフトに対して付図2に示す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 だけ角変位するだけであるが、ロータは、その変位に加えて、 x (= x_1)軸まわりに θ_x だけ、 y_1 (= y')軸まわりに θ_y だけ角変位する。TDGの一般式を導く過程では θ_{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、その値を求めるときの計測軸(x_1, y_1 軸)は時間とともに角速度 N で変化するので、最後に式を整理する段階では、ケース固定の X, Y 軸で計測可能な角変位 θ_{XY} (変換、 $\theta_{XY} = \theta_{xy} e^{jNt}$)を用いている⁵⁾¹⁸⁾。TDGの性能使用条件を、(1) $\dot{\theta}_x, \dot{\theta}_y \ll N$, (2) $\dot{\phi}_X, \dot{\phi}_Y \ll N$, (3) $\sin \theta_i = \theta_i, \cos \theta_i = 1$ ($\theta_i \ll 1, i =$



Flexure hinge
 S...シャフト, G_n ($n=1, 2, \dots$)...nth ジンバル
 R...ロータ

付図1 TDGのジンバルの配置モデル



付図2 各座標系間の相互関係

x, y), $(\Rightarrow) \Delta\alpha = \theta_x \cos\alpha_n + \theta_y \sin\alpha_n$, $\Delta\beta = -\theta_x \sin\alpha_n + \theta_y \cos\alpha_n$

と仮定することにより, 一般的な運動方程式(一般式)を導けば

$$\begin{aligned}
 & [I + \Delta I \cos 2Nt - I_R \sin 2Nt] \ddot{\theta}_X \\
 & + [\Delta I \sin 2Nt + I_R \cos 2Nt] \ddot{\theta}_Y \\
 & + [nD - 2(\Delta I \sin 2Nt + I_R \cos 2Nt)N] \dot{\theta}_X \\
 & + [C + \sum A_n + 2(\Delta I \cos 2Nt - I_R \sin 2Nt)] N \dot{\theta}_Y \\
 & + [K - \frac{1}{2} \sum (A_n + B_n - C_n) N^2 - (\Delta I \cos 2Nt \\
 & \quad - I_R \sin 2Nt) N^2 + (\Delta K + N^2 \Delta I_s) \cos 2Nt \\
 & \quad - K_P \sin 2Nt] \theta_X \\
 & + [nDN + T_D - (\Delta I \sin 2Nt + I_R \cos 2Nt) N^2 \\
 & \quad + (\Delta K + N^2 \Delta I_s) \sin 2Nt + K_P \cos 2Nt] \theta_Y \\
 = & - [I + \Delta I \cos 2Nt - I_R \sin 2Nt] \dot{\phi}_X \\
 & - [\Delta I \sin 2Nt + I_R \cos 2Nt] \dot{\phi}_Y \\
 & + [(I_q + I_R) \cos 2Nt + (\Delta I_s + \Delta I) \sin 2Nt] N \dot{\phi}_X \\
 & + [(I_q + I_R) \sin 2Nt - (\Delta I_s + \Delta I) \cos 2Nt \\
 & \quad - \{C + \frac{1}{2} \sum (A_n - B_n + C_n)\}] N \dot{\phi}_Y \\
 & + M_X - D_R \dot{\theta}_X + E_X \quad (A1-1)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & [\Delta I \sin 2Nt + I_R \cos 2Nt] \ddot{\theta}_X \\
 & + [I - (\Delta I \cos 2Nt - I_R \sin 2Nt)] \ddot{\theta}_Y \\
 & + [-C - \sum A_n + 2(\Delta I \cos 2Nt - I_R \sin 2Nt)] N \dot{\theta}_X \\
 & + [nD + 2(\Delta I \sin 2Nt + I_R \cos 2Nt)N] \dot{\theta}_Y \\
 & + [-nDN - T_D - (\Delta I \sin 2Nt + I_R \cos 2Nt) N^2 \\
 & \quad + (\Delta K + N^2 \Delta I_s) \sin 2Nt + K_P \cos 2Nt] \theta_X \\
 & + [K - \frac{1}{2} \sum (A_n + B_n - C_n) N^2 + (\Delta I \cos 2Nt \\
 & \quad - I_R \sin 2Nt) N^2 - (\Delta K + N^2 \Delta I_s) \cos 2Nt \\
 & \quad + K_P \sin 2Nt] \theta_Y \\
 = & - [\Delta I \sin 2Nt + I_R \cos 2Nt] \dot{\phi}_X \\
 & - [I - (\Delta I \cos 2Nt - I_R \sin 2Nt)] \dot{\phi}_Y \\
 & + [(I_q + I_R) \sin 2Nt - (\Delta I_s + \Delta I) \cos 2Nt \\
 & \quad + \{C + \frac{1}{2} \sum (A_n - B_n + C_n)\}] N \dot{\phi}_X \\
 & - [(I_q + I_R) \cos 2Nt + (\Delta I_s + \Delta I) \sin 2Nt] N \dot{\phi}_Y \\
 & + M_Y - D_R \dot{\theta}_Y + E_Y \quad (A1-2)
 \end{aligned}$$

のような2階2元時変係数連立方程式となる^{5),18)}。上式は, ケースのX, Y軸まわりの入力角 ϕ_X, ϕ_Y (RCC使用時は角速度 $\dot{\phi}_X, \dot{\phi}_Y$)とロータのX, Y軸まわりの対ケース相対角変位 θ_X, θ_Y との関係を示しており, θ_X, θ_Y 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, 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求められる近似式が使用されている^{2)~4)}。RCCを付して角速度検出にTDGが用いられることを前提に一般式を近似化する場合, 各パラメータに関する条件は次のようになる。

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

TDGの設計では, 通常 A_n, B_n, C_n は A, B, C に対して百分の一から千分の一のオーダーになっている^{5),7)}ので仮定(i)は十分根拠がある。また, ヒンジの設計は, 不等弾性効果^{11),13)}を低減するために,

$K_{x_n} = K_{y_n}$ にすることが要求されているので、必然的に $\Delta K (= \sum (K_{x_n} - K_{y_n}) \cos 2\alpha_n / 2) = 0$ なることを目標に設計されるが、一方で、 ΔK と RCC における K_f とは $\theta_{(XY)}$ の係数を構成しており ((A1-1), (A1-2) 式の M_Y, M_X は, $M_{YX} = K_f R(S) \theta_{XY}$ となる⁵⁾), K_{x_n}, K_{y_n} が $10^5 \sim 10^6$ [dyn·cm/rad] のオーダーある^{5), 7)} のに対し, K_f は $10^8 \sim 10^9$ [dyn·cm/rad] 以上のオーダーになる ((2.2.2) 式) ので, 仮定(ii)は十分成立する。さらに, 一般式を導くときに $N \gg \dot{\phi}_{(XY)}$ を仮定しているが, TDG は原理上 $\dot{\theta}_{(XY)}$ が $-\dot{\phi}_{(XY)}$ になる傾向を有しており⁵⁾, $N \gg \dot{\phi}_{(XY)}$ ならば, $N \gg \dot{\theta}_{(XY)}$ となる。 $f_N (= N/2\pi)$ は $100 \sim 200$ [Hz] であるが, $\dot{\phi}_{(XY)}$ は, RCC によるゲイン低下のために, そのような高周波に対して応答するとは限らない (通常は数十ヘルツぐらいまで) ので, 仮定(iii)は, 使用条件からみて十分成立する。仮定(iv)は, TDG に $2N$ 近傍の高周波角振動入力印加されるときに整流効果²³⁾ による誤差 ($2N$ 角振動誤差) の発生を考慮しないときには成立するが, この効果が顕著に現われる程 TDG 使用のミッション (人工衛星, ロケット, 航空機) が高周波 ($2N$) で角振動し続けることは稀であることからしてそのような仮定を設けた。以上の(i)~(iv)の条件下で TDG の一般式 ((A1-1), (A1-2) 式) を近似化すれば, つぎのようになる。

$$\begin{aligned} I\ddot{\theta}_X + D_q\dot{\theta}_X + K_N\theta_X + H_1\dot{\theta}_Y + T_q\theta_Y \\ = -I\ddot{\phi}_X - H_0\dot{\phi}_Y + M_X + E_X \end{aligned} \quad (A1-3)$$

$$\begin{aligned} I\ddot{\theta}_Y + D_q\dot{\theta}_Y + K_N\theta_Y - H_1\dot{\theta}_X - T_q\theta_X \\ = -I\ddot{\phi}_Y + H_0\dot{\phi}_X + M_Y + E_Y \end{aligned} \quad (A1-4)$$

○付録2 制御回路を付した TDG の特性を求める
シュミレーションプログラムの構造

制御回路 RCC (DRL, NIL) を装着して, 入力角速度 $\dot{\phi}_{(XY)}$ の検出に用いる TDG のブロック線図を本文図 1, 2, 10 に示したが, これらの入出力関係は, TDG の運動方程式 (一般式) を近似化した場合のみ成立する。本稿では, TDG の動作をより厳密に検討するために, 一般式を用いたシミュレーション

を行なっているが, その場合のアルゴリズムを導く手順を以下考察する。一般式は時変係数の微分方程式 (付録 1) となり, RCC を含むときの伝達関数を導くことはかなり複雑になるが, RCC の入出力関係 (図 11) を時間関数で表わすことにより, これと一般式とを結びつけて, 系全体の入出力関係 ($\dot{\phi}_{(XY)}$ と $W_{(XY)}$ との関係) を示す状態方程式を求めることが可能となる。国内外で製作されている TDG^{6), 24) ~ 27)} のジンバル個数は 1 ~ 3 個のものが多いが, 本節では任意の n 個のジンバル系¹⁸⁾ を仮定し, 付図 1 のような n 個のジンバル ($G_1, G_2, G_3, \dots, G_n$) 構成における一般式 ((A1-1), (A1-2) 式) の解 $\theta_{(XY)}$ を RCC の入力とし, $\dot{\phi}_{(XY)}$ と $W_{(XY)}$ との間に閉ループ系が構成されるときにアルゴリズムを作成し, 系全体の入出力関係が近似化 (付録 1) を考慮しなくても求まるようにする。

記号の合成

式の運用を簡潔にするために, 本節でのみ用いる合成式を次に定義する。

$$S_{11} = I + \Delta I \cos 2Nt - I_R \sin 2Nt$$

$$S_{12} = \Delta I \sin 2Nt + I_R \cos 2Nt$$

$$S_{21} = S_{12}$$

$$S_{22} = I - (\Delta I \cos 2Nt - I_R \sin 2Nt)$$

$$t_{11} = -[K - \sum (A_n + B_n - C_n) N^2 / 2$$

$$- (\Delta I \cos 2Nt - I_R \sin 2Nt) N^2$$

$$+ (\Delta K + N^2 \Delta I_S) \cos 2Nt - K_P \sin 2Nt]$$

$$t_{12} = -[nD - 2(\Delta I \sin 2Nt + I_R \cos 2Nt) N] - D_R$$

$$t_{13} = -[nDN + T_D - (\Delta I \sin 2Nt + I_R \cos 2Nt) N^2$$

$$+ (\Delta K + N^2 \Delta I_S) \sin 2Nt + K_P \cos 2Nt]$$

$$t_{14} = -[C + \sum A_n + 2(\Delta I \cos 2Nt - I_R \sin 2Nt)] N$$

$$t_{21} = -[-nDN - T_D - (\Delta I \sin 2Nt + I_R \cos 2Nt) N^2$$

$$+ (\Delta K + N^2 \Delta I_S) \cos 2Nt + K_P \sin 2Nt]$$

$$t_{22} = -[-C - \sum A_n$$

$$+ 2(\Delta I \cos 2Nt - I_R \sin 2Nt)] N$$

$$t_{23} = -[K - \sum (A_n + B_n - C_n) N^2 / 2$$

$$+ (\Delta I \cos 2Nt - I_R$$

$$\begin{aligned}
& -(\Delta K + N^2 \Delta I_S) \cos 2Nt + K_P \sin 2Nt \\
t_{24} = & -[nD + 2(\Delta I \sin 2Nt + I_R \cos 2Nt)N] - D_R \\
F_X = & -[I + \Delta I \cos 2Nt - I_R \sin 2Nt] \ddot{\phi}_X \\
& -[\Delta I \sin 2Nt + I_R \cos 2Nt] \ddot{\phi}_Y \\
& +[(I_q + I_R) \cos 2Nt \\
& +(\Delta I_S + \Delta I) \sin 2Nt] N \dot{\phi}_X \\
& +[(I_q + I_R) \sin 2Nt \\
& -(\Delta I_S + \Delta I) \cos 2Nt] N \dot{\phi}_Y - H_0 \dot{\phi}_Y \\
F_Y = & -[\Delta I \sin 2Nt + I_R \cos 2Nt] \ddot{\phi}_X \\
& -[I - \Delta I \cos 2Nt + I_R \sin 2Nt] \ddot{\phi}_Y \\
& +[(I_q + I_R) \sin 2Nt \\
& -(\Delta I_S + \Delta I) \cos 2Nt] N \dot{\phi}_X + H_0 \dot{\phi}_X \\
& -[(I_q + I_R) \cos 2Nt \\
& +(\Delta I_S + \Delta I) \sin 2Nt] N \dot{\phi}_Y
\end{aligned}
= \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_X \\ \dot{\theta}_X \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} t_{13} & t_{14} \\ t_{23} & t_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_Y \\ \dot{\theta}_Y \end{bmatrix}
+ \begin{bmatrix} M_X \\ M_Y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_X + E_X \\ F_Y + E_Y \end{bmatrix} \quad (\text{A2-1})$$

ここで S'_{ij} ($i, j = 1, 2$) を

$$\begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{A2-2})$$

とし、この行列式を (A2-1) 式に適用すれば

$$\begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} F_X + E_X \\ F_Y + E_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p'_{11} & p'_{12} \\ p'_{21} & p'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_X \\ \dot{\theta}_X \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p'_{13} & p'_{14} \\ p'_{23} & p'_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_Y \\ \dot{\theta}_Y \end{bmatrix}
+ \begin{bmatrix} M_{PX} \\ M_{PY} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_{PX} \\ F_{PY} \end{bmatrix} \quad (\text{A2-3})$$

$$\begin{bmatrix} F_{PX} \\ F_{PY} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_X + E_X \\ F_Y + E_Y \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} M_{PX} \\ M_{PY} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_X \\ M_Y \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} p'_{11} & p'_{12} & p'_{13} & p'_{14} \\ p'_{21} & p'_{22} & p'_{23} & p'_{24} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} & t_{13} & t_{14} \\ t_{21} & t_{22} & t_{23} & t_{24} \end{bmatrix}$$

上記の各記号を用いて、TDGの一般式(付録1)を次のような形に表わすことができる。

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_X \\ \ddot{\theta}_Y \end{bmatrix}$$

が得られる。以下、この(A2-3)式を基にRCCを考慮したアルゴリズムを

$$\mathbf{X} = \mathbf{Q} \mathbf{X} + \mathbf{F} \quad (\text{A2-4})$$

のような形の式として誘導する。上式の \mathbf{X} は状態変数(出力 $W_{(XY)}$ もその一要素)、 \mathbf{F} は外部入力(入力 $\dot{\phi}_{(XY)}$, $\dot{\phi}_{(XY)}$, 誤差 $E_{(XY)}$ で構成)である。また、 \mathbf{Q} は状態遷移行列であり、その要素は一般式の各係数、RCCの伝達関数によって決まる。

つぎに、RCCがDRL=ON($K_d=1$, $K_s=0$)の状態で使用される時、 $\theta_{(XY)}$ と $M_{(XY)}$ とを結びつける微分方程式(状態方程式)を求め、(A2-3)式の $M_P(XY)$ を消去するとともに、RCCのハードウェア構成が積分器、加算器、乗算器で可能になることを明らかにする。本文図1, 2において、 $I_{tq}(XY)$ と $I_P(XY)$ との関係は

$$\begin{bmatrix} I_{tqX} \\ I_{tqY} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11}(S) & M_{12}(S) \\ M_{21}(S) & M_{22}(S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{PX} \\ I_{PY} \end{bmatrix} \quad (\text{A2-5})$$

のように表わされる。 $M_{12}(S), M_{21}(S)$ は CRL の伝達関数であり、

$$M_{12} = M_{12}(S) = M_{21}(S) = M_{21} = R(S) \\ = \frac{D(S)}{F(S)} = \frac{d_1 + d_2 S + \dots + d_{m+1} S^m}{f_1 + f_2 S + \dots + f_{l+1} S^l} \quad (\text{A2-6})$$

とおける。一方、DRLの伝達関数 $M_{11}(S), M_{22}(S)$ は

$$M_{11} = M_{11}(S) = -M_{22} = -M_{22}(S) \\ = \frac{K_d(IS^2 + D_q S + K_N)}{H_1 S + T_q} R(S) \\ = \frac{K_d(IS^2 + D_q S + K_N)D(S)}{(H_1 S + T_q)F(S)} \quad \dots (\text{A2-7})$$

となる(図11)から、 $M_{ij}(i, j=1, 2)$ の分母を共通化すれば、その式は上式の方母となり

$$(H_1 S + T_q)F(S) = a_{l+2} S^{l+1} + a_{l+1} S^l + \dots \\ \dots + a_2 S + a_1 \quad \dots (\text{A2-8})$$

のように表わされる。このとき、 M_{12}, M_{21} の分子式は

$$(H_1 S + T_q)D(S) = b_{m+2} S^{m+1} + b_{m+1} S^m + \dots \\ \dots + b_2 S + b_1 \quad \dots (\text{A2-9})$$

となり、 $M_{11}, -M_{22}$ の分子式は

$$K_d(IS^2 + D_q S + K_N)D(S) \\ = c_{m+3} S^{m+2} + c_{m+2} S^{m+1} + \dots + c_2 S + c_1 \quad (\text{A2-10})$$

となる。本文での考察では

$$m < l \quad (\text{分子の次数} < \text{分母の次数}) \quad (\text{A2-11})$$

を仮定している($l-m=2, (3.4)$ 式)が、ここでも任意の l, m についてそのような仮定を設ける。これは、TDGでは機構部のダンピングが小さい(D_q

≈ 0)ので、系の安定化のための補償回路は必然的に位相遅れ型($m < l$)にする必要があるからである。いま、(A2-9), (A2-10)式を($l+1$)次の式として表わすために、 $b_k (k \geq m+4)$ を

$$\left. \begin{aligned} b_{m+3} = b_{m+4} = \dots = b_{l+2} = 0 \\ c_{m+4} = c_{m+5} = \dots = c_{l+3} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (\text{A2-12})$$

のように恒等的に零になる項として定義し、(A2-5)式の $I_{tg}(XY)$ と $I_P(XY)$ との関係(A2-8) ~ (A2-12)における $a_i, b_i, c_i (i=1, 2, \dots, l)$ を用いて表わすとすれば

$$(a_{l+2} S^{l+1} + a_{l+1} S^l + \dots + a_2 S + a_1) I_{tg} X \\ = (c_{l+2} S^{l+1} + c_{l+1} S^l + \dots + c_2 S + c_1) I_{PX} \\ + (b_{l+2} S^{l+1} + b_{l+1} S^l + \dots + b_2 S + b_1) I_{PY} \quad \dots (\text{A2-13})$$

$$(a_{l+2} S^{l+1} + a_{l+1} S^l + \dots + a_2 S + a_1) I_{tg} Y \\ = (b_{l+2} S^{l+1} + b_{l+1} S^l + \dots + b_2 S + b_1) I_{PX} \\ - (c_{l+2} S^{l+1} + c_{l+1} S^l + \dots + c_2 S + c_1) I_{PY} \quad \dots (\text{A2-14})$$

となる。ここで b_{l+2} は常に零であるが、 c_{l+2} は $F(S)$ と $D(S)$ の次数差(= $l-m$)が2以上のときに零となる。すなわち、次数差が2, 3, ... とふえるにつれて、(A2-12)式の b, c は低次(接尾辞が小さいことを仮にそう定義する)のものまで順に $b_{l+1} = c_{l+2} = 0, b_l = c_{l+1} = 0 \dots$ となる(もちろん、これより高次のものは($l+2$)次のものまで全部零)。 $F(S)$ の次数は l と仮定((A2-6)式)している($f_{l+1} \neq 0$)ので

$$a_{l+2} = H_1 f_{l+1} \neq 0 \quad (\text{A2-15})$$

である。今度は、(A2-13), (A2-14)式の各係数を上式の a_{l+2} で除いたものを新たな $a_i, b_i, c_i (i=1, 2, \dots, l+2)$ とすれば、これらは

$$a_i \Rightarrow a_i / a_{l+2}, b_i \Rightarrow b_i / a_{l+2}, c_i \Rightarrow c_i / a_{l+2} \quad (\text{A2-16})$$

のように変換される。上式の右辺は (A2-8) ~ (A2-10) 式の a_i, b_i, c_i であるが、以後はそれらを用いなくて、左辺 (a_{l+2} で除したものを) 用いることにする。この仮定の基に (A2-13), (A2-14) 式は

$$I_{tgX} = \left(c_{l+2} + \frac{c_{l+1}}{S} + \frac{c_l}{S^2} + \dots + \frac{c_1}{S^{l+1}} \right) I_{PX} + \left(b_{l+2} + \frac{b_{l+1}}{S} + \frac{b_l}{S^2} + \dots + \frac{b_1}{S^{l+1}} \right) I_{PY} - \left(\frac{a_{l+1}}{S} + \frac{a_l}{S^2} + \dots + \frac{a_1}{S^{l+1}} \right) I_{tgX} \dots (A2-17)$$

$$I_{tgY} = \left(b_{l+2} + \frac{b_{l+1}}{S} + \frac{b_l}{S^2} + \dots + \frac{b_1}{S^{l+1}} \right) I_{PX} - \left(c_{l+2} + \frac{c_{l+1}}{S} + \frac{c_l}{S^2} + \dots + \frac{c_1}{S^{l+1}} \right) I_{PY} - \left(\frac{a_{l+1}}{S} + \frac{a_l}{S^2} + \dots + \frac{a_1}{S^{l+1}} \right) I_{tgY} \dots (A2-18)$$

のように書き換えられる。 $I_{P(XY)}$ を入力、 $I_{tg(XY)}$ を出力として、(A2-17), (A2-18) 式の関係を加算器、積分器で表わすと同時に、 $\theta_{(XY)}$ と $I_{P(XY)}, I_{tg(XY)}$ と $M_{(XY)}$ との関係 (図1, 2) をも考慮して、ブロック線図 (ハードウェア構成) を作成²⁸⁾すれば付図3のようになる。図における状態変数 $x_1, x_2, \dots, x_{l+1}, y_1, y_2, \dots, y_{l+1}$ を列ベクトルの x, y の要素とし

$$\left. \begin{aligned} x &= [x_1, x_2, \dots, x_{l+1}]^T \\ y &= [y_1, y_2, \dots, y_{l+1}]^T \end{aligned} \right\} (A2-19)$$

のように定義すれば、図の入出力関係は

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= \Omega x + U [\theta_X \ \theta_Y]^T \\ \dot{y} &= \Omega y + V [\theta_X \ \theta_Y]^T \end{aligned} \right\} (A2-20)$$

のような状態方程式で表わすことができる²⁸⁾。ここで行列 Ω, U, V の要素は次のようになる。

$$\Omega = \begin{bmatrix} -a_{l+1} & 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ -a_l & 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ -a_{l-1} & 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -a_3 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 1 & 0 \\ -a_2 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & 1 \\ -a_1 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} (A2-21)$$

$$U = \begin{bmatrix} u_{11} & u_{12} & \dots & u_{1l} & u_{1,l+1} \\ u_{21} & u_{22} & \dots & u_{2l} & u_{2,l+1} \end{bmatrix}^T (A2-22)$$

$$V = \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} & \dots & v_{1l} & v_{1,l+1} \\ v_{21} & v_{22} & \dots & v_{2l} & v_{2,l+1} \end{bmatrix}^T (A2-23)$$

$$\left. \begin{aligned} u_{1i} &= K_{sg} K_a (c_{l+2-i} - a_{l+2-i} c_{l+2}) \\ u_{2i} &= K_{sg} K_a (b_{l+2-i} - a_{l+2-i} b_{l+2}) \\ v_{1i} &= K_{sg} K_a (b_{l+2-i} - a_{l+2-i} b_{l+2}) = u_{2i} \\ v_{2i} &= -K_{sg} K_a (c_{l+2-i} - a_{l+2-i} c_{l+2}) = -u_{1i} \end{aligned} \right\} (A2-24)$$

$$(A2-25)$$

上式の各 i は

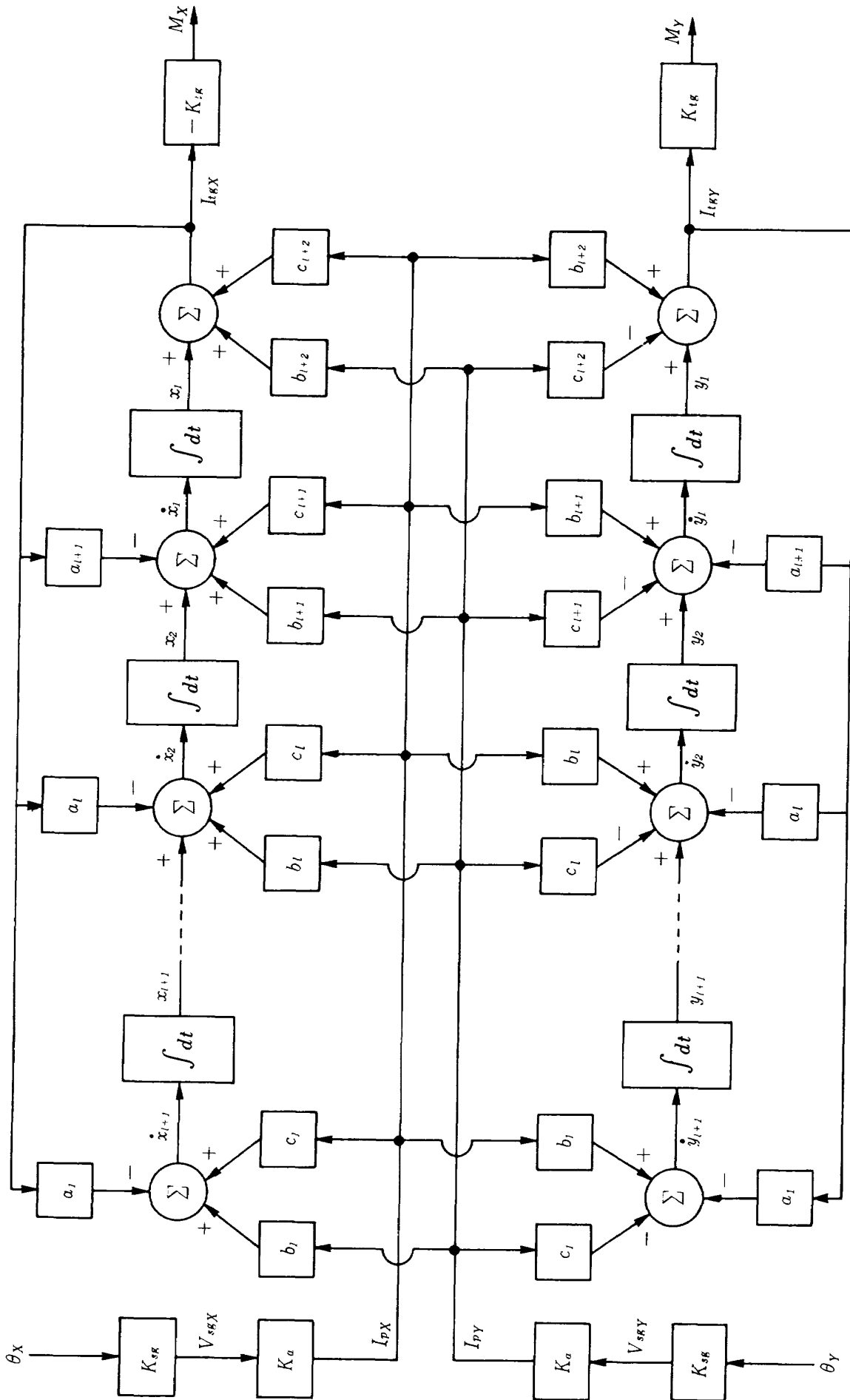
$$i = 1, 2, \dots, l, l+1 \dots (A2-26)$$

を表わす。付図3より $M_{(XY)}$ は

$$\left. \begin{aligned} M_X &= -K_{tg} I_{tgX} \\ &= -K_{tg} \{ x_1 + K_{sg} K_a (c_{l+2} \theta_X + b_{l+2} \theta_Y) \} \\ M_Y &= K_{tg} I_{tgY} \\ &= K_{tg} \{ y_1 + K_{sg} K_a (b_{l+2} \theta_X - c_{l+2} \theta_Y) \} \end{aligned} \right\} \dots (A2-27)$$

となるから、(A2-3) 式の $M_{P(XY)}$ は

$$\begin{bmatrix} M_{PX} \\ M_{PY} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_X \\ M_Y \end{bmatrix}$$



付図3 RCCの構成要素のモデル化

$$\begin{aligned}
 &= K_{tg} \begin{bmatrix} -S'_{11} & S'_{12} \\ -S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \end{bmatrix} \\
 &+ K_f \begin{bmatrix} S'_{12} b_{l+2} - S'_{11} c_{l+2} \\ S'_{22} b_{l+2} - S'_{21} c_{l+2} \end{bmatrix} * \\
 &\quad * \begin{bmatrix} -S'_{11} b_{l+2} - S'_{12} c_{l+2} \\ -S'_{21} b_{l+2} - S'_{22} c_{l+2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_X \\ \theta_Y \end{bmatrix} \\
 &\dots\dots (A2-28)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &+ K_{tg} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -S'_{11} & S'_{12} \\ 0 & 0 \\ -S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ F_{PX} \\ 0 \\ F_{PY} \end{bmatrix} \\
 &\dots\dots (A2-32)
 \end{aligned}$$

のようになる。以上で図11で $K_d \equiv 0$, $K_s = 0$ を仮定したときの入出力関係を状態方程式の形で表わすアルゴリズムを明らかにすることができたが、今度はそれをTDGの一般式((A2-3)式)に適用して、TDGの入出力関係を求める状態方程式を導く。まず、 p_{ij} ($i=1, 2, j=1 \sim 4$)を

のような形で表わすことができる。つぎに、(A2-19)式の列ベクトル x , y の各要素を X の要素に組入れ

$$\begin{aligned}
 X_{i+4} &= x_i, X_{i+l+5} = y_i \quad (i=1, 2, \dots, l+1) \\
 &\dots\dots (A2-33)
 \end{aligned}$$

のように定義し、さらに状態ベクトル X_d を

$$\begin{aligned}
 X_d &= [X_1 \ X_2 \ X_3 \ \dots\dots X_{2l+6}]^T \\
 &\dots\dots (A2-34)
 \end{aligned}$$

のように定義し、(A2-20), (A2-32)式を合わせて一つの状態方程式にすれば

$$\left. \begin{aligned}
 p_{11} &= p'_{11} + K_f (S'_{12} b_{l+2} - S'_{11} c_{l+2}) \\
 p_{13} &= p'_{13} - K_f (S'_{11} b_{l+2} + S'_{12} c_{l+2}) \\
 p_{21} &= p'_{21} + K_f (S'_{22} b_{l+2} - S'_{21} c_{l+2}) \\
 p_{23} &= p'_{23} - K_f (S'_{21} b_{l+2} - S'_{22} c_{l+2})
 \end{aligned} \right\} \dots\dots (A2-29)$$

$$\dot{X}_d = Q' X_d + F_d \quad \dots\dots (A2-35)$$

が得られる。ここで Q' , F_d は

$$\left. \begin{aligned}
 p_{12} &= p'_{12}, p_{22} = p'_{22} \\
 p_{14} &= p'_{14}, p_{24} = p'_{24}
 \end{aligned} \right\} \dots\dots (A2-30)$$

のように定義し、 $\theta_{(XY)}$, $\dot{\theta}_{(XY)}$ を(A2-4)式の状態変数 X の要素に組入れ

$$\begin{aligned}
 X_1 &= \theta_X, X_2 = \dot{X}_1 = \dot{\theta}_X \\
 X_3 &= \theta_Y, X_4 = \dot{X}_3 = \dot{\theta}_Y
 \end{aligned} \quad \dots\dots (A2-31)$$

のように定義すれば、(A2-3)式は、(A2-28)~(A1-31)式を考慮し

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \\ \dot{X}_3 \\ \dot{X}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ p_{11} & p_{12} & p_{13} & p_{14} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ p_{21} & p_{22} & p_{23} & p_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix}$$

$$Q' = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ p_{11} & p_{12} & p_{13} & p_{14} & p_{15} & 0 & \dots & 0 & p_{1,l+6} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ p_{21} & p_{22} & p_{23} & p_{24} & p_{25} & 0 & \dots & 0 & p_{2,l+6} & 0 & \dots & 0 \\ \hline u_{11} & 0 & u_{21} & 0 & & & & & & & & & \\ u_{12} & 0 & u_{22} & 0 & & & \Omega & & & & & & O \\ \hline u_{1,l+1} & 0 & u_{2,l+1} & 0 & & & & & & & & & \\ \hline v_{11} & 0 & v_{21} & 0 & & & & & & & & & \\ v_{12} & 0 & v_{22} & 0 & & & O & & & & & & \Omega \\ \hline v_{1,l+1} & 0 & v_{2,l+1} & 0 & & & & & & & & & \end{pmatrix}$$

..... (A2-36)

$$F_d = [0 \ F_{PX} \ 0 \ F_{PY} \ 0 \ \dots \ 0]^T \quad \text{..... (A2-37)}$$

となる。Q'は(2l+6)×(2l+6)の正方行列であり、その各要素をq'ij (i, j = 1, 2, ... 2l+6) とすれば

$$Q' = [q'_{ij}] \quad \text{..... (A2-38)}$$

となる。いまここで、Q'を(A2-36)式の点線で囲まれた部分行列に分けて、q'ijの求め方を考察する。Oは零行列、Ωは(A2-21)式に同じであり、p_{ij} (i=1, 2, j=1~4)は(A2-29)、(A2-30)式より求められる。u_{ij}, v_{ij} (i=1, 2, j=1, 2, ..., l+1)は(A2-24)、(A2-25)式より求まる。なお、p₁₅, p_{1,l+6}, p₂₅, p_{2,l+6}は(A2-28)式のx₁(=X₅)、y₁(=X_{l+6})の係数行列の要素であるので

$$\begin{pmatrix} p_{15} & p_{1,l+6} \\ p_{25} & p_{2,l+6} \end{pmatrix} = K_{tg} \begin{pmatrix} -S'_{11} & S'_{12} \\ -S'_{21} & S'_{22} \end{pmatrix} \quad \text{..... (A2-39)}$$

となる。F_dは(2l+6)次元の列ベクトルであり、第2, 4行はそれぞれF_{PX}, F_{PY}となるが他要素はすべて零である。上記の手順でQ', F_dの要素はすべて求めることができるので、(A2-35)式は時変係数線形微分方程式としてその解を一意的に求めることができる。そして、解X₁, X₂, ..., X_{2l+6}を利用してトルカ電流I_{tg(XY)}を求め、これをTDG出力W_(XY)に変換することができる。すなわち、I_{tg(XY)}は付図3、(A2-31)、(A2-33)式より

$$\left. \begin{aligned} I_{tgX} &= x_1 + K_{sg} K_a (c_{l+2} \theta_X + b_{l+2} \theta_Y) \\ &= X_5 + K_{sg} K_a (c_{l+2} X_1 + b_{l+2} X_3) \\ I_{tgY} &= y_1 + K_{sg} K_a (b_{l+2} \theta_X - c_{l+2} \theta_Y) \\ &= X_{l+6} + K_{sg} K_a (b_{l+2} X_1 - c_{l+2} X_3) \end{aligned} \right\} \quad \text{..... (A2-40)}$$

となるので、X₁, X₃, X₅, X_{l+6}よりI_{tg(XY)}を求め、これにスケールファクタを乗ずれば(図1, 2)W_(XY)が

$$\left. \begin{aligned} W_X &= -K_{TG} I_{tgY} \\ W_Y &= -K_{TG} I_{tgX} \end{aligned} \right\} \dots\dots (A2-41)$$

のように求まる。

今までは DRL=ON ($K_d=1, K_s=0$) のときの入出力関係を求めるアルゴリズム (状態方程式) を導いてきたが、今度は NIL を使用する場合 ($K_d=0, K_s \neq 0$, 図 11 参照) のアルゴリズムを求め。図 11 から明らかなように、NIL=ON ($K_s \neq 0$) になれば、出力としては $M_{(XY)}$ の他に $M'_{(XY)}$ が存在し、リバランス系は 2 入力 ($\theta_{(XY)}$) 4 出力 ($M_{(XY)}, M'_{(XY)}$) 系になる。このときの TDG の一般式は、(A2-1) 式の右辺に列ベクトル $[M'_X M'_Y]^T$ (第 2 トルカーによるトルク) を付加したものであるので、(A2-3) 式のような形で一般式を求めれば

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_X \\ \ddot{\theta}_Y \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} p'_{11} & p'_{12} \\ p'_{21} & p'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_X \\ \theta_Y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p'_{13} & p'_{14} \\ p'_{23} & p'_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_Y \\ \theta_X \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} M_{PX} \\ M_{PY} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M'_{PX} \\ M'_{PY} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_{PX} \\ F_{PY} \end{bmatrix} \end{aligned} \dots\dots (A2-42)$$

となる。ここで M'_{PX}, M'_{PY} は $[M'_X M'_Y]^T$ に (A2-2) 式を乗じたものであり

$$\begin{bmatrix} M'_{PX} \\ M'_{PY} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M'_X \\ M'_Y \end{bmatrix} \quad (A2-43)$$

となる。 $\theta_{(XY)}$ と $M_{(XY)}, M'_{(XY)}$ との関係を示す二つのループは、共通部分 (S.G.) はあっても、両者が相互に影響 (干渉) し合っていない (図 11) ので、各ループの状態方程式は独立に求めることができる。このうち、前者の関係式 ($\theta_{(XY)}$ と $M_{(XY)}$ の関係式) から TDG の入出力関係を示すアルゴリズムとして (A2-35) 式を得ている。したがって、 $\theta_{(XY)}$ と $M'_{(XY)}$ との関係を状態方程式で表わし、これを (A2-35) 式に付加すれば、 $K_d \neq 0, K_s \neq 0$ を仮定したときの TDG の入出力関係を示す状態方程式を得ることができる。その誘導過程は

(A2-6) 式から (A2-35) 式に至る過程と同様に考えることができる。ただ、ループが異なる (図 11) だけである。以下、その同様の過程を NIL に即して考察する。 $\theta_{(XY)}$ と $M'_{(XY)}$ とを関係づける伝達関数は

$$\begin{aligned} F_{c1}(S) = F_{c2}(S) = F_c(S) &= \frac{K_s \{HK_N - IK_f SR(S)\}}{HK_{sg}} \\ &= \frac{K_s \{HK_N F(S) - IK_f SD(S)\}}{HK_{sg} F(S)} \end{aligned} \dots\dots (A2-44)$$

となる (図 11, (A2-6) 式)。これに (A2-8) ~ (A2-11) の誘導過程を適用すれば

$$F_c(S) = \frac{b'_1 + b'_2 S + \dots + b'_{l+1} S^l}{a'_1 + a'_2 S + \dots + a'_{l+1} S^l} \dots\dots (A2-45)$$

が得られる。ここで分母の最高次の係数 a'_{l+1} は

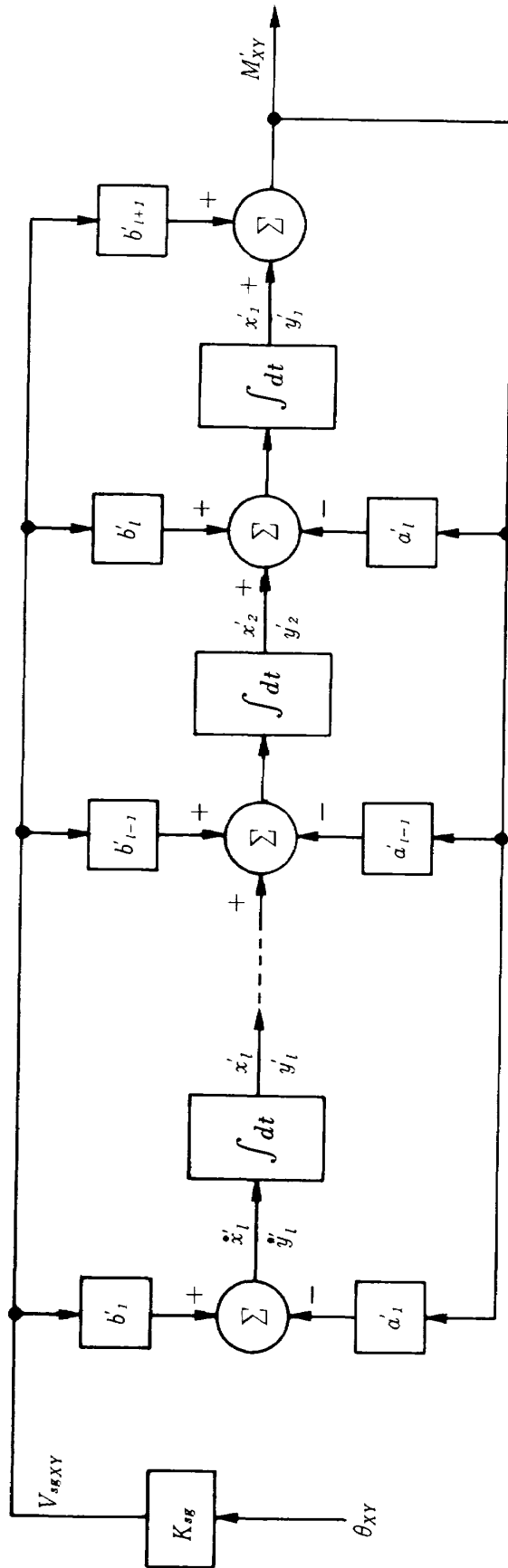
$$a'_{l+1} = Hf_{l+1} \neq 0 \quad \dots\dots (A2-46)$$

である ($F(S)$ は l 次, (A2-6) 式参照)。分子の b'_{l+1} は、 $l-m=1$ のとき $b'_{l+1} \neq 0$ であるが、 $l-m=2$ のときは $b'_{l+1} = 0$ である。以下、 $l-m=3, 4, \dots$ となるにつれて b'_l, b'_{l-1}, \dots まで零になる ((A2-12) 式と同様に考える)。 (A2-16) 式におけると同様、(A2-43) 式の子の係数を a'_{l+1} で除した係数

$$\begin{aligned} a'_i &\Rightarrow a'_i / a'_{l+1}, \quad b'_i \Rightarrow b'_i / a'_{l+1} \\ &(i=1, 2, \dots, l, l+1) \end{aligned} \dots\dots (A2-47)$$

を以後の a'_i, b'_i として用いる。このときの $F_c(S)$ は

$$\begin{aligned} F_c(S) &= \frac{b'_1 + b'_2 S + \dots + b'_{l+1} S^l}{a'_1 + a'_2 S + \dots + a'_l S^{l-1} + S^l} \\ &= \frac{M'_X}{K_{sg} \theta_X} = \frac{M'_Y}{K_{sg} \theta_Y} \end{aligned} \dots\dots (A2-48)$$



(註) 入力 θ_x, θ_y に対する状態変数はそれぞれ x'_i, y'_i ($i=1, 2, \dots, l$) であり、出力は M'_x, M'_y である。

付図4 NILの構成要素のモデル化

となるから、 $\theta_{(XY)}$ と $M'_{(XY)}$ の関係は

$$M'_{XY} = \left(b'_{l+1} + \frac{b'_l}{S} + \dots + \frac{b'_2}{S^{l-1}} + \frac{b'_1}{S^l} \right) K_{sg} \theta_{XY} - \left(\frac{a'_l}{S} + \frac{a'_{l-1}}{S^2} + \dots + \frac{a'_1}{S^l} \right) M'_{XY} \dots (A2-49)$$

となる。 $\theta_{(XY)}$ を $M'_{(XY)}$ に変換する過程を積分器、加算器、乗算器を用いて表わせば付図4のようになる²⁸⁾。付図4は、付図3と全く同様の手順で求めることができるが、 M'_X には θ_X のみが、 M'_Y には θ_Y のみがそれぞれ入力となること異なっている。付図4における状態変数 $x'_1, x'_2, \dots, x'_l, y'_1, y'_2, \dots, y'_l$ を列ベクトルの形で表わし、

$$\left. \begin{aligned} x' &= [x'_1 \quad x'_2 \quad \dots \quad x'_l] \\ y' &= [y'_1 \quad y'_2 \quad \dots \quad y'_l] \end{aligned} \right\} (A2-50)$$

とする。付図4の入出力関係は、(A2-20)式の誘導過程と同様の手順³⁶⁾を用い、かつ $\theta_X = X_1$, $\theta_Y = X_3$ を考慮 (A2-31) 式)すれば

$$\begin{aligned} \dot{x}' &= \Omega_r x' + U_r \theta_X = \Omega_r x' + U_r X_1 \\ \dot{y}' &= \Omega_r y' + V_r \theta_Y = \Omega_r y' + V_r X_3 \end{aligned} (A2-51)$$

とすることができる。ここで Ω_r, U_r, V_r は

$$\Omega_r = \begin{bmatrix} -a'_l & 1 & 0 & \dots & 0 \\ -a'_{l-1} & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -a'_3 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ -a'_2 & 0 & \dots & \dots & 0 & 1 \\ -a'_1 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} (A2-52)$$

$$\begin{aligned} U_r &= [u_{r1} \quad u_{r2} \quad \dots \quad u_{rl}]^T \\ &= V_r = [v_{r1} \quad v_{r2} \quad \dots \quad v_{rl}]^T \\ &= K_{sg} [b'_l \quad b'_{l-1} \quad \dots \quad b'_2 \quad b'_1]^T \end{aligned} \dots (A2-53)$$

である。(A2-35)式に(A2-51)式を適用して一つの状態方程式を得るために、 x', y' の要素を

$$X_{2l+6+i} = x'_i, \quad X_{3l+6+i} = y'_i, \quad i = 1, 2, \dots, l \dots (A2-54)$$

のようにして、状態変数 X_d (要素 $X_1, X_2, \dots, X_{2l+6}$) に x', y' が付加された列ベクトル X を新たな状態変数として定義し、この X を用いて (A2-4) 式のような形の式を導く。 X は X_d, x', y' の要素を順に配列すればよいので

$$\begin{aligned} X &= [X_d^T \quad x'^T \quad y'^T]^T = [X_d^T \quad X_r^T]^T \\ &= [X_1 \quad X_2 \quad \dots \quad X_{2l+6} \quad X_{2l+7} \quad \dots \quad X_{4l+6}]^T \end{aligned} \dots (A2-55)$$

のようになる。上式の x'^T, y'^T, X_r^T はそれぞれ

$$\begin{aligned} x'^T &= [X_{2l+7} \quad X_{2l+8} \quad \dots \quad X_{3l+6}] \\ y'^T &= [X_{3l+7} \quad X_{3l+8} \quad \dots \quad X_{4l+6}] \\ X_r^T &= [x'^T \quad y'^T] = [X_{2l+7} \quad X_{2l+8} \quad \dots \quad X_{4l+6}] \end{aligned} \dots (A2-56)$$

である。(A2-56), (A2-51)式より X_r を状態変数とする状態方程式は

$$\dot{X}_r = \begin{bmatrix} \Omega_r & 0 \\ 0 & \Omega_r \end{bmatrix} X_r + \begin{bmatrix} U_r & 0 \\ 0 & V_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_3 \end{bmatrix} \dots (A2-57)$$

となり、TDGに対する外部入力の項を含まない同次方程式となる。付図4, (A2-31), (A2-51)式より第2トルカーによるトルク $M'_{(XY)}$ は

$$\left. \begin{aligned} M'_X &= x'_1 + K_{sg} b'_{l+1} \theta_X = X_{2l+7} + K_{sg} b'_{l+1} X_1 \\ M'_Y &= y'_1 + K_{sg} b'_{l+1} \theta_Y = X_{3l+7} + K_{sg} b'_{l+1} X_3 \end{aligned} \right\} \dots\dots (A2-58)$$

となるから、これを (A2-43) 式に代入して

$$\left. \begin{aligned} M'_{PX} &= S'_{11} K_{sg} b'_{l+1} X_1 + S'_{12} K_{sg} b'_{l+1} X_3 \\ &\quad + S'_{11} X_{2l+7} + S'_{12} X_{3l+7} \\ M'_{PY} &= S'_{21} K_{sg} b'_{l+1} X_1 + S'_{22} K_{sg} b'_{l+1} X_3 \\ &\quad + S'_{21} X_{2l+7} + S'_{22} X_{3l+7} \end{aligned} \right\} \dots\dots (A2-59)$$

が得られる。(A2-42) 式に (A2-31), (A2-32), (A2-59) 式を適用すれば, NIL を用いるときの $\ddot{\theta}_X (= \dot{X}_2)$, $\ddot{\theta}_Y (= \dot{X}_4)$ は

$$\left. \begin{aligned} \ddot{\theta}_X = \dot{X}_2 &= (p_{11} + S'_{11} K_{sg} b'_{l+1}) X_1 + p_{12} X_2 \\ &\quad + (p_{13} + S'_{12} K_{sg} b'_{l+1}) X_3 + p_{14} X_4 \\ &\quad + S'_{11} X_{2l+7} + S'_{12} X_{3l+7} + M'_{PX} + F_{PX} \\ \ddot{\theta}_Y = \dot{X}_4 &= (p_{21} + S'_{21} K_{sg} b'_{l+1}) X_1 + p_{22} X_2 \\ &\quad + (p_{23} + S'_{22} K_{sg} b'_{l+1}) X_3 + p_{24} X_4 \\ &\quad + S'_{21} X_{2l+7} + S'_{22} X_{3l+7} + M'_{PY} + F_{PY} \end{aligned} \right\} \dots\dots (A2-60)$$

となる。これで, NIL の挿入によって (A2-32) 式の \dot{X}_2 , \dot{X}_4 と X の要素とを関係づける係数 (行列の要素) が変化することがわかる。(A2-35), (A2-55), (A2-57), (A2-60) 式より

$$\dot{X} = Q X + F \dots\dots (A2-4)$$

のような一つの状態方程式を得ることができるので, つぎにその過程を明らかにする。まず, 外部入力 F であるが, (A2-57), (A2-60) 式をみればわかるように NIL によって外部入力新たに加わることはないので F は F_d と同様に考えればよい。ただし, F の次元は X の次元 ($= 4l+6$) に等しくしなければならない。したがって, F の式は

$$\begin{aligned} F &= [F_d^T \ 0 \ 0 \ \dots\dots 0] \\ &= [0 \ F_{PX} \ 0 \ F_{PY} \ 0 \ 0 \ \dots\dots 0]^T \end{aligned} \dots\dots (A2-61)$$

となり, 第2, 4列に F_{PX}, F_{PY} が入るだけで他要素はすべて零の列ベクトル (要素数 $= 4l+6$) になる。さて, 状態遷移行列 Q であるが, Q は (A2-35) 式の Q' , (A2-57) 式の Ω_r, U_r, V_r の他に, (A2-32) 式の \dot{X}_2, \dot{X}_4 が (A2-60) 式のように変ることの影響 (2, 4 行の 1, 3, $2l+7$, $3l+7$ 行の要素が変わる) を考慮してその要素を決めなければならないので

$$Q = \begin{array}{cccc} & & 2l+6 & 3l+6 & 4l+6 \\ & & \vdots & \vdots & \vdots \\ & Q' & 0 & 0 & \\ & & \vdots & \vdots & \vdots \\ & & & & 2l+6 \\ \dots\dots & & & & \\ u_{r1} & 0 & 0 & & \\ u_{r2} & 0 & 0 & & \\ & & 0 & \Omega_r & 0 \\ & & & & \\ u_{rl} & 0 & 0 & & 3l+6 \\ \dots\dots & & & & \\ 0 & 0 & v_{r1} & 0 & \\ 0 & 0 & v_{r2} & 0 & \\ & & & 0 & 0 & \Omega_r \\ & & & & \\ 0 & 0 & v_{rl} & 0 & 4l+6 \end{array} + W \dots\dots (A2-62)$$

のようにおく。ここで W は \dot{X}_2, \dot{X}_4 の式の係数の変化分を示す行列で, その要素は, (A2-32), (A2-60) 式の係数の相違より求められ, 次式に示す要素 ($w_{21}, w_{23}, w_{2,2l+7}, w_{2,3l+7}, w_{41}, w_{43}, w_{4,2l+7}, w_{4,3l+7}$) 以外はすべて零になる。

$$\left. \begin{aligned} w_{21} &= S'_{11} K_{sg} b'_{l+1} \\ w_{23} &= S'_{12} K_{sg} b'_{l+1} \\ w_{2,2l+7} &= S'_{11} \\ w_{2,3l+7} &= S'_{12} \end{aligned} \right\} \dots\dots (A2-64)$$

$$\left. \begin{aligned} w_{4,1} &= S'_{21} K_{sg} b'_{l+1} \\ w_{4,2} &= S'_{22} K_{sg} b'_{l+1} \\ w_{4,2l+7} &= S'_{21} \\ w_{4,3l+7} &= S'_{22} \end{aligned} \right\} \dots\dots (A2-64)$$

これで、 Q の要素のうち、 Q' 部分は(A2-36)式により、 Ω_r は(A2-52)式により、 u_{ri}, v_{ri} ($i=1, 2, \dots, l$)は(A2-53)式により、 W は(A2-63), (A2-64)式によりそれぞれ求めることができる。このように Q の要素を決めれば、(A2-4)式は(4*l*+6)次元時変係数線形微分方程式として外部入力 $F(\dot{\phi}_{(XY)}, \ddot{\phi}_{(XY)})$ よりなる)に対して解くことができる。この解(X_1, X_3, X_5, X_{l+6})を(A2-40), (A2-41)式のように処理することにより、干渉補正時($\ddot{\phi}_{(XY)}$ の影響を低減)の出力 $W_{(XY)}$ を得ることができる。以上のプログラムで、DRL=ONのときには $K_d=1, K_s=0$ にし、NIL=ONのときには $K_d=0, K_s=1$ にしてシミュレーションを行なった。

今までは入出力関係式(伝達関数)をシミュレーションするときの過程を明らかにしてきたが、今度は入力をどのような形で取扱うかを考察する。(A2-1)式の F_X, F_Y は、本文(5.4)式より

$$\left. \begin{aligned} F_X &= H_0 \dot{\phi}_Y + I S \dot{\phi}_X \\ F_Y &= H_0 \dot{\phi}_X - I S \dot{\phi}_Y \end{aligned} \right\} (A2-65)$$

となるので、入力 $\dot{\phi}_{(XY)}$ の変化が緩やかなときには時々刻々(本稿では1 msec毎)の $\dot{\phi}_{(XY)}$ とその変化率 $S\dot{\phi}_{(XY)} = \ddot{\phi}_{(XY)}$ より F_X, F_Y を求め、入出力関係のシミュレーションを行なえばよい。しかし、ステップ入力印加時に過渡応答を考慮するような場合(例えば、 $T_s, O_v, L_{X/Y}, L_{Y/X}$ を求める)には、 $\ddot{\phi}_{(XY)}$ をどのようにプログラムするかが問題となる。すなわち、 $\dot{\phi}_{(XY)}$ が一定で $\dot{\phi}_X = \dot{\phi}_{X_0}, \dot{\phi}_Y = \dot{\phi}_{Y_0}$ ($\dot{\phi}_{X_0}, \dot{\phi}_{Y_0}$ は一定値)と表わせるときには、 F_X, F_Y のラプラス変換形は

$$\left. \begin{aligned} F_X = F_X(S) &= H_0 \frac{\dot{\phi}_{Y_0}}{S} + I \dot{\phi}_{X_0} \\ F_Y = F_Y(S) &= H_0 \frac{\dot{\phi}_{X_0}}{S} - I \dot{\phi}_{Y_0} \end{aligned} \right\} \dots\dots (A2-66)$$

となる²⁹⁾ので、上式の右辺第2項の時間関数が

$$\left. \begin{aligned} L^{-1}[I \dot{\phi}_{X_0}] &= I \dot{\phi}_{X_0} \delta(t) \\ L^{-1}[I \dot{\phi}_{Y_0}] &= I \dot{\phi}_{Y_0} \delta(t) \end{aligned} \right\} \dots\dots (A2-67)$$

となり、デルタ関数 $\delta(t)$ のプログラム化が必要となる。 $\delta(t)$ の近似方法としてはいろいろ考えられるが、ここではステップ入力印加時の入力の変化をTDGの使用状況(回転テーブルでの試験時、飛しょう体搭載時)に即して考え、指数関数で近似する。すなわち、ステップ入力 $\dot{\phi}_X = \dot{\phi}_{X_0}$ を与えようとするときには、試験機の応答遅れにより、 $t=0$ で丁度 $\dot{\phi}_X = \dot{\phi}_{X_0}$ になることはなく、ある時間たってから $\dot{\phi}_X = \dot{\phi}_{X_0}$ になると想定する。このとき $\dot{\phi}_X$ (以下 $\dot{\phi}_Y$ についても同様)の時間的変化は

$$\dot{\phi}_X = \dot{\phi}_{X_0} (1 - e^{-t/\tau}) \dots\dots (A2-68)$$

のように近似できる。上式より $\ddot{\phi}_X$ は

$$\ddot{\phi}_X = \frac{1}{\tau} \dot{\phi}_{X_0} e^{-t/\tau} \dots\dots (A2-69)$$

となるので、これを区間[0, ∞]で積分すれば

$$\int_0^\infty \ddot{\phi}_X dt = \dot{\phi}_{X_0} \dots\dots (A2-70)$$

となり、 τ に関係なく $\delta(t)$ の一つの特性は満たされている。 $\delta(t)$ のもう一つの特性として $\delta(0) = \infty$ があるが、これは、(A2-69)式の τ を無限に小さくしていけば自ずと満たされる。しかし、本稿での積分演算は、相対誤差、絶対誤差が共に 10^{-6} 以下になるようにしているので、 τ をあまり小さくしてもその精度は補償されない。また、積分演算の刻み幅は、被積分項の変化率に応じて $10^{-3} \sim 10^{-5}$ の範囲で自動調整されるようになっている。したがって、本稿では、刻み幅の最小値を時定数 τ にとり

$$\tau = 10^{-5} [\text{sec}] \dots\dots (A2-71)$$

とおき、ステップ入力を(A2-68)式で近似する。この近似において、 $\dot{\phi}_X$ は $t = 0.0001 \text{ sec}$ ($= 0.1 \text{ msec}$) のときに $\dot{\phi}_X = 0.99996 \dot{\phi}_{X_0}$ となる。本文第2.6章におけるステップ入力はすべて上記のような形において($\dot{\phi}_{(XY)}$ をプログラムするために)、入出力関係をシミュレーションした。なお、 $\tau = 10^{-3}, 10^{-4} [\text{sec}]$ において同様なシミュレーションを行なっても、結果はほとんど変らなかった。

補足1. 本文第3章(3.10)式の誘導手順

本文3.4節のDRL設計は、多入力多出力関係を示す伝達関数行列の対角化³⁰⁾を意味しているが、以下TDGの運動方程式に即して解析を進め、(3.10)式の伝達関数を導く過程を示す。式を取扱う段階では、ラプラス演算子“S”はできる限り省略(例、 $L_1 = L_1(S)$)する。

TDGの入出力関係は本文(2.1), (2.2)式より

$$A(S)\theta(S) = B(S)\dot{\phi}(S) + M(S) + E(S) \quad (1)$$

のように表わせる。ここで上式の各変数行列は

$$\left. \begin{aligned} \theta(S) &= [\theta_X \quad \theta_Y]^T \\ \dot{\phi}(S) &= [\dot{\phi}_X \quad \dot{\phi}_Y]^T \\ M(S) &= [M_X \quad M_Y]^T \\ E(S) &= [E_X \quad E_Y]^T \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

であり、係数行列A(S)は

$$\left. \begin{aligned} A(S) &= \begin{bmatrix} L_1 & L_2 \\ -L_2 & L_1 \end{bmatrix} \\ L_1 = L_1(S) &= IS^2 + D_q S + K_N \\ L_2 = L_2(S) &= H_1 S + T_q \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

であり、係数行列B(S)は

$$B(S) = \begin{bmatrix} -IS & -H_0 \\ H_0 & -IS \end{bmatrix} \quad (4)$$

である。また、本文図1より $\theta(S)$ と $M(S)$ の関係は

$$M(S) = T(S)\theta(S) = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_X \\ \theta_Y \end{bmatrix} \quad (5)$$

のように定められる。 $T(S)$ の各要素 T_{ij} ($i, j = 1, 2$)と $M_{11}, M_{22}, R(S)$ との関係は

$$\left. \begin{aligned} T_{11} &= -K_f M_{11} \quad , \quad T_{22} = K_f M_{22} \\ T_{21} &= -T_{12} = R_C = K_f R(S) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

である。(1)~(5)式より $\dot{\phi}(S)$ と $M(S)$ の関係は

$$\begin{aligned} \dot{\phi}(S) &= G(S)M(S) - B(S)^{-1}E(S) \\ G(S) &= B(S)^{-1}\{A(S)T(S)^{-1} - I\} \\ &= \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

となるが、干渉効果が発生しないようにするには、 $\dot{\phi}_X$ がY-トルカー出力 M_Y のみに、 $\dot{\phi}_Y$ がX-トルカー出力 M_X のみに依存するように $T(S)$ の各要素を設計すればよい。この条件を満たすには

$$G_{11} = G_{22} = 0 \quad (8)$$

にすればよいが、一方、(3), (4), (7)式より $G(S)$ は

$$G(S) = \frac{1}{(H_0^2 + I^2 S^2)(T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21})} * \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} \quad (9)$$

のように表わせるので、(8)式を満たすことは

$$F_{11} = F_{22} = 0 \quad (10)$$

を満たすことと等価である。したがって、(3)~(10)式より

$$\left. \begin{aligned} F_{11} &= -IS(L_1 T_{22} - L_2 T_{21} - T_{11} T_{22} + T_{12} T_{21}) \\ &\quad - H_0(L_2 T_{22} + L_1 T_{21}) = 0 \\ F_{22} &= -IS(L_1 T_{11} + L_2 T_{12} - T_{11} T_{22} + T_{12} T_{21}) \\ &\quad - H_0(L_2 T_{11} - L_1 T_{12}) = 0 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

なるように T_{11}, T_{22} を決めればよい。上式を整理すれば

$$\left. \begin{aligned} I S T_{11} T_{22} - (I S L_1 + H_0 L_2) T_{22} \\ = (H_0 L_1 - I S L_2) T_{21} + I S T_{12} T_{21} \\ I S T_{11} T_{22} - (I S L_1 + H_0 L_2) T_{11} \\ = -(H_0 L_1 - I S L_2) T_{12} + I S T_{12} T_{21} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

となり、 T_{11}, T_{22} を求める式はそれぞれ

$$\left. \begin{aligned} P_{11} T_{11}^2 - P_{12} T_{11} - P_{13} &= 0 \\ P_{11} &= I S (I S L_1 + H_0 L_2) \\ P_{12} &= (I S L_1 + H_0 L_2)^2 \\ &\quad + I S (H_0 L_1 - I S L_2) (T_{21} + T_{12}) \\ P_{13} &= (I S L_1 + H_0 L_2) \{ -(H_0 L_1 - I S L_2) \\ &\quad + I S T_{21} \} T_{12} \end{aligned} \right\} \dots\dots (13)$$

$$\left. \begin{aligned} P_{21} T_{22}^2 - P_{22} T_{22} - P_{23} &= 0 \\ P_{21} &= P_{11} \\ P_{22} &= (I S L_1 + H_0 L_2)^2 \\ &\quad - I S (H_0 L_1 - I S L_2) (T_{21} + T_{12}) \\ P_{23} &= (I S L_1 + H_0 L_2) \{ (H_0 L_1 - I S L_2) \\ &\quad + I S T_{12} \} T_{21} \end{aligned} \right\} \dots\dots (14)$$

となる。(13),(14)式より T_{11}, T_{22} は、 T_{12}, T_{21} が決まれば求められるが、図1では T_{12}, T_{21} を(6)式のように仮定しているので、 T_{11}, T_{22} を求める式は

$$\left. \begin{aligned} I S R_D^2 - (I S L_1 + H_0 L_2) R_D \\ - (H_0 L_1 - I S L_2 - I S R_C) R_C = 0 \\ T_{11} = T_{22} = R_D \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

となる。いまここで $D_q = T_q = K_N = 0$, $H_0 = H_1 = H$ において上式の近似解を求め、(6)式に適用して $M_{11}(S), M_{22}(S)$ を求めると

$$\begin{aligned} M_{11}(S) &= -M_{22}(S) = -\frac{R_D}{K_f} \\ &= -\frac{I^2 S^2 + H^2 \pm \sqrt{(I^2 S^2 + H^2)^2 - 4 I^2 R_C^2}}{2 I K_f} \end{aligned} \quad (16)$$

となり、本文(3.10)式と同じになる。

補足2、本文第5章(5.5)式の誘導手順

図10より $E_{XY} = 0$ として $\theta_{(XY)}$ と $F_{(XY)}$, $M_{(XY)}, M'_{(XY)}$ との関係を求めれば

$$\left. \begin{aligned} \theta_X &= \frac{-F_X + M_X + M'_X - F_2 \theta_Y}{I S^2 + D_q S + K_N} \\ \theta_Y &= \frac{F_Y + M_Y + M'_Y + F_2 \theta_X}{I S^2 + D_q S + K_N} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

となる。上式の各要素のうち $M_{(XY)}, M'_{(XY)}$ は

$$\left. \begin{aligned} M_X &= -K_{tg} I_{tgX}, \quad M_Y = K_{tg} I_{tgY} \\ M'_X &= F_{C1} K_{sg} \theta_X, \quad M'_Y = F_{C2} K_{sg} \theta_Y \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

となる(図10)が、DRL=OFFの状態では $\theta_{(XY)}$ と $I_{tg(XY)}$ との関係は

$$\theta_{XY} = \frac{1}{K_{sg} K_a R} I_{tgYX} \quad (3)$$

となる(図10)。系のゲイン $K_f (=K_{sg} K_a K_{tg})$ を用いて(3)式を書き直せば

$$\theta_{XY} = \frac{K_{tg}}{K_f R} I_{tgYX} \quad (4)$$

となるので、これを(2)式に代入して $\theta_{(XY)}$ を消去すれば

$$M'_X = F_{C1} \frac{K_{sg} K_{tg}}{K_f R} I_{tgY}, \quad M'_Y = F_{C2} \frac{K_{sg} K_{tg}}{K_f R} I_{tgX} \quad (5)$$

となる。(2),(4),(5)式を(1)式に代入すれば

$$\left. \begin{aligned}
 & (IS^2 + D_q S + K_N) \frac{K_{tg}}{K_f R} I_{tgY} \\
 & = -F_X - K_{tg} I_{tgX} + F_{C_1} \frac{K_{sg} K_{tg}}{K_f R} I_{tgY} - F_2 \frac{K_{tg}}{K_f R} I_{tgX} \\
 & (IS^2 + D_q S + K_N) \frac{K_{tg}}{K_f R} I_{tgX} \\
 & = F_Y + K_{tg} I_{tgY} + F_{C_2} \frac{K_{sg} K_{tg}}{K_f R} I_{tgX} + F_2 \frac{K_{tg}}{K_f R} I_{tgY}
 \end{aligned} \right\}$$

(6)

が得られるが、これを I_{tgX} , I_{tgY} に関して整理すれば

$$\left. \begin{aligned}
 & (F_2 + K_f R) I_{tgX} + (IS^2 + D_q S + K_N - K_{sg} F_{C_1}) I_{tgY} \\
 & = -\frac{K_f R}{K_{tg}} F_X = -K_{sg} K_a R F_X \\
 & (IS^2 + D_q S + K_N - K_{sg} F_{C_2}) I_{tgX} - (F_2 + K_f R) I_{tgY} \\
 & = \frac{K_f R}{K_{tg}} F_Y = K_{sg} K_a R F_Y
 \end{aligned} \right\}$$

(7)

となり、本文(5.5)式となる。

航空宇宙技術研究所報告 857号

昭和60年5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丁目44番地1
電話武蔵野三鷹(0422)47-5911(大代表)〒182

印刷所 株式会社実業公報社
東京都千代田区九段南4-2-12

Printed in Japan