

UDC 621.316.729:  
621.313.333:  
629.7.05

# 航空宇宙技術研究所報告

TECHNICAL REPORT OF NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

TR-304

ドラッグカップ型ジャイロモータの同期化制御の研究

山 田 博

1972 年 11 月

航空宇宙技術研究所  
NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

既 刊 報 告

TR-281	ジェットエンジンのデジタル制御 (1) 装置および予備実験 Digital Control of Jet Engines (1) Control System and Preliminary Experiments	1972年7月	西尾健二, 遠藤征紀 杉山七契, 沼沼幸 大畑敏美, 松田山 吉田晃, 中
TR-282	高温タービン試験設備およびその計測装置 On the High Temperature Turbine Test Facilities and the Data Processing System	1972年6月	原動機部
TR-283	エンジン特性の実時間シミュレーション(I) (装置および特性) Real-time Simulation of Jet Engines with Digital Computer (I) (Fabrication and Characteristics of the Simulator)	1972年7月	西尾健二, 杉山七契 越沼威, 橋本武 大畑敏美, 市川英夫
TR-284	高 $dn$ 値における玉軸受の性能に関する研究 Study on Performance of Ball Bearings at High $dn$ Values	1972年5月	宮川行雄, 関勝美 横山正幸
TR-285	高温固体潤滑剤としての一酸化鉛 (PbO) に関する基礎的研究 Study on Lead Monoxide as Solid Lubricant for High Temperatures	1972年5月	宮川行雄, 西村允 安部亘
TR-286T	An Investigation of Secondary Injection Thrust Vector Control	May, 1972	Tatsuo YAMANAKA
TR-287	内面加熱を受ける中空円筒の非定常熱応力 Transient Thermal Stresses of the Hollow Cylinder Subjected Uniform Inner Heating	1972年5月	江川幸一, 竹中幸彦
TR-288	低アスペクト比後退角片持平板翼の遷音速および超音速のフラッタ特性 The Transonic and Supersonic Flutter Characteristics of Low Aspect Ratio Sweptback Thin Cantilerer	1972年5月	中井暎一, 森田甫之 菊地孝男, 高橋実 東久保正年
TR-289T	Transient Hypersonic Leading-Edge Flow	Jun. 1972	Katsuhisa KOURA
TR-290	二自由度回転駆動検出型ジャイロの研究 Study of a Rotary-drive Vibratory-output Two-degree-of-freedom Gyro	1972年7月	山田博
TR-291	はり板結合構造物の振動 (III) On the Natural Vibration of Plate-Beam Combination Structures (III)	1972年7月	嶋武敏, 林洋一 多田保夫, 戸田勸 日下和夫
TR-292	翼型の非圧縮乱流ウェーク流の近似計算法 —対称ウェーク流の場合— An Approximate Calculation Method of Incompressible Turbulent Wakes behind Aerofoils—Symmetrical Wake Flow Case—	1972年7月	石田洋治
TR-293	き裂先端塑性域に線形な応力分布のある弾塑性モデルの解析 An Elastic-Plastic Analysis of a Crack with Linearly Distributed Stress in the Plastic Zone	1972年8月	寺田博之
TR-294	ジェットフラップを持つ高揚力機の地面効果 Effect of Ground Proximity on the Longitudinal Aerodynamic Characteristics of an Airplane with a Jet-Flapped High Lift Wing	1972年8月	遠藤浩, 高橋宏 中谷輝臣, 綿貫忠晴
TR-295	自機搭載型軌道保持システムのための軌道決定と制御 Orbit Determination and Control Method for Self-Contained Station-Keeping Systems	1972年8月	松島弘一

# ドラッグカップ型ジャイロモータの同期化制御の研究\*

山 田 博\*\*

## Study of the Synchronizing Control of a Drag-cup Gyro Motor

By Hiroshi YAMADA

This paper is concerned with a study of the synchronizing control of a drag-cup gyro motor using a dynamic gas bearing. The drag-cup induction motor as the gyro motor imparts a smoother torque and a smaller noise characteristics than those found in hysteresis motors, but the motor has to have a synchronizing control system for keeping the rotor speed constant.

This synchronizing control system consists of a speed control loop for bringing the rotor speed to a synchronizing speed and for giving damping to the rotor, and a phase-lock control loop for synchronizing the rotor phase to the phase of the reference oscillator. The speed control loop employs a frequency discriminator using an active band-pass filter, and the phase-lock control loop is equipped with a phase-sensitive detector using a gate circuit.

The principle of operation of the synchronizing control system is described, and the analysis of the dynamic characteristics of components composing the loops is given, along with the comparison between the theoretical and experimental results. The dynamic responses of the components are analyzed by the AC carrier control theorem based on frequency and amplitude modulations. The theoretical results agreed well with the experimental results.

### 1. ま え が き

ジャイロモータは回転振動型ジャイロ<sup>1),2)</sup>を始めとし、特殊ジャイロ<sup>3)~5)</sup>を除く常用ジャイロの中心をなすものである。そのジャイロモータが発生する磁気吸引力に基づく不要振動または不要トルクがジャイロそのものの精度を左右することが少なくない<sup>6)</sup>。このことは特にスピン軸受として動圧空気軸受を使ったジャイロ<sup>6)</sup>に対して問題となっている。そのため、モータの固定子磁界による磁気吸引力を生じないドラッグカップ型誘導電動機の使用が望ましい。特にこの構造は二自由度回転振動型ジャイロ<sup>2)</sup>にふさわしく、ジャイロとしての回転部分を超薄型にすることが容易となる。しかし効率が低いことと誘導電動機であるがため、負荷変動に基づいてスピン角速度の変動が生ずる欠点がある。そのため著者は回転子の回転位相を基準発振器の位相に同期化させる、いわゆる同期化制御を行なうことによって角速度の変動を少なくした。また効率の低

い点については軸受摩擦が小さい動圧空気軸受を使うことによって解決した。

この同期化制御方式は速度制御系と位相同期化制御系を並用し、速度検出には位相差信号を微分するのに比しノイズの少ないアクチブフィルタを使った周波数弁別器を、また位相検出には同期検波器を使っている。

ここではそれらの動作原理を明らかにし、動特性を解明し、試作品による実験結果との比較を示した。

### 2. 記 号

$R, r$ : 電気抵抗または抵抗係数  
 $R_a$ : モータの制動定数  
 $G$ : コンダクタンスまたは利得  
 $L$ : インダクタンス  
 $C$ : 静電容量  
 $j$ :  $=\sqrt{-1}$   
 $x$ : リアクタンス  
 $Z$ : インピーダンス  
 $Y$ : アドミッタンス  
 $E, e$ : 電圧  
 $e_s$ : 信号成分の電圧

\* 昭和 47 年 6 月 15 日受付

\*\* 計測部

$I$ : 電流  
 $\mu$ : 演算増幅器の増幅度  
 $K$ : 比例定数または剛性係数  
 $K_p$ : 同期検波器の検波感度  
 $K_m$ : 変調器の変調感度  
 $K_d$ : 周波数弁別器の検波感度  
 $K_f$ : 同期検波用前置フィルタの利得  
 $K_t$ : モータのトルク係数  
 $K_\theta$ : モータ移動角(機械角)に対する利得定数  
 $K_\omega$ : モータ移動角の角速度に対する利得定数  
 $k$ : 剛性係数または信号成分の振幅  
 $A$ : 増幅度または搬送波の振幅  
 $G(S)$ : アクチブフィルタの伝達関数  
 $G_a(S)$ : 低域フィルタの動特性  
 $G_d(S)$ : 周波数弁別器の動特性  
 $G_f(S)$ : 同期検波用前置フィルタの動特性  
 $G_t(S)$ : モータトルク対供給電圧の動特性  
 $G_m(S)$ : モータ移動角対トルクの動特性  
 $G_s(S)$ : モータ同期化制御系の動特性  
 $S$ : ラプラス演算子  
 $s$ : すべり  
 $s_r$ : 同期化時のすべり  
 $m$ : 慣性係数  
 $a, b$ : 折点角周波数  
 $t$ : 時間  
 $\tau$ : 時定数  
 $\tau_d$ : 周波数弁別器の動特性に関する時定数  
 $\tau_f$ : 同期検波用前置フィルタの動特性に関する時定数  
 $\tau_t$ : モータトルク対供給電圧の動特性に関する時定数  
 $Q$ : 共振尖鋭度  
 $\omega$ : 角周波数  
 $\omega_n$ : 固有角周波数  
 $\omega_m$ : モータ回転子の角速度  
 $\omega_r$ : モータ回転子の同期化時の角速度  
 $\omega_0 = 2\omega_r$   
 $\omega_d$ : 周波数変調波の最大偏位角周波数  
 $\omega_s$ : モータ固定子が作る回転磁界の角速度  
 $\omega_e$ : モータ駆動電源の角周波数  
 $p$ : 信号成分の角周波数  
 $p_n$ : モータのハンチングに関する固有角振動数  
 $f = \omega/2\pi$ : 周波数  
 $\phi$ : モータ回転子の回転位置角  
 $\dot{\phi} = d\phi/dt$

$\phi_d$ : 周波数変調波の変調指数  
 $\varphi$ : 位相角  
 $\theta$ : モータの移動角  
 $\theta_0$ : 基準角  
 $\dot{\theta}_0$ : 設定角速度差  
 $T$ : モータのトルク  
 $J$ : モータ回転子の慣性能率  
 $\delta$ : モータのハンチングの減衰定数

### 3. 同期化制御系の構成, 機能および構造

#### 3.1 構成および機能

ドラッグカップ型ジャイロモータの速度変動率を基準発振器の周波数変動率なみに小さくするため, 基準発振器の出力電圧の位相に同期化させる制御系の構成を図1に示す。

図1において, 同期化制御系は二つの制御系からなっている。その一つは周波数弁別器 FD を使った速度制御系であり, 他の一つは同期検波器 PSD(位相検波器の一種) を使った位相同期化制御系である。このように速度制御系を採用した理由は, モータ回転子を同期化速度付近の設定速度へ自動的にかつ容易に近づけることと, 同期化を容易にし且つ同期状態における安定度をよくするためのダンピングをノイズ少なく与えることである。また位相同期化制御系を使った理由は, 同期電動機に見られるような同期化力を与えることによって, 比較的容易に速度の精密制御を行なうことを可能にするためである。

モータ回転子の位置角を検出するのに回転体の不つり合いによって生ずる振動を利用する方法がある<sup>7)</sup>。しかし, ここではうず電流形の変位ピックアップを使っている。これによって回転子の1回転あたり2サイクルで且つ回転位置角に対応した位相角をもった矩形波電圧を得ている。この電圧は正弦波であればより好ましいが, 本研究の目的の一つが非対称回転体を使った振動検出型ジャイロ<sup>2)</sup>であるため, 回転体の形状が不連続になっているために矩形波となるのである。この矩形波の基本波の周波数と位相角は, それぞれ周波数は速度制御系の, 位相角は位相同期化制御系の測定値として利用される。このように一つのピックアップで二つの測定値を得ていることは, この制御方式の利点といえよう。

このピックアップの出力電圧  $e_p$  の周波数いわゆる回転子の速度を検出するために, バンドパス形のアクチブフィルタの利得対周波数特性の正の傾斜を利用した周波数弁別器 FD を使った。ここで速度変動, す

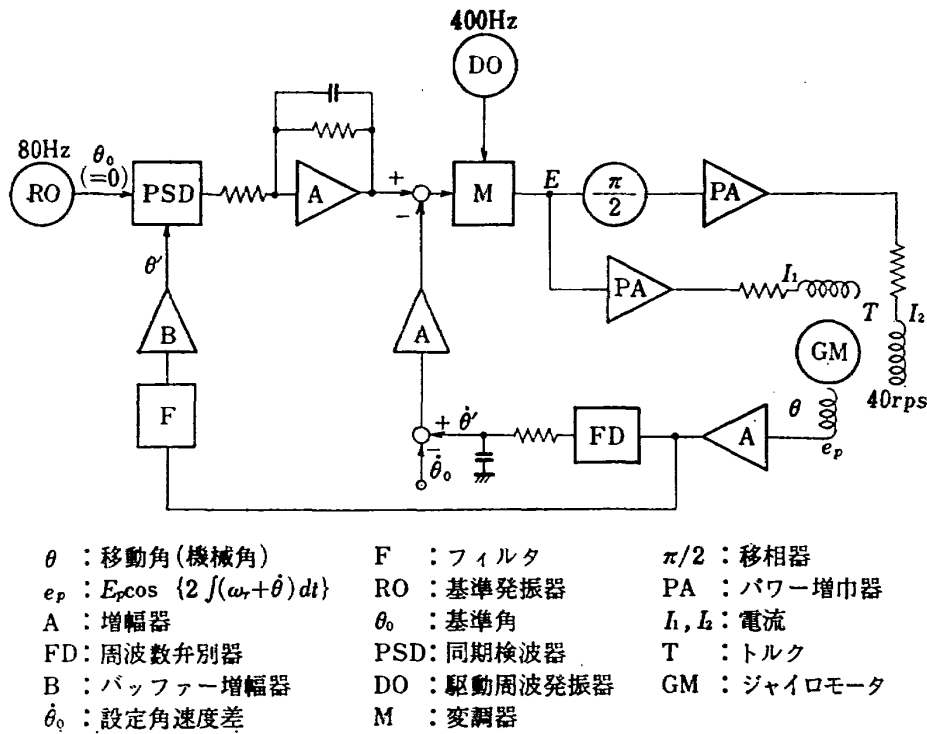


図 1 モータ同期化制御系

なわち周波数変化によって振幅が変化し、これが振幅検波され、搬送波除去用のフィルタを通過する。さらにこれが設定値と比較され増幅器Aを経て、モータ駆動周波数発生器 DO からの電圧を変調する。この変調された電圧がジャイロモータ GM に平滑な回転トルクを与えるために対称二相電圧に直され、パワー増幅器 PA を経て、空間的に互いに電気角で  $\pi/2$  に配置されたモータ巻線に給電され、トルク  $T$  を生ずる。この一連のループは負帰還であり、したがって速度変動をさまたげる作用をする。

他方、位相同期化制御系では増幅されたピックアップからの電圧  $e_p$  が同期化速度での基本波に同調された帯域通過フィルタ  $F$  を通って同期検波される。この同期検波器 PSD は位相検波器の一種で基準発振器の出力電圧でゲートされている。したがって、この検波出力はゲート電圧とフィルタ  $F$  を通った電圧との間の位相差の余弦に比例した電圧である。ゆえに、位相差が  $\pi/2$  の状態を基準にとることによって入力電圧の位相角の正弦に比例させることができる。同期化の状態では、この位相角は比較的小さな範囲で変動するため、近似的に検波出力が位相角に比例すると見なすことができる。この検波出力が増幅され、搬送波除去用のフィルタを経て適当な値に増幅される。増幅された電圧は、前述の速度制御系の電圧と合流し変調器Mに

入る。この位相同期化制御系のループも負帰還を構成し、したがってモータ GM に同期化力を与える役目をなしている。なお同期化速度の近傍以外では同期化力を与えないためと高調波の影響を除くために同期検波用前置フィルタが挿入してある。

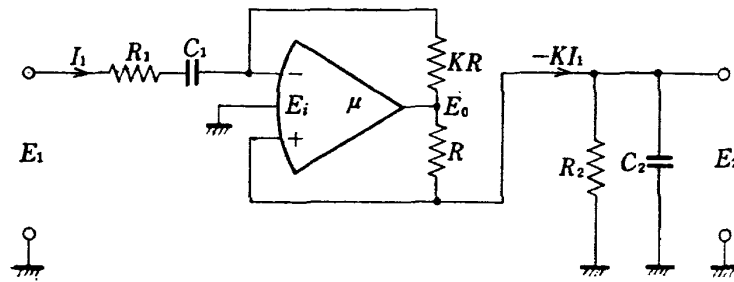
### 3.2 構造

次に各部の構造および試作品に使った定数を示す。

#### 3.2.1 速度検出部

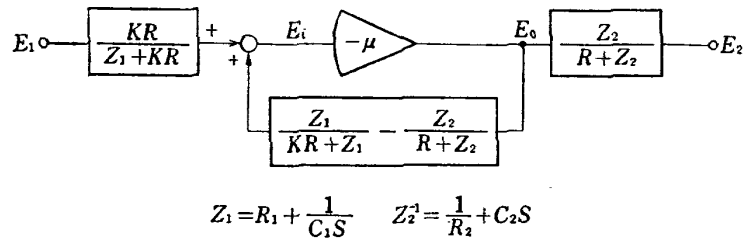
うず電流形の変位ピックアップからの出力電圧は、モータ回転子の位置角に対応した位相角をもった矩形波である。このくり返し角周波数は回転子の角速度の2倍である。この場合、回転子の同期化角速度は試作ジャイロのジャイロモータを使ったために  $2\pi \times 40$  rad/s になっている。この出力電圧は図2に示す周波数弁別器を構成するアクチブフィルタ<sup>8)</sup>の入力端子に供給される。図2の定数は、周波数弁別器の検波感度と動特性を考慮して定めてある。ここで  $R, L, C$  で構成される帯域フィルタのかわりにアクチブフィルタを使った理由は、大きな  $L$  を使わずに  $R, C$  と演算増幅器のみで小型化をはかるためである。

図2をブロック線図に表わして図3を得る。この図3は  $E_0=0$  のときの  $E_i$ ,  $E_1=0$  のときの  $E_i$  および  $E_0$  と  $E_2$  の関係から求まる。したがって入力電圧  $E_1$  に対する出力電圧  $E_2$  の伝達関数  $G(S)$  として次



$$\begin{aligned} R_1 = R_2 = 16\text{k}\Omega & & R(K+1) = 30\text{k}\Omega & & \omega_n = 2\pi \times 100\text{rad/s} \\ C_1 = C_2 = 0.1\mu\text{F} & & R = 10.7\text{k}\Omega & & Q = 5 \\ K = 1.8 & & & & \end{aligned}$$

図 2 アクチブフィルタ



$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{C_1 S} \quad Z_2 = \frac{1}{R_2} + C_2 S$$

図 3 アクチブフィルタのブロック図

式を得る。

$$\begin{aligned} G(S) = \frac{E_2}{E_1} &= \frac{KR}{Z_1 + KR} \cdot \frac{-\mu}{1 + \left( \frac{Z_1}{Z_1 + KR} - \frac{Z_2}{R + Z_2} \right) \mu} \cdot \frac{Z_2}{R + Z_2} = \frac{-KRZ_2}{Z_1(R + Z_2) - Z_2(Z_1 + KR)} \\ &= \frac{-KR}{Z_1(RY_2 + 1) - (Z_1 + KR)} = \frac{-S}{\frac{C_2 R_1}{K} S^2 + \left( \frac{C_2}{KC_1} + \frac{R_1}{KR_2} - 1 \right) S + \frac{1}{KC_1 R_2}} \\ &= -\frac{S}{mS^2 + rS + k} \end{aligned} \tag{3.1}$$

ここに

$$\left. \begin{aligned} 1 &\ll \left( \frac{Z_1}{Z_1 + KR} - \frac{Z_2}{R + Z_2} \right) \mu \\ Y_2 &= \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_2} + C_2 S \\ m &= \frac{C_2 R_1}{R} \\ r &= \frac{C_2}{KC_1} + \frac{R_1}{KR_2} - 1 \\ k &= \frac{1}{KC_1 R_2} \end{aligned} \right\} \tag{3.2}$$

図 2 の周波数特性の計算値と実測値を図 4 に示す。このアクチブフィルタの利得対周波数特性の正の傾斜部分で振幅変調を受けた電圧は、バッファ増幅器を

通った後、図 5 のようにダイオード (1N 60) で半波整流いわゆる振幅検波され、搬送波除去用の低域フィルタに入る。この低域フィルタの定数の決定は、搬送波減衰度と動特性の見地から定められる。またこの伝達関数  $G_a(S)$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} G_a(S) &= \frac{E_2}{E_1} = \frac{1}{CS} = \frac{1}{CR} \\ &= \frac{a}{S + a} \end{aligned} \tag{3.3}$$

ここに  $a = \frac{1}{CR}$  : 折点角周波数

この低域フィルタの出力電圧は、速度設定値と比較

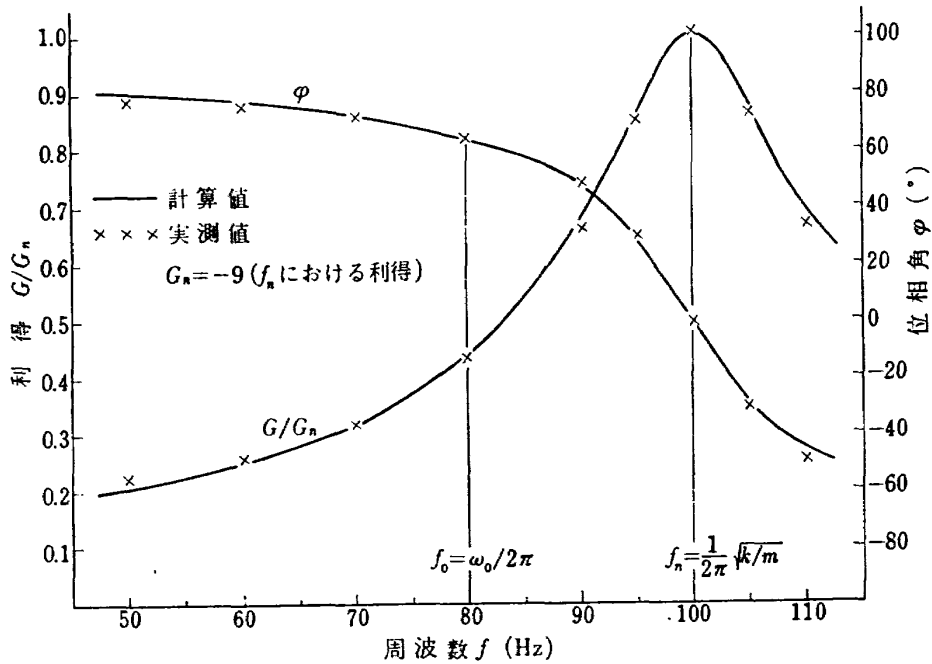


図4 弁別用アクチブフィルタの周波数特性

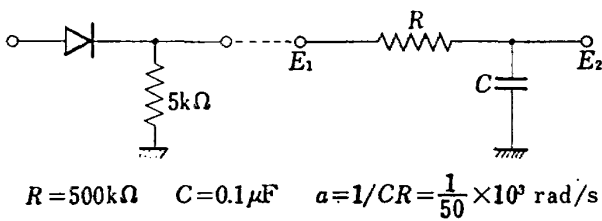


図5 低域フィルタ

され、その後増幅される。

3.2.2 位相検出部

ピックアップの出力電圧は、他方、同期検波用前置フィルタを通過する。このフィルタは、図2と同様な帯域フィルタを使っている。ただし、 $R_1=R_2=19.9\text{ k}\Omega$ ,  $C_1=C_2=0.1\text{ }\mu\text{F}$ ,  $K=1.8$ ,  $R=10.7\text{ k}\Omega$ ,  $\omega_n=2\pi\times 80\text{ rad/s}$ ,  $Q=5$  であることが異なっている。これらの定数の決定は選択度と動特性の見地から定められた。このフィルタの周波数特性の計算値と実測値を図6に示す。

フィルタの出力電圧はバッファ増幅器に入り、その出力電圧  $e_i$  は、図7の Dual Mos-FET を使った同期検波器において 0.1% の周波数安定度をもった 80 Hz の基準発振器の出力電圧  $e_r$  でゲートされる。

ここに

$$\left. \begin{aligned} e_i &= E_i \cos(\omega_0 t + \varphi) \\ e_r &= E_r \sin \omega_0 t \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

いま基準電圧  $e_r$  で同期検波器をゲートするとそのゲート電圧  $e_g$  は矩形波となる。これを次式で示す。

$$e_g = \frac{4E_g}{\pi} \left( \sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \dots \right) \quad (3.5)$$

したがって検波出力電圧  $E_0$  は検波感度を  $K_p$  として次のようになる。

$$E_0 = K_p \frac{\pi}{2E_g} e_i e_g = K_p E_i \left\{ -\sin \varphi + \sin(2\omega_0 t + \varphi) + \frac{1}{3} \sin(2\omega_0 t - \varphi) + \frac{1}{3} \sin(4\omega_0 t + \varphi) + \dots \right\} \quad (3.6)$$

なお以上の計算から、式(3.6)の右辺第1項が直流分であることを考えれば  $e_i$  が角周波数  $3\omega_0, 5\omega_0, \dots$  なる奇数高調波成分を含んでいる場合、出力  $E_0$  としてそれに相当した直流分が現われることがわかる。したがって同期検波器の前にフィルタを入れているのである。

式(3.6)の右辺第1項は位相角  $\varphi$  の正弦に比例している。この電圧に比例したトルクをジャイロモータに発生させれば、これは通常の同期電動機のトルク曲線と一致する。また同期化時においては  $\varphi \ll 1$  となるため、 $\sin \varphi \approx \varphi$  となる。

この同期検波器の出力電圧は図7の右部にある搬送波除去用フィルタ兼増幅器を通り、式(3.6)の右辺第1項のみを通し、且つ増幅される。これは図8と等

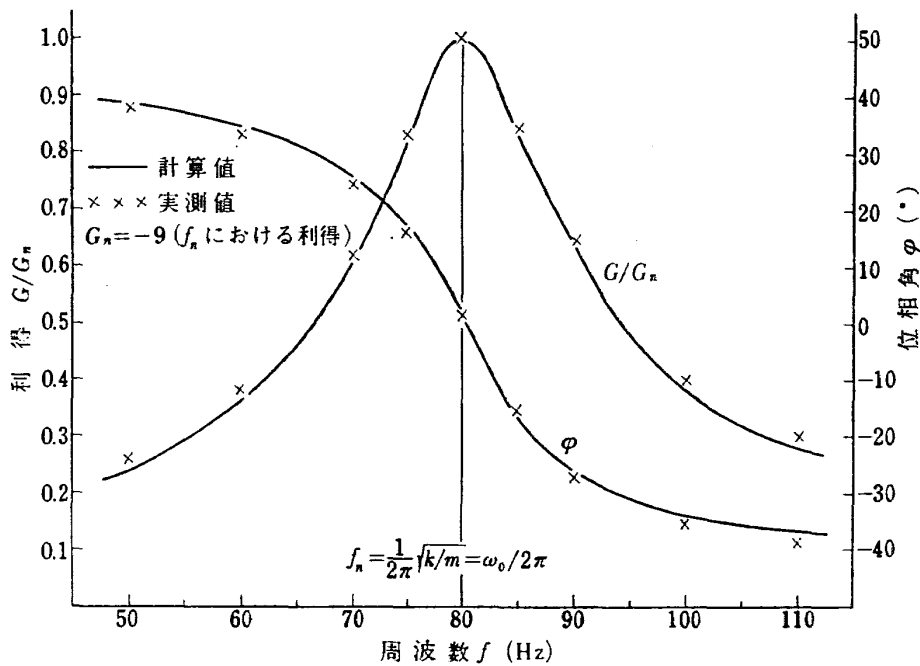


図 6 同期検波用前置フィルタの周波数特性

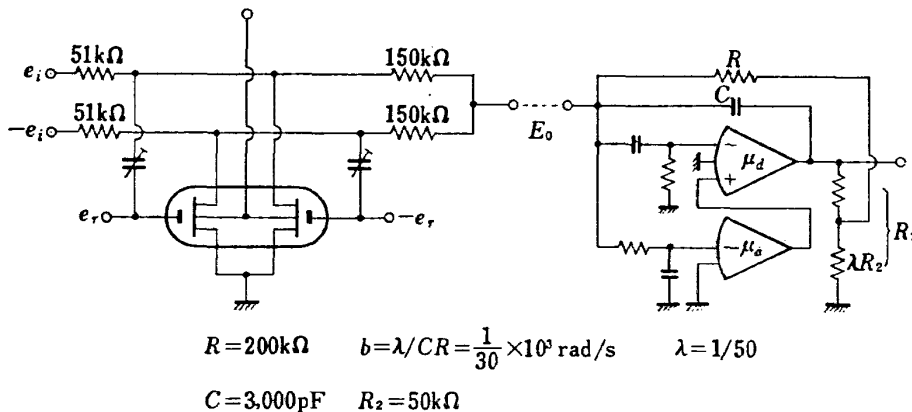


図 7 同期検波器および帰還接続波増巾器

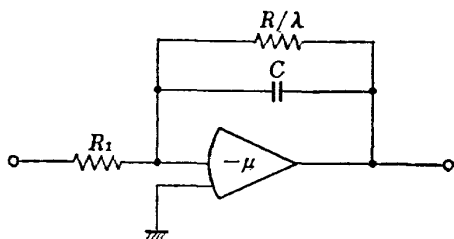


図 8 等価な波増巾器

$$= \frac{1}{S + \frac{\lambda}{CR}} = \frac{\frac{b}{\lambda} \cdot \frac{R}{R_1}}{S + b} = \frac{b}{S + b} \quad (3.7)$$

ここに

$$b = \frac{\lambda}{CR} \quad (3.8)$$

値であることを考えれば、この伝達関数  $G_{\beta}(S)$  は  $R_1=R$  を考慮して次式となる。

$$G_{\beta}(S) = \frac{1}{R_1} \frac{1}{\lambda/R + CS} = \frac{1}{\lambda \frac{R_1}{R} + CR_1 S}$$

図 7 で  $1/b$  の値としては搬送波の減衰度と動特性の見地から  $3ms$  と定めた。

### 3.2.3 ドラグカップ型ジャイロモータ部

速度および位相検出部からの電圧  $E_o$  および  $E_{\phi}$  は図 9 の Mos-FET を使った固体変調器 (MO-57) で、モータ駆動周波発振器の  $400Hz$  の電圧を変調する。ここで周波数  $400Hz$  のゲート電圧  $e_g$  を次式で



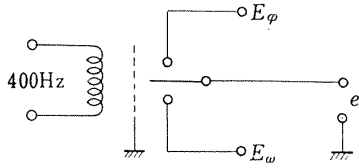


図9 変調器 (チョッパ)

示す。

$$e_g = \frac{4 E_g}{\pi} \left( \sin \omega_e t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega_e t + \dots \right) \quad (3.9)$$

したがって変調器の出力電圧  $e$  は次式となる。

$$e = \frac{K_m \pi}{4 E_g} (E_\phi - E_\omega) e_g = K_m (E_\phi - E_\omega) \cdot \left( \sin \omega_e t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega_e t + \dots \right) \quad (3.10)$$

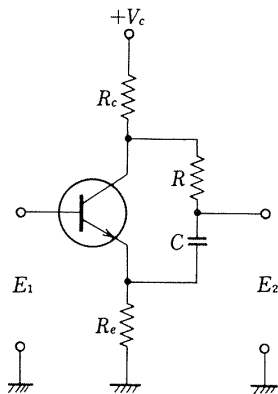
ここに  $K_m$  は変調感度である。

式 (3.10) は信号成分 ( $E_\phi - E_\omega$ ) に比例した振幅を有する振幅変調波であることを示している。なお式 (3.10) の第 3, 5, ... の高調波を除くことは容易である。一般に、これらの高調波の存在はモータの効率を下げることになる。

この変調器の出力電圧は二つに分割され、一つは直接に他の一つは図 10 の  $\pi/2$  移相器を通り対称二相電圧を生ずる。これが出力抵抗  $0.5 \Omega$  の電力増幅器で増幅され、図 11 で示すドラッグカップ型ジャイロモータを駆動する。このモータ軸受には図 12 で示すようなプラスチックを利用した動圧空気軸受<sup>7)</sup>を使った。次にこれらの定数を示す。

(a) モータ部

ドラッグカップ外径:  $58 \text{ mm}\phi$ , 内径:  $55.7 \text{ mm}\phi$ , 固定子外径:  $55.5 \text{ mm}\phi$ , 厚さ:  $12 \text{ mm}$ , 継鉄外径:  $65$

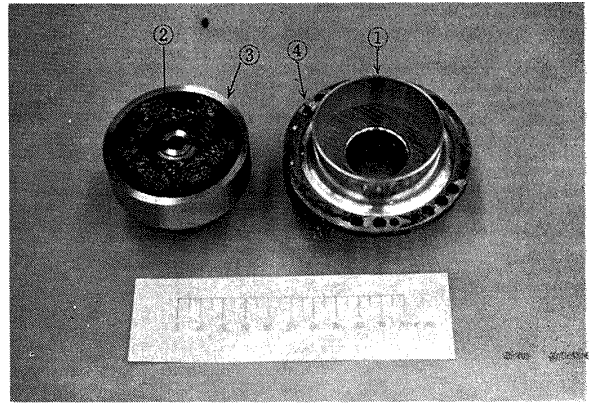


$$R_c = R_e \ll R = 1/\omega_e C$$

$$R_c = R_e = 2 \text{ k}\Omega \quad R = 40 \text{ k}\Omega$$

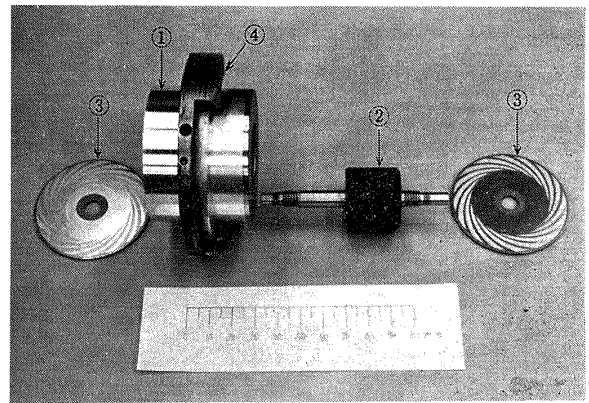
$$C = 0.01 \mu\text{F}$$

図10  $\pi/2$  移相器



- ① ドラッグカップ
- ② 固定子
- ③ 継鉄
- ④ 回転子質量

図11 ドラッグカップ型ジャイロモータ



- ① ドラッグカップ
- ② ジャーナル固定軸
- ③ スラスト軸受
- ④ 回転子質量

図12 モータに使った動圧空気軸受

mm $\phi$ , 内径:  $58.2 \text{ mm}\phi$ , 固定子重さ:  $335 \text{ g}$ , 回転子慣性性能率:  $4.8 \text{ kg}\cdot\text{cm}^2$ , 空隙磁束密度:  $300 \text{ G}(10 \text{ V})$ , モータ型式: 外部回転子ドラッグカップ型誘導電動機, 2相, 6機,  $400 \text{ Hz}$ ,  $10 \text{ V}$ , 入力  $20 \text{ W}$ ,  $2400 \text{ rpm}$

(b) 軸受部

(i) ジャーナル軸受 軸外径:  $27 - 0.01 \text{ mm}\phi$ , 軸受長さ:  $24.5 \text{ mm}$ , 軸受スキマ: 半径で  $5 \mu$

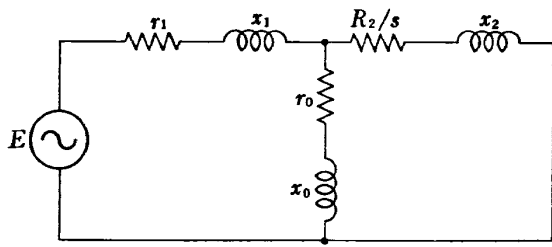
(ii) スラスト軸受 渦巻き溝部外径:  $53 \text{ mm}\phi$ , 溝部内径:  $36 \text{ mm}\phi$ , 溝深さ:  $15 \mu$ , 溝角度 (円周に対し):  $20^\circ$ , 溝本数:  $16$ , 溝幅 (外周):  $6 \text{ mm}$ , 軸受スキマ:  $5 \mu$ , ハイオイレスレジンコーティング厚さ:  $0.1 \text{ mm}$ .

(iii) 軸受重さ (支持体を含む):  $157 \text{ g}$

ドラッグカップ型誘導電動機の等価回路および特性解析は未だ解明されていない。したがって、これらを次に解明し、試作品についての各定数を求める。

(1) 等価回路の誘導

一般の二相誘導電動機の一相あたりの等価回路は図



$r_1 + jx_1$  : 一次洩漏インピーダンス  
 $r_0 + jx_0$  : 励磁インピーダンス  
 $r_2 + jx_2$  : 二次洩漏インピーダンス  
 $s$  : すべり

図 13 誘導電動機の等価回路

13 で示される。しかしここで対象とされるドラッグカップ型誘導電動機は次の点が一般のものと異なっている。

(a) 回転子が平滑な導体である関係上、固定子溝に基づく局部電流が流れるため、それによる渦電流損が大きい。また溝の影響で回転方向と反対向きのトルクが生ずる。

(b) 二次抵抗が比較的大きい

(c) 回転子が非磁性体であるために回転子リアクタンスが小さく、一次漏洩リアクタンスが幾分か小さい。

(d) 固定子と継鉄の間の空隙が大きいため励磁インピーダンスが小さい。

以上のうち (a) の理由によって一般の誘導電動機で行なわれている同期ワットを使ったトルク解析ができなく、且つすべり  $s$  が 0 の状態では負のトルクが作用する<sup>9),10)</sup>。また (b), (c) の理由によって電動機としてのダンピングが小さい。さらに (d) の理由によって効率が小さいことになる。

以上のことを考慮した等価回路を図 (14) に示す。図 (14) で  $-R_0$  はすべり  $s$  が 0 の状態での負トルクに関する抵抗である。また  $r_2$  は起動時におけるトルクいわゆる同期ワットに無関係な損失抵抗を示す。いまトルクに関する抵抗  $-R_0/(1-s)$ ,  $R_2/s$  を次式のように分割する。

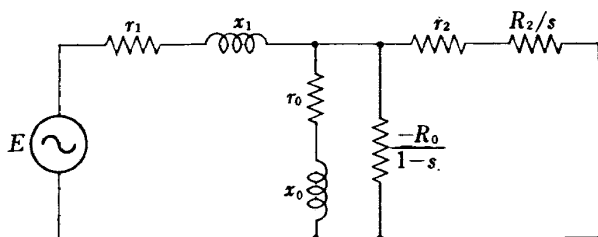


図 15 ドラッグカップ型モータの等価回路

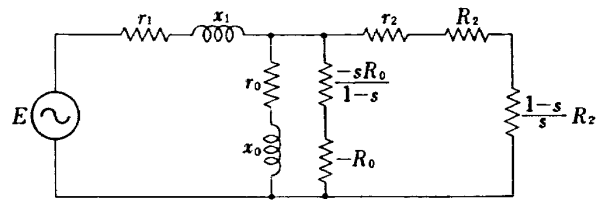


図 15 トルク計算のための等価回路

$$\left. \begin{aligned} -\frac{R_0}{1-s} &= -\frac{sR_0}{1-s} - R_0 \\ \frac{R_2}{s} &= R_2 + \frac{(1-s)R_2}{s} \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

以上を図示すると図 15 のようになる。

式 (3.11) の第 1 式右辺第 1 項は固定子溝に基づく高調波磁界によって回転子内に消費されるエネルギーに対応する抵抗であり、この高調波磁界は回転子に固定した座標でながめた場合、回転子の回転方向と反対方向に回転しているものであり、したがって負トルクを生ずることになる。また第 2 項は負の機械的出力、ここでは機械的入力を示す抵抗である。さらに第 2 式右辺第 1 項は基本波回転磁界によって回転子内に消費されるエネルギーに対応した抵抗であり、第 2 項は機械的出力を示す抵抗である。

これらの定数は次のように実験的に求められる。

(a) 静止外部鉄心(継鉄)およびドラッグカップ回転子を取り去った場合の固定子インピーダンス  $Z_1 = |Z_1| \angle \varphi_1 (= r_1 + jx_1)$  を測定する。

したがって

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= |Z_1| \cos \varphi_1 \\ x_1 &= |Z_1| \sin \varphi_1 \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

(d) 静止外部鉄心(継鉄)を取り付け、ドラッグカップ回転子を除いた状態における入力インピーダンス  $Z_i = |Z_i| \angle \varphi_i = Z_1 + Z_0$  ( $Z_0 = r_0 + jx_0$ ) を測定する。

したがって

$$Z_0 = Z_i - Z_1 = |Z_i| \cos \varphi_i + j|Z_i| \sin \varphi_i - r_1 - jx_1 \quad (3.13)$$

ゆえに

$$\left. \begin{aligned} r_0 &= |Z_i| \cos \varphi_i - r_1 \\ x_0 &= |Z_i| \sin \varphi_i - x_1 \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

(c) ジャイロモータを最終の状態に組み立てた状態において、回転子を拘束 ( $s=1$ ) した場合の起動トルク  $T_1$ , 入力インピーダンス  $Z_i$  およびそのときの入力電流  $I$  を測定する。

したがって図 15 を参照してトルク  $T$  は

$$\omega_m T = \omega_m T_0 + \omega_m T_2 = 2 \left\{ -|I_0|^2 R_0 + |I_2|^2 \frac{(1-s)}{s} R_2 \right\} \quad (3.15)$$

ゆえに

$$T = 2 \frac{-|I_0|^2 R_0 + |I_2|^2 \frac{1-s}{s} R_2}{(1-s)\omega_s}$$

$$= 2 \frac{-|I_0|^2 \frac{R_0}{1-s} + |I_2|^2 \frac{R_2}{s}}{\omega_s} \quad (3.16)$$

$s=1$  とし、図 15 から  $I_0=0$  となることに留意して

$$T_1 = 2 \frac{|I_2|^2 R_2}{\omega_s} = \frac{2 R_2}{\omega_s} \left| I - \frac{E - I Z_1}{Z_0} \right|^2 \quad (3.17)$$

ここに

$\omega_m$ : 回転子の角速度

$\omega_s$ : 回転磁界の角速度

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s}$$

$I_0$ : 抵抗  $R_0/(1-s)$  を通る電流

$I_2$ : インピーダンス  $Z_2$  を通る電流

したがって式 (3.17) より

$$R_2 = \frac{\omega_s T_1}{2 \left| I - \frac{E - I Z_1}{Z_0} \right|^2} \quad (3.18)$$

また

$$Z_i = \frac{E}{I} = Z_1 + \frac{1}{Y_0 + G_2} \quad (3.19)$$

ゆえに、以上の測定誤差によって生ずる  $G_2$  の位相角が小さいとして

$$G_2 = \frac{1}{Z_i - Z_1} - Y_0 \doteq \left| \frac{1}{Z_i - Z_1} - Y_0 \right| \quad (3.20)$$

したがって

$$r_2 = \frac{1}{\left| \frac{1}{Z_i - Z_1} - Y_0 \right|} - R_2 \quad (3.21)$$

ここに

$$\left. \begin{aligned} Y_0 &= \frac{1}{Z_0} = \frac{1}{r_0 + jx_0} \\ G_2 &= \frac{1}{r_2 + R_2} \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

(d) 無負荷動作状態 (動圧空気軸受のギャップを大きくして動作させた状態) におけるすべり  $s_1$  を測定する。

この場合、そのときの  $I_0, I_2$  を使い式 (3.16) を参照して次式が成立する。

$$\frac{-|I_0|^2 \frac{R_0}{1-s_1} + |I_2|^2 \frac{R_2}{s_1}}{\omega_s} = 0 \quad (3.23)$$

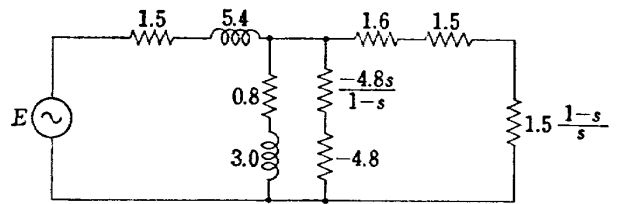
また図 15 から

$$\frac{|I_2|^2}{|I_0|^2} = \left( \frac{\frac{R_0}{1-s_1}}{r_2 + \frac{R_2}{s_1}} \right)^2 \quad (3.24)$$

したがって

$$R_0 = \frac{(1-s_1)(s_1 r_2 + R_2)^2}{s_1 R_2} \quad (3.25)$$

以上の方法で試作電動機の各定数を求めて図 16 を得る。なおこの試作電動機の仕様は試作ジャイロのジャイロモータとしてのものである。



単位:  $\Omega$   
図 16 試作モータの定数

(2) 伝達関数の導出

図 15 から同期化時 ( $s=s_r$ ) の入力インピーダンスは次式で与えられる。

$$Z = Z_1 + \frac{1}{Y_0 + G_0 + G_2'} = r_1 + jx_1 + \frac{1}{\frac{1}{r_0 + jx_0} + G_{02}}$$

$$= r_1 + jx_1 + \frac{r_0 + jx_0}{1 + r_0 G_{02} + jx_0 G_{02}}$$

$$= r_1 + jx_1 + r_{02} + jx_{02}$$

$$= (r_1 + r_{02}) + j(x_1 + x_{02}) \doteq r_e + j\omega_e L_e \quad (3.26)$$

ここに

$$G_0 = \frac{1-s_r}{-R_0}$$

$$G_2' = \frac{1}{r_2 + \frac{R_2}{s_r}}$$

$$G_{02} = \left( \frac{-R_0}{1-s_r} \parallel r_2 + \frac{R_2}{s_r} \right)^{-1} = \frac{r_2 + \frac{R_2}{s_r} - \frac{R_0}{1-s_r}}{-\left( r_2 + \frac{R_2}{s_r} \right) \frac{R_0}{1-s_r}}$$

$$r_{02} = \frac{r_0(1+r_0 G_{02}) + x_0^2 G_{02}}{(1+r_0 G_{02})^2 + x_0^2 G_{02}^2}$$

$$x_{02} = \frac{x_0(1+r_0 G_{02}) - r_0 x_0 G_{02}}{(1+r_0 G_{02})^2 + x_0^2 G_{02}^2}$$

$$r_e = r_1 + r_{02}$$

$$L_e = \frac{x_1 + x_{02}}{\omega_e} \quad (3.27)$$

$\omega_e$ : モータ駆動用電源の角周波数

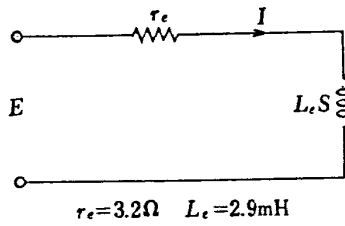


図 17 簡易等価回路

ゆえに入力インピーダンス関数  $Z(S)$  として式 (3.26) から

$$Z(S) = r_e + L_e S \quad (3.28)$$

したがって入力アドミッタンス関数  $Y(S)$  は

$$Y(S) = \frac{1}{r_e + L_e S} \quad (3.29)$$

式 (3.29) はごく近似的には等価抵抗  $r_e$  とインダクタンス  $L_e$  を導入することによって一次遅れで表わされることを示している。したがって式 (3.28) と図 16 から図 17 を得る。

## 4. 特性解析

### 4.1 動特性の解析

この同期化制御系において、同期化時におけるモータ速度は基準発振器の周波数に対応する値を中心にして変動する。すなわち一般に減衰振動をする。またモータの位置角は基準発振器の位相角と負荷トルクに關係する移動角(内部相差角ともいう)で定まる値を中心にして変動する。したがって、ピックアップの出力電圧は一定の振幅をもった周波数変調波であることがわかる。またモータ固定子巻線に供給される電圧は、モータ駆動周波発振器の周波数を持ち、その振幅は速度および位相検出部からの電圧によって変調を受けるいわゆる振幅変調波であることがわかる。したがってここで問題とする動特性とは、それらの系を伝達する変調波いわゆる信号波に対する伝達関数であって搬送波もしくはその要素自体の伝達関数ではないことに注意を要する<sup>11)</sup>。以下、主だった要素についてこれを求める。なお以下の周波数変調と振幅変調を含む AC キャリヤ制御系の解析は従来なされたものが見あたらない。

#### 4.1.1 周波数弁別器

同期化時におけるジャイロモータ回転子の位置角  $\phi$  が次式で示されるものと仮定する。

$$\phi = \omega_r t + \theta_m \sin pt \quad (4.1)$$

したがってピックアップの出力電圧  $e_p$  は次式となる。

$$e_p = E_p \cos 2\phi = E_p \cos(2\omega_r t + 2\theta_m \sin pt) \quad (4.2)$$

式 (4.2) は回転角速度の 2 倍の角周波数をもっていることを示し、且つ回転子位置が  $2\omega_r t$  を中心にして正弦的に変動していることを示している。かような電圧が図 4 に示す周波数特性をもった周波数弁別器に入った場合、出力電圧の振幅の変動分いわゆる信号波成分対周波数の変動分の比、すなわち信号に対する伝達関数を次にもとめる。

式 (4.1) から  $\dot{\phi}$  として次式を得る。

$$\begin{aligned} \dot{\phi} &= \frac{d\phi}{dt} = 2\omega_r + 2\theta_m p \cos pt = \omega_0 + \phi_d p \cos pt \\ &= \omega_0 + \omega_d \cos pt \end{aligned} \quad (4.3)$$

ここに

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 &= 2\omega_r \\ \phi_d &= 2\theta_m \\ \omega_d &= \phi_d p = 2\theta_m p \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

式 (4.4) を式 (4.2) に代入して式 (4.2) は次のようになる<sup>12)</sup>。

$$\begin{aligned} e_p &= E_p \cos(\omega_0 t + \phi_d \sin pt) \\ &= E_p \{ \cos(\phi_d \sin pt) \cos \omega_0 t \\ &\quad - \sin(\phi_d \sin pt) \sin \omega_0 t \} \end{aligned} \quad (4.5)$$

ところで

$$\left. \begin{aligned} \cos(\phi_d \sin pt) &= J_0(\phi_d) + 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n}(\phi_d) \cos 2npt \\ \sin(\phi_d \sin pt) &= 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\phi_d) \sin(2n+1)pt \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

ここに  $J_k(\phi_d)$ :  $\phi_d$  を Argument とする  $k$  次の第 1 種 Bessel 関数

ゆえに式 (4.5) は

$$\begin{aligned} e_p &= E_p J_0(\phi_d) \cos \omega_0 t + E_p \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\phi_d) \\ &\quad \times \{ \cos(\omega_0 + 2np)t + \cos(\omega_0 - 2np)t \} \\ &\quad + E_p \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\phi_d) [ \cos\{\omega_0 + (2n+1)p\}t \\ &\quad - \cos\{\omega_0 - (2n+1)p\}t ] \\ &= E_p \{ J_0(\phi_d) \cos \omega_0 t + J_1(\phi_d) \cos(\omega_0 + p)t \\ &\quad - J_1(\phi_d) \cos(\omega_0 - p)t + \dots \} \end{aligned} \quad (4.7)$$

式 (4.7) は無数の側帯波を有している。したがってこれらを全部含めた解析はいたって複雑となる。しかしジャイロモータを同期化制御する場合、一般的に  $\phi_d$  を 1 rad より十分小さくする。また簡単化のためにも以下  $\phi_d \ll 1$  ( $\omega_d \ll p$ ) として解析する。

したがって  $J_0(\phi_d) \doteq 1$ ,  $J_1(\phi_d) \doteq \phi_d/2$  となり次式を得る。

$$e_p = E_p \left\{ \cos \omega_0 t + \frac{\phi_d}{2} \cos(\omega_0 + p)t - \frac{\phi_d}{2} \cos(\omega_0 - p)t \right\} \quad (4.8)$$

式 (4.8) は搬送波と二つの側帯波からなることを示し、これは、一般のキャリア・サーボにおける被変調波と比較した場合、搬送波の存在と二つの側帯波が互いに位相角を  $\pi$  だけ異にしていることが異なっている。

さて周波数弁別器 それ自体の伝達関数  $G(S)$  は式 (3.1) で与えられ、それを再掲して

$$G(S) = -\frac{S}{mS^2 + rS + k} \quad (3.1)$$

ここに  $m$  は慣性係数、 $r$  は抵抗係数、 $k$  は剛性係数であり  $\sqrt{k/m} = \omega_n > \omega_0$  である。

式 (4.8) の右辺第 1 項で示される搬送波が式 (3.1) で示される伝達関数をもったものを通過した場合の出力を求めると  $S = j\omega_0$  として式 (3.1) は

$$G(j\omega_0) = -\frac{1}{r + j\left(\omega_0 m - \frac{k}{\omega_0}\right)} = -\frac{1}{\sqrt{r^2 + \left(\omega_0 m - \frac{k}{\omega_0}\right)^2}} e^{-j \tan^{-1} \frac{\left(\omega_0 m - \frac{k}{\omega_0}\right)}{r}} \quad (4.9)$$

したがって出力電圧  $e_0$  は

$$e_0 = -E_p G_0 \cos(\omega_0 t - \varphi_0) \quad (4.10)$$

ここに

$$G_0 = \frac{1}{\sqrt{r^2 + \left(\omega_0 m - \frac{k}{\omega_0}\right)^2}} \quad (4.11)$$

$$\varphi_0 = \tan^{-1} \left( \frac{\omega_0 m - \frac{k}{\omega_0}}{r} \right)$$

また側帯波に対する伝達関数は式 (3.1) で  $S = j(\omega_0 \pm p)$  として

$$G_0\{j(\omega_0 \pm p)\} = -\frac{1}{jm(\omega_0 \pm p) + r + \frac{k}{j(\omega_0 \pm p)}} = \frac{1}{j\omega_0 m \pm jp m + r + \frac{k}{j\omega_0} \left(1 \mp \frac{p}{\omega_0}\right)} = -\frac{1}{r + j\left(\omega_0 m - \frac{k}{\omega_0}\right) \pm j\left(pm \pm \frac{pk}{\omega_0^2}\right)}$$

$$= -\frac{1}{\left\{r + j\left(\omega_0 m - \frac{k}{\omega_0}\right)\right\} \left\{1 \pm \frac{j\left(pm \pm \frac{pk}{\omega_0^2}\right)}{r + j\left(\omega_0 m - \frac{k}{\omega_0}\right)}\right\}} = -\frac{G_0}{1 \pm p(\varepsilon + j\tau)} e^{-j\varphi_0} = G_0\{1 \mp p(\varepsilon + j\tau)\} e^{-j\varphi_0} = -G_0(1 \mp p\varepsilon) e^{-j(\varphi_0 \pm p\tau)} = -(G_0 \mp \alpha p) e^{-j(\varphi_0 \pm p\tau)} \quad (4.12)$$

ここに

$$\varepsilon = \frac{\left(m \pm \frac{k}{\omega_0^2}\right) \left(\omega_0 m - \frac{k}{\omega_0}\right)}{r^2 + \left(\omega_0 m - \frac{k}{\omega_0}\right)^2} \quad (4.13)$$

$$\tau = \frac{r \left(m \pm \frac{k}{\omega_0^2}\right)}{r^2 + \left(\omega_0 m - \frac{k}{\omega_0}\right)^2}$$

$$\alpha = G_0 \varepsilon$$

なお、この  $\alpha$ 、 $\tau$  は式 (3.1) の伝達関数の角周波数  $\omega$  に対する利得および位相特性を  $G(\omega)$  および  $\varphi(\omega)$  とした場合、次式で示されるいわゆる利得傾度および遅延時間のことである

$$\alpha = -\left\{ \frac{dG(\omega)}{d\omega} \right\}_{\omega_0} \quad (4.14)$$

$$\tau = -\left\{ \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \right\}_{\omega_0}$$

したがって、二つの側帯波の出力電圧  $e_{\pm p}$  は

$$e_{\pm p} = -\frac{E_p \phi_d}{2} [(G_0 - \alpha p) \cos\{(\omega_0 + p)t - \varphi_0 - p\tau\} - (G_0 + \alpha p) \cos\{(\omega_0 - p)t - \varphi_0 + p\tau\}] = -\frac{E_p \phi_d}{2} [G_0\{\cos\{(\omega_0 + p)t - \varphi_0 - p\tau\} - \cos\{(\omega_0 - p)t - \varphi_0 + p\tau\}\} - \alpha p\{\cos\{(\omega_0 + p)t - \varphi_0 - p\tau\} + \cos\{(\omega_0 - p)t - \varphi_0 + p\tau\}\}] = -E_p \phi_d \{-G_0 \sin p(t - \tau) \cdot \sin(\omega_0 t - \varphi_0) - \alpha p \cos p(t - \tau) \cdot \cos(\omega_0 t - \varphi_0)\} \quad (4.15)$$

ゆえに周波数弁別器の出力電圧  $e_d$  は式 (4.10) と式 (4.15) を加え合わせて次式を得る。

$$e_d = -E_p G_0 \{\cos(\omega_0 t - \varphi_0) - \phi_d \sin p(t - \tau) \cdot \sin(\omega_0 t - \varphi_0) + E_p \phi_d \alpha p \cos p(t - \tau) \cdot \cos(\omega_0 t - \varphi_0)\} = -E_p G_0 \left[ \left\{ 1 - \frac{\phi_d \alpha p}{G_0} \cos p(t - \tau) \right\} \cos(\omega_0 t - \varphi_0) - \phi_d \sin p(t - \tau) \cdot \sin(\omega_0 t - \varphi_0) \right] = -E_p G_0 \sqrt{\left\{ 1 - \frac{\phi_d \alpha p}{G_0} \cos p(t - \tau) \right\}^2 + \phi_d^2 \sin^2 p(t - \tau)}$$

$$\begin{aligned} & \times \cos \left\{ \omega_0 t - \varphi_0 + \tan^{-1} \left( \frac{\phi_d \sin p(t-\tau)}{1 - \frac{\phi_d \alpha p}{G_0} \cos p(t-\tau)} \right) \right\} \\ & \doteq -E_p G_0 \left\{ 1 - \frac{\phi_d \alpha p}{G_0} \cos p(t-\tau) \right\} \\ & \times \cos \{ \omega_0 t - \varphi_0 + \phi_d \sin p(t-\tau) \} \quad (4.16) \end{aligned}$$

式 (4.16) で表わされる電圧を振幅検波した場合、その検波出力電圧の信号成分  $e_s$  は次式で示される。

$$e_s = K_d E_p \alpha p \cos p(t-\tau) \quad (4.17)$$

ここに  $K_d$ : 検波感度

さて式 (4.2) のように位相角の変化分は  $\phi_d \sin pt$  であった。これが、周波数弁別器を通すことによって式 (4.17) のようになった。この電圧は振幅が  $p$  に比例し、位相角が  $\pi/2$  進み、さらに時間  $\tau$  での遅れが生ずることがわかる。したがって信号成分に対する伝達関数または動特性を  $G_d(S)$  とし次式を得る。

$$G_d(S) = K_d E_p \alpha S e^{-\tau S} \quad (4.18)$$

ジャイロモータのダンピング制御系の一要素として式 (4.18) の伝達関数が入ることを考えれば、なるべく  $\tau_d$  を小さくする必要がある。これは、 $Q$  の小さいアクチブフィルタを使うことを意味し、検波感度を下げることになる。また、図 4 で  $\omega_n - \omega_0 < p$  なる  $p$  では  $p$  が大きくなるにしたがって  $\alpha$  が飽和することを示し、ハンチングの固有振動数があまり高いとダンピングの効果が低減することを意味する。したがって常に  $\omega_n - \omega_0 > p$  となるように  $\omega_n$  を決定する必要がある。

以上のことは FM 放送の受信機に使われる周波数弁別器の特性としては、 $\omega_0 \pm \omega_d$  の範囲において  $\alpha$ ,  $\tau$  が一定でありさえすれば信号に歪を生じなく使命を全うできるのと趣きを異にしている。また、以上のことはダンピングを目的とした周波数弁別器を設計する上で特に重要となるものである。

したがって  $\tau$  の値の決定は弁別感度と動特性の見地から定まるものであり  $\tau p \ll 1$  とする必要がある。このような  $\tau$  を採用することによって式 (4.18) は  $\tau = \tau_d$  として次式となる。

$$G_d(S) \doteq K_d' S (1 - \tau_d S) \quad (4.19)$$

ここに  $K_d' = K_d E_p \alpha$

試作品についてのこの遅延時間  $\tau_d$  は図 4 の  $\varphi$  特の傾斜より  $2.8 \text{ ms}$  となる。

#### 4.1.2 同期検波用前置フィルタ

フィルタの伝達関数  $G(S)$  は式 (3.1) で与えられる。

$$G(S) = -\frac{S}{mS^2 + rS + k} \quad (3.1)$$

ここに慣性係数  $m$  と剛性係数  $k$  で定まる固有角周波数  $\omega_n = \sqrt{k/m}$  は搬送角周波数  $\omega_0$  に等しくしてあることが周波数弁別器の場合と異なっている。

式 (4.8) の右辺第 1 項で示される搬送波が式 (3.1) で示される伝達関数をもったものを通過した場合の出力電圧  $e_0$  を求めるため  $S = j\omega_0$  として式 (3.1) は

$$G(j\omega_0) = -\frac{j\omega_0}{-\omega_0^2 m + j\omega_0 r + k} = -\frac{1}{r} \quad (4.20)$$

したがって出力電圧  $e_0$  は式 (4.8) の第 1 項より

$$e_0 = -\frac{E_p}{r} \cos \omega_0 t \quad (4.21)$$

また側帯波に対する伝達関数は式 (3.1) で  $S = j(\omega_0 \pm p)$  として

$$\begin{aligned} G\{j(\omega_0 \pm p)\} &= -\frac{1}{jm(\omega_0 \pm p) + r + \frac{k}{j(\omega_0 \pm p)}} \\ &\doteq -\frac{1}{jm\omega_0 \pm jmp + r + \frac{k}{j\omega_0} \left(1 \mp \frac{p}{\omega_0}\right)} \\ &= -\frac{1}{\pm jmp + r \pm jmp} = -\frac{1}{\pm 2jmp + r} \\ &= -\frac{1}{r\sqrt{1 + (p\tau)^2}} e^{\mp j\varphi} \quad (4.22) \end{aligned}$$

ここに

$$\left. \begin{aligned} \tau &= \frac{2m}{r} \\ \varphi &= \tan^{-1} p\tau \end{aligned} \right\} \quad (4.23)$$

したがって、二つの側帯波の出力電圧  $e_{\pm p}$  は式 (4.8) に留意して

$$\begin{aligned} e_{\pm p} &= -\frac{E_p \phi_d}{2} \frac{1}{r\sqrt{1 + (p\tau)^2}} [\cos\{(\omega_0 + p)t - \varphi\} \\ &\quad - \cos\{(\omega_0 - p)t + \varphi\}] \\ &= E_p \phi_d \frac{1}{r\sqrt{1 + (p\tau)^2}} \sin(pt - \varphi) \sin \omega_0 t \quad (4.24) \end{aligned}$$

ゆえに、フィルタの出力電圧  $e_f$  は式 (4.21) と式 (4.24) を加え合わせて

$$\begin{aligned} e_f &= -\frac{E_p}{r} \left\{ \cos \omega_0 t - \frac{\phi_d}{\sqrt{1 + (p\tau)^2}} \sin(pt - \varphi) \cdot \sin \omega_0 t \right\} \\ &= -\frac{E_p}{r} \sqrt{1 + \frac{\phi_d^2}{1 + (p\tau)^2}} \cos \left\{ \omega_0 t \right. \\ &\quad \left. + \tan^{-1} \frac{\phi_d}{\sqrt{1 + (p\tau)^2}} \sin(pt - \varphi) \right\} \\ &\doteq -\frac{E_p}{r} \cos \left\{ \omega_0 t + \frac{\phi_d}{\sqrt{1 + (p\tau)^2}} \sin(pt - \varphi) \right\} \quad (4.25) \end{aligned}$$

式 (4.25) で表わされる電圧を、基準電圧を  $E_r \sin \omega_0 t$

として同期検波した場合、その検波出力電圧の信号成分  $e_s$  は式 (3.6) の右辺第1項、(4.23) に留意して次式となる。

$$e_s = \frac{K_p E_p \phi_a}{r \sqrt{1+(p\tau)^2}} \sin(pt - \tan^{-1} p\tau) \quad (4.26)$$

ここに  $K_p$ : 同期検波器の検波感度

さて式 (4.2) のように位相変化は  $\phi_a \sin pt$  であった。これが、フィルタを通し、同期検波することによって式 (4.26) のようになった。これは、フィルタが次式で示す伝達関数  $G_f(S)$  をもっていることを示している。

$$G_f(S) = K_f \frac{1}{1+\tau S} \quad (4.27)$$

ここに  $K_f = \frac{E_p \phi_a}{r}$ : フィルタの利得

式 (4.27) より、フィルタの動特性は一次遅れで示されることがわかる。したがって  $\tau$  をある程度小さくする必要がある。これは、フィルタの共振尖鋭度  $Q$  を小さくすることを意味し、湧波能率を下げることになる。かように  $\tau$  を小さくし  $\tau \ll 1$  とすることによって式 (4.27) は  $\tau = \tau_f$  として

$$G_f(S) = K_f(1-\tau_f S) \quad (4.28)$$

試作品の定数を求めると図6の  $\varphi$  特性の傾斜より 22 ms となる。

#### 4.1.3 ドラッグカップ型モータ

##### (1) モータトルク

いまモータ端子電圧  $e$  を式 (4.8) を参照して次式と仮定する。

$$\begin{aligned} e &= (A + k \cos pt) \cos \omega_e t \\ &= A \cos \omega_e t + k \cos pt \cdot \cos \omega_e t \\ &= A \cos \omega_e t + \frac{k}{2} \cos(\omega_e - p)t + \frac{k}{2} \cos(\omega_e + p)t \end{aligned} \quad (4.29)$$

式 (4.29) で示される電圧が図 18 のような周波数特性をもった伝達関数を通った場合、その出力電流  $i$  は次式で示される。

$$\begin{aligned} i &= G_0 A \cos(\omega_e t + \varphi_0) \\ &\quad + (G_0 + \alpha p) \frac{k}{2} \cos\{(\omega_e - p)t + \varphi_0 + \tau p\} \\ &\quad + (G_0 - \alpha p) \frac{k}{2} \cos\{(\omega_e + p)t + \varphi_0 - \tau p\} \\ &= A G_0 \cos(\omega_e t + \varphi_0) + \frac{k}{2} G_0 \cos\{\omega_e t + \varphi_0 - p(t - \tau)\} \\ &\quad + \frac{k}{2} G_0 \cos\{\omega_e t + \varphi_0 + p(t - \tau)\} \\ &\quad + \frac{k}{2} \alpha p \cos\{\omega_e t + \varphi_0 - p(t - \tau)\} \end{aligned}$$

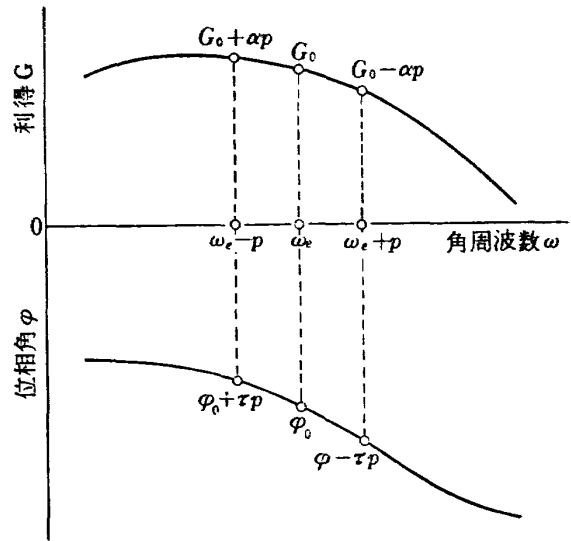


図 18 伝達関数の周波数特性

$$\begin{aligned} & -\frac{k}{2} \alpha p \cos\{\omega_e t + \varphi_0 + p(t - \tau)\} \\ &= G_0 \{A + k \cos p(t - \tau)\} \cos(\omega_e t + \varphi_0) \\ &\quad + k \alpha p \sin p(t - \tau) \cdot \sin(\omega_e t + \varphi_0) \\ &= G_0 \sqrt{\{A + k \cos p(t - \tau)\}^2 + \{k \alpha p \sin p(t - \tau)\}^2} \\ &\quad \times \cos\left\{\omega_e t + \varphi_0 - \tan^{-1}\left(\frac{k \alpha p \sin p(t - \tau)}{A + k \cos p(t - \tau)}\right)\right\} \\ &\doteq G_0 A \left\{1 + \frac{k}{A} \cos p(t - \tau)\right\} \\ &\quad \times \cos\left\{\omega_e t + \varphi_0 - \frac{k \alpha p}{A} \sin p(t - \tau)\right\} \end{aligned} \quad (4.30)$$

ここに

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= -\left\{\frac{dG(\omega)}{d\omega}\right\}_{\omega_e} \\ \tau &= -\left\{\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}\right\}_{\omega_e} \end{aligned} \right\} \quad (4.31)$$

ただし、ここでは角周波数  $\omega$  に対する振幅特性および位相特性  $\varphi(\omega)$  は  $\omega_e$  近傍において近似的に直線と見なしている。

誘導電動機では、この電流の自乗の平均値  $\bar{i}^2$  に比例したトルク  $T$  を生ずる。したがってトルク係数を  $K_t$ 、トルクの平均値を  $T_0$  として

$$\bar{i}^2 \doteq \frac{G_0^2 A^2}{2} \left\{1 + \frac{2k}{A} \cos p(t - \tau)\right\}$$

ゆえに

$$T_0 = K_t \bar{i}^2 = \frac{K}{2} G_0^2 A^2 + K_t G_0 k \cos p(t - \tau) \quad (4.32)$$

ここに

$$K_t = K G_0 A$$

式 (4.29) からわかるように変調器に入る以前の信号は  $k \cos pt$  であったことを考えて、これに対する平

均トルク  $T_0$  の信号成分の伝達関数または動特性  $G_t(S)$  は式 (4.32) より  $\tau = \tau_t$  として次式を得る。

$$G_t(S) = K_t' e^{-\tau_t S} \quad (4.33)$$

ここに

$$K_t' = K_t G_0$$

なお  $G_0, \tau_t$  は式 (3.29) で  $S = j\omega$  とし、パワー増幅器の出力抵抗を  $r_e$  に加え、それを  $r_e'$  として次式を得る。

$$Y(j\omega) = \frac{1}{r_e' + j\omega L_e} = |Y| e^{-j\varphi} \quad (4.34)$$

ここに

$$\left. \begin{aligned} |Y| &= \frac{1}{\sqrt{r_e'^2 + \omega^2 L_e^2}} \\ \varphi &= \tan^{-1} \frac{\omega L_e}{r_e'} \end{aligned} \right\} \quad (4.35)$$

したがって式 (4.31) の第 2 式を参考にして

$$\left. \begin{aligned} G_0 = |Y| &= \frac{1}{\sqrt{r_e'^2 + \omega^2 L_e^2}} \\ \tau_t &= \left( \frac{d\varphi}{d\omega} \right)_{\omega_e} = \frac{\frac{L_e}{r_e'}}{1 + \left( \frac{\omega_e L_e}{r_e'} \right)^2} \doteq \frac{r_e'}{\omega_e^2 L_e} \end{aligned} \right\} \quad (4.36)$$

以上によりモータ入力電圧に対するモータトルクの信号成分の伝達関数いわゆる動特性は式 (4.31) の第 1 式が示す利得傾度には関係せず、第 2 式が示す遅延時間のみに関係することが判明した。したがってこの遅延時間を小さくするには、 $r_e$  はモータ構造から定まってしまうことを考えれば、 $r_e$  と直列の抵抗すなわちパワー増幅器の出力抵抗を小さくすること、極端に言えば定電圧増幅器を使えばよい。しかし価格の点から考えればある程度の内部抵抗をもつパワー増幅器でも  $\tau_t$  の影響を無視する程度にできるものである。試作品についてこの時定数  $\tau_t$  を求めると、式 (4.36) の第 2 式と図 17 から  $0.18 \text{ ms}$  となる。

(2) 移動角

モータの同期化角速度で回転する座標で眺めた場合、モータ回転子の基準位置角に対する移動角  $\theta$  対トルク  $T$  の伝達関数を次に求める。このモータは誘導電動機であるため、それ自体には同期化力いわゆる復元力が存在しない。また動圧空気軸受を使っている関係上、機械的負荷は、一定トルクと、 $\dot{\theta}$  に比例するところの粘性抵抗によるもの  $R_a \dot{\theta}$  との合成とみなすことができる。このうち一定トルク成分は、それと大きさ等しく向きの反対のモータ駆動力で打消すことができる。したがって伝達関数  $G_m(S) =$  はモータの制動定数  $R_a$  を使って

$$G_m(S) = \frac{\theta(S)}{T(S)} = \frac{1}{JS^2 + RS} \quad (4.37)$$

ここに  $J$ : モータ回転子の慣性能率

$$R = R_a + R_d$$

ただし、この制動定数  $R_d$  はモータのトルク  $T$  対すべり  $s$  の特性から得られるものであり、また  $R_a$  は風損による負荷トルク  $T_a$  対角速度  $\omega_m$  の特性から求められる。すなわち

$$\left. \begin{aligned} R_d &= - \left( \frac{\partial T}{\partial \omega_m} \right)_{\omega_r} = - \left\{ \frac{\partial T}{\partial (1-s)\omega_s} \right\}_{(1-s_r)\omega_s} \\ &= \frac{1}{\omega_s} \left( \frac{\partial T}{\partial s} \right)_{s_r} \\ R_a &= \left( \frac{\partial T_a}{\partial \omega_m} \right)_{\omega_r} \end{aligned} \right\} \quad (4.38)$$

パワー増幅器の出力抵抗を考慮して図 16 より式 (3.15) を使って計算で求めたトルク  $T$  対すべり  $s$  の特性を図 19 に示す。また負荷トルク  $T_a$  対角速度  $\omega_m$  の実測値を図 20 に示す。図の 5V 曲線と図 20 より  $R_d$  として  $0.042 \text{ g}\cdot\text{cm}/\text{rad}/\text{s}$ 、 $R_a$  として  $0.29 \text{ g}\cdot\text{cm}/\text{rad}/\text{s}$  を得る。

4.2 同期化方程式の解析

以上で求めた各部の信号成分に対する伝達関数いわゆる動特性をブロック図に示すと、各係数をまとめ、 $K_\theta, K_\dot{\theta}$  を採用して図 21 を得る。図 21 で  $\theta_0$  は基準位置角であり、これを 0 とする。また  $\dot{\theta}_0$  は設定角速度と同期化角速度との差を示す。

図 21 において動特性の観点からは、遅延時間  $\tau_d, \tau_t$  および時定数  $\tau_f, 1/a, 1/b$  は小さければ小さいほどよいものである。しかしそれぞれ必要とする機能と相反する。したがって、その機能の低下による影響が大きくなる程度になるべく小さくするように設計する必要がある。かようにすることによって図 21 のブ

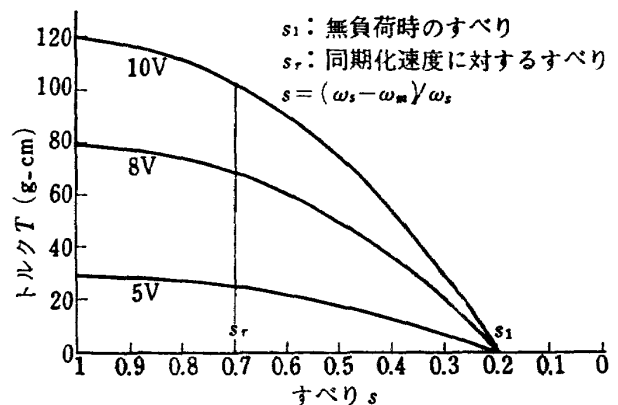
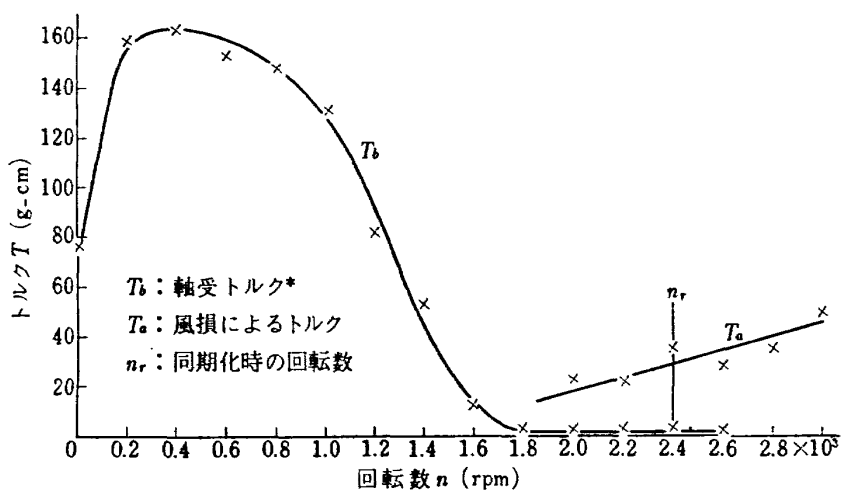


図 19 モータトルク対すべり特性





\* ギャップが大のときのもの

図 20 軸受トルクおよび風損によるトルク

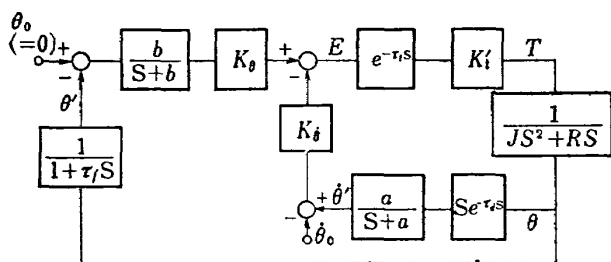
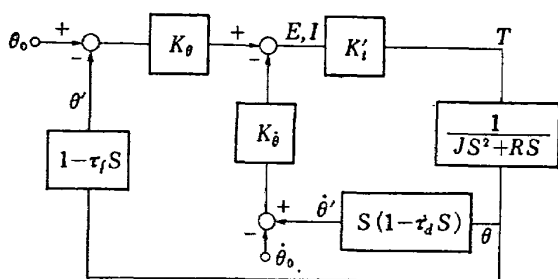


図 21 同期化制御系ブロック図



$\tau_d = 2.8\text{ms}$        $K_i' = 235 \text{ g} \cdot \text{cm}/\text{V}$   
 $K_\theta = 0.07 \text{ V}/\text{rad}/\text{s}$        $J = 4.8 \text{ kg} \cdot \text{cm}^2$   
 $\tau_f = 22\text{ms}$        $R = 0.33 \text{ g} \cdot \text{cm}/\text{rad}/\text{s}$   
 $K_\theta = 0.29 \text{ V}/\text{rad}$

図 22 簡易ブロック図

ブロック図も簡単化され、試作品の定数を入れて図 22 を得る。

図 22 より次式を得る。

$$T = -K_i'K_\theta S(1-\tau_d S)\theta + K_i'K_\theta \dot{\theta}_0 - K_i'K_\theta(1-\tau_f S)\theta \quad (4.39)$$

また一方では次式を得る。

$$T = JS^2\theta + RS\dot{\theta} \quad (4.40)$$

式 (4.39) と式 (4.40) を等しくおいて

$$(J - K_i'K_\theta\tau_d)S^2\theta + (R + K_i'K_\theta - K_i'K_\theta\tau_f)S\dot{\theta} + K_i'K_\theta\theta = K_i'K_\theta\dot{\theta}_0 \quad (4.41)$$

したがって同期化方程式として  $S \rightarrow d/dt$  であることに留意して式 (4.41) は次のようになる。

$$J_e \frac{d^2\theta}{dt^2} + R_e \frac{d\theta}{dt} + K_e\theta = T_0 \quad (4.42)$$

ここに

$$\left. \begin{aligned} J_e &= J - K_i'K_\theta\tau_d \\ R_e &= R + K_i'K_\theta - K_i'K_\theta\tau_f \\ K_e &= K_i'K_\theta \\ T_0 &= K_i'K_\theta\dot{\theta}_0 \end{aligned} \right\} \quad (4.43)$$

なお式 (4.42) は同期化角速度の近傍に対する式であることに注意を要する。したがって式 (4.43) から周波数弁別器の存在がモータ回転子の抵抗係数を大きくしているとともに、その遅延時間  $\tau_d$  が等価的に慣性係数を小さくしていることがわかる。また同期検波器の存在は同期化力を生ずるとともに、その前置フィルタの時定数  $\tau_f$  が等価的に抵抗係数を小さくしていることがわかる。

式 (4.42) で  $t=0$  の時、 $T_0$  を加えた場合の解は、この試作品のようにジャイロモータを目的とするものでは回転子の慣性係数が大きいために一般的に減衰振動となり、よく知られているように次式で与えられる。

$$\theta = \theta_m e^{-\delta t} \sin(pt + \varphi) \quad (4.44)$$

ここに

$$\left. \begin{aligned} \delta &= \frac{R_e}{2J_e} \\ p &= \sqrt{p_n^2 - \delta^2} \end{aligned} \right\} \quad (4.45)$$

$\theta_m, \varphi$ : 積分定数

ただし

$$p_n = \sqrt{\frac{K_e}{J_e}}$$

$t=0$  で  $\theta=0$ ,  $J_e \left( \frac{d\theta}{dt} \right)_{+0} = T_0$  であるため, 式 (4.44) から

$$\left. \begin{aligned} \theta_m \sin \varphi &= 0 \\ J_e (\dot{\theta}_m p e^{-\delta t} \cos(pt + \varphi) \\ &- j \dot{\theta}_m e^{-\delta t} \sin(pt + \varphi)) \Big|_{t=+0} \\ &= J_e (\dot{\theta}_m p \cos \varphi - \delta \dot{\theta}_m \sin \varphi) = T_0 \end{aligned} \right\} \quad (4.46)$$

式 (4.46) から次式を得る。

$$\left. \begin{aligned} \varphi &= 0 \\ \dot{\theta}_m &= \frac{p T_0}{J_e} \end{aligned} \right\} \quad (4.47)$$

したがって移動角の角速度  $\dot{\theta}$  として式 (4.47) を式 (4.44) に代入して次式を得る。

$$\dot{\theta} = \frac{T_0}{p J_e} e^{-\delta t} \sin pt \quad (4.48)$$

ジャイロモータとして要求されることは、モータ速度の変動をでき得る限り小さくすることである。したがって他のサーボ系にみられるように応答性をよくするためにダンピング係数を 0.7 程度に選ぶようなことと異なっている。速度変動を少なくするためには式 (4.48) より  $p J_e$  を大きくし、また  $\delta$  を大きくすることである。ジャイロモータの慣性能率  $J$  はジャイロとしての精度の面からその値が定まってしまう関係上、できる限り  $R_e$ ,  $K_e$  を大きくする必要がある。式 (4.43) から  $R_e$  を大きくするには  $K_\theta$  を、 $K_e$  を大きくするには  $K_\theta$  をそれぞれ大きくすることになる。しかし  $K_\theta$  をあまり大きくすれば  $J_e$  が小さくなり、式 (4.47) より  $\dot{\theta}_m$  が大きくなる。また  $K_\theta$  をあまり大きくすれば  $R_e$  が小さくなる傾向にある。またこれら  $K_\theta$ ,  $K_e$  をあまり大きくすることによってノイズの影響が現われてくる。したがって、弁別器の検波感度、前置フィルタの選択性およびそれらの動特性の見地から  $\tau_d, \tau_f$  の値が大体定まる。このような  $\tau_d, \tau_f$  のもとで  $K_\theta, K_e$  を変え、ハンチングの発生およびノイズの影響が現われない程度にまで大きくすべきである。ここで試作品の定数を代入して  $p_n, \zeta = \delta/p_n$  を計算して次式を得る。

$$\left. \begin{aligned} p_n &\doteq 2\pi \times 0.6 \\ \zeta &\doteq 0.4 \end{aligned} \right\} \quad (4.49)$$

### 5. 実験結果および検討

以下、試作品についての特性を実測し、それと前章

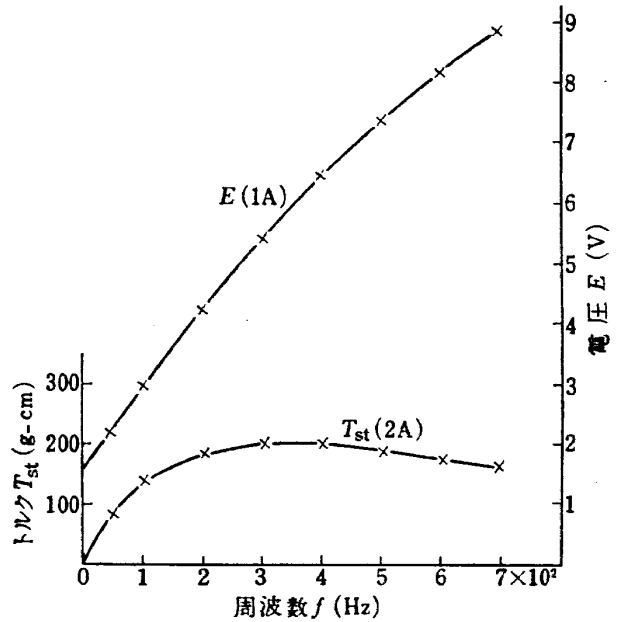


図 23 モータ駆動周波数特性 (カッコ内は電流)

までに行なった解析結果とを比較し、解析理論の妥当性を検討する。

#### (1) モータの駆動周波数に対する特性

モータ回転子を拘束した状態で、400 Hz での一定電流すなわち 2A または 1A の平衡二相の一定電流をモータに流し、駆動周波数を変えた場合の起動トルク  $T_{st}$  および線間電圧  $E$  を図 23 に示す。

図 23 で起動トルク  $T_{st}$  が周波数に対し飽和特性を示しているのは、一次の洩漏リアクタンスが一、二次の抵抗に比し無視できないためである。これは等価回路の誘導のさいに導入したことと一致する。また励磁インピーダンスに比較して一次インピーダンスが大きいことを考えると、このトルク曲線の形はすべり  $s$  に対するトルク特性と大体対応する。したがってこの実測値からも、試作品の等価回路としての図 16 を用いて求めたトルク対すべり特性すなわち図 19 のおおよその正確性がうかがえる。

また図 23 の電圧特性が周波数に対して大きく変化

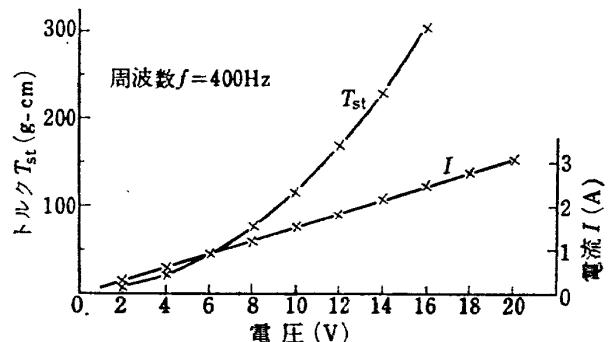


図 24 モータの電圧特性

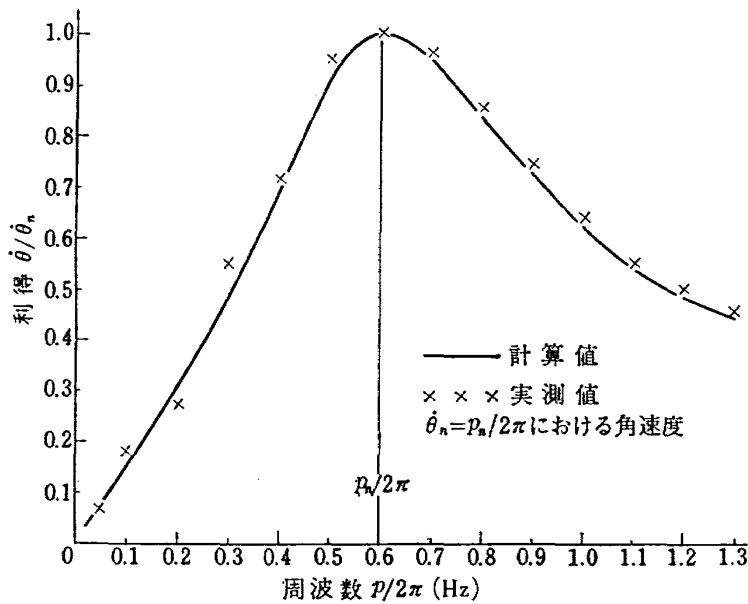


図 25 同期化制御系の周波数特性

していることは、図 17 のインダクタンスによる成分が抵抗に比し大きいことを示している。これは式 (4.36) の近似が正しいことを意味する。

(2) モータの電圧特性

パワー増幅器の入力端子へ 400 Hz の平衡二相電圧を印加し、その電圧を変えた場合、モータ端子電圧に対する起動トルク  $T_{st}$  および線電流  $I$  の変化を図 24 に示す。この場合パワー増幅器の出力抵抗は  $0.5\Omega$  である。

図 24 から起動トルク  $T_{st}$  はほぼ電圧の自乗に比例して変化していることがわかる。また中心電圧 5V に相当した点を基準にとった場合は、その近傍ではほぼ直線変化と見なしてよいことがわかる。このことは式 (4.32) が近似的に正しいことを意味する。

(3) 同期化制御系の周波数特性

同期化制御を行なった状態で、図 22 の  $\theta_0$  として一定の振幅を有する交流電圧すなわちモータへ一定振幅のトルク  $T_0$  を与え、その周波数を変化した場合の周波数弁別器の出力電圧の振幅の変化を図 25 に示す。この伝達関数  $G_s(S)$  は  $d/dt \rightarrow S$  として次式で示される。

$$G_s(S) = \frac{\hat{\theta}'(S)}{T_0(S)} = \frac{S(1 - \tau_{\theta}S)}{J_e S^2 + R_e S + K_e} = \frac{S}{J_e S^2 + R_e S + K_e}$$

$$= \frac{1/J_e}{S + 2\zeta p_n + p_n^2/S} = \frac{1/J_e}{S + p_n/Q + p_n^2/S} \quad (5.1)$$

ここに

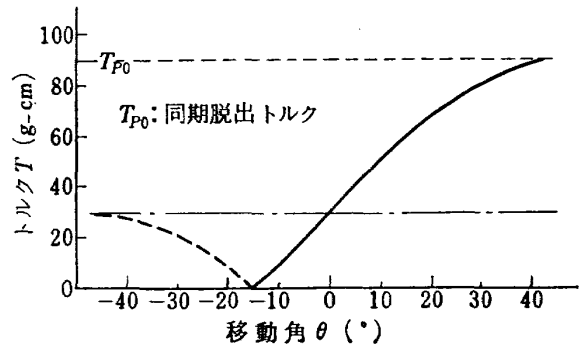


図 26 モータトルク  $T$  対移動角  $\theta$  の特性

$$\left. \begin{aligned} \zeta &= \frac{\delta}{p_n} = \frac{R_e}{2J_e p_n} = \frac{1}{2Q} \\ Q &= \frac{p_n J_e}{R_e} \end{aligned} \right\} (5.2)$$

図 25 から約  $p_n = 2\pi \times 0.6 \text{ rad/s}$ ,  $Q = 1.2$  となる。したがって、 $\zeta$  として 0.417 を得る。これらの値は図 22 から計算で求めたもの、すなわち式 (4.49) と大体一致している。したがって図 22 を使って負荷特性を求めることができる。このことから負荷特性いわゆるトルクと移動角の関係を求めると図 26 を得る。これから同期脱出トルクとして 90 g-cm を得る。

6. むすび

ドラッグカップ型ジャイロモータの同期化制御について研究した結果、次のような結論を得た。

(1) 周波数弁別器と同期検波器を使うことによって、それ自体では同期化力をもたないドラッグカップ型

ジャイロモータを同期化させることが理論的に可能であることがわかり、且つ実験によりこれを証明した。

(2) 周波数弁別器は適当な設計のアクチブフィルタを使うことによって、ノイズの少ないダンピング回路として適当であることが理論および実験でわかった。

(3) 周波数弁別器の動特性は遅延時間を持ち、それを構成するアクチブフィルタの共振尖鋭度  $Q$  を大きくすること、いわゆる弁別感度を上げることによって遅延時間が増すことが理論的に説明できた。

(4) 同期検波用前置フィルタの動特性は一次遅れで表わされ、その共振尖鋭度  $Q$  を大きくすること、いわゆる選択性を向上させるにしたがって時定数が大きくなることが理論的に説明できた。

(5) ドラグカップ型モータの等価回路が理論および実験的に解明された。

(6) 原理的にモータトルク対入力電圧の動特性は遅延時間を持ち、その遅延時間はパワー増幅器の出力抵抗を小さくすることによって、小さくすることができることが理論および実験的に説明できた。

(7) 検波後の残留キャリアの影響は比較的大きいことが実験によってわかった。

(8) 同期脱出トルクが  $90 \text{ g-cm}$ 、固有振動数が、 $0.6 \text{ Hz}$ 、ダンピング係数が  $0.42$  の乱調のない十分な同期化制御系を得た。

(9) 同期化制御系の設計要項を理論および実験結果によって定めた。

報告を終えるにあたり、株式会社北辰電機製作所の内野久則氏、長藺祐光氏ならびに艸野工業株式会社の艸野守男氏に有益な御意見、御援助をいただきました。またその他、いろいろな研究所、会社の多くの方々からの御援助もあったことを付記致します。以上の方々に深く感謝の意を表します。

#### 引用文献

- 1) 山田; 回転駆動振動検出型レートジャイロの研究, 航空宇宙技術研究所報告, TR-259(1972), pp. 1-16
- 2) 山田; 二自由度回転駆動振動検出型ジャイロの研究, 航空宇宙技術研究所報告, TR-290(1972), pp. 1-16
- 3) G.C. Newton, Jr.; Theory and practice in Vibratory Rate Gyros, Control Engineering, Vol. 10, No. 6(1963) pp. 95-99
- 4) W.G. Wing; Fluid Rotor Gyros, Control

Engineering, Vol. 10, No. 3(1963) pp. 105-109

- 5) Joseph Killpatrick; The Laser Gyro, IEEE Spectrum, Vol. 4, No. 10 (1967) pp. 45-55
- 6) J. M. Slater; Exotic Gyros, Control Engineering, Vol. 9, No. 11 (1962) pp. 92-97
- 7) 山田, 内野, 長藺; 動圧空気軸受を使った回転振動型レートジャイロの試作, 第15回宇宙科学技術講演会講演集, 8A9 (1972) pp. 33-36
- 8) Lawrence P. Huelsman; Theory and Design of Active RC Circuits (1968) pp. 152-153, Mc Grow Hill
- 9) 山田; 軸方向の空隙をもったヒステリシス電動機の試作, 第12回自動制御連合講演会講演集, 225 (1969) pp. 205-206
- 10) 山田; 高エネルギー磁石のヒステリシス電動機への応用, 計測自動制御学会論文集, Vol. 8, No. 2 (1972) pp. 132-140
- 11) 加藤, 奥山訳; 交流サーボ機構 (1967) pp. 89-148, 学献社
- 12) A. Hund; Frequency Modulation (1942), Mc Graw Hill

#### 文献抄録

この論文は、ドラッグカップ型ジャイロモータの速度変動を低減させるための同期化制御に関するものである。この同期化制御方式は、アクチブフィルタからなる周波数弁別器を使った速度制御系と、同期検波器を使った位相同期化制御系からなる。ここではその原理、構造、動特性の解析およびそれと試作品による実験結果との比較を示し、その一致をみるとともに設計要項を確立した。

This paper is connected with a study of the synchronizing control of a drag-cup gyro motor for obtaining the speed constant, the motor has a smaller noise source than found in another motors. The synchronizing control system consists of a velocity control system including a frequency discriminator using a active band-pass filter and a phase-lock control system including a phase-sensitive detector. Herein are described the principle of operation, the construction, and the analysis of the dynamic characteristics of components, along with the comparison of the theory and experimental results. The experimental results coincided well with the theoretical results, and the essential points of design are presented.

- |         |   |           |                                     |
|---------|---|-----------|-------------------------------------|
| TR-296  | 航空用ガスタービン燃焼器のライナ壁面の冷却<br>Liner Cooling of the Aeronautical Gas Turbine Combustor  | 1972年8月   | 相波 哲朗                               |
| TR-297  | Green 関数を二次元ラプラス方程式に適用した解法による冷却のタービン翼の温度分布の計算 (境界条件として温度勾配を与える場合)<br>A Calculation of Temperature Distribution by Applying Green's Function to a Two-Dimensional Laplace's Equations. (The Case in which the Temperature Gradients on the Boundary are given) | 1972年8月   | 西村 英明, 白井 弘                         |
| TR-255T | The Study on the Motion of an Artificial Satellite in the Earth's Gravitational Field   | Aug. 1972 | Sumio Takeuchi<br>Koichi Matsushima |
| TR-298  | 航空機用対気速度計の位置誤差について<br>Experiment on Airspeed Calibration Procedures   | 1973年1月   | 幸尾 治朗, 岡 遠一<br>塚野 雄吉, 矢沢 健司         |
| TR-299  | 遷音速における二次元翼の抵抗発散<br>On the Drag Divergence of Two-Dimensional Airfoils at Transonic Speeds  | 1973年1月   | 小野 孝次<br>神谷 信彦                      |
| TR-300  | そり角の小さい遷音速二重円弧二次元翼列実験<br>Experimental Investigation of Two-Dimensional Cascade Performance of Thin and Low-Cambered Double-Circular-Arc Blade Sections at Transonic Inlet Mach Number Range   | 1972年10月  | 坂口 一, 近藤 博<br>高森 晋, 岩下 敬吾           |
| TR-301  | 観測系の評価に関するひとつの数学的理論<br>A Mathematical theory on Evaluation of Observation Systems   | 1972年9月   | 木村 武雄                               |
| TR-302  | Kalman-Bucy フィルターによる誘導誤差の推定<br>Estimation of Guidance Errors by Kalman-Bucy Filtering Technique   | 1972年10月  | 村田 正秋                               |
| TR-303  | ジンバルエンジン駆動用油圧制御系に適したIDPF サーボバルブの研究<br>Studies of IDPF Servovalve Appropriate for Gimbaled Engine Positioning Hydraulic Control Systems  | 1972年11月  | 畑山 茂樹                               |

---

## 航空宇宙技術研究所報告 304 号

昭和 47 年 11 月 発行

発行所 航空宇宙技術研究所  
東京都調布市深大寺町 1880  
電話武蔵野三鷹(0422)47-5911(大代表)●182

印刷所 株式会社 東京プレス  
東京都板橋区桜川 2-27-12

---

