

航空宇宙技術研究所報告

TECHNICAL REPORT OF NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

TR-127

周波数変換による微小回転角の計測

大月 正男・鈴木 孝雄・円居 繁治

1967 年 3 月

航空宇宙技術研究所
NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

既 刊 報 告

- TR-111T An Asymptotic Solution of the Nonlinear Equations of Motion of an Airplane Aug. 1966 Hiroshi ENDO
- TR-112 圧縮性と壁形状を考慮した軸流ターボ機械の作動円盤理論 (II)
—円周速度のある流れ—
A Theoretical Investigation of the Compressible Flow Through the Axial Turbo Machines (II)
—Swirling Fluids— 1966年8月 藤井昭一
- TR-113 地面近くでホバリングするヘリコプタ・ロータに関する実験
Experimental Study on the Ground Effect of a Model Helicopter Rotor in Hovering 1966年8月 幸尾治朗, 岡 遠一
- TR-114 フライイングテストベッドの高度制御システムの検討 (I)
Analytical and Simulation Studies of the Height Control of the Flying Test Bed (I) 1966年8月 武田 峻, 甲斐忠夫
- TR-115 NAL-16 ロケットの研究試作および飛しょう実験 —D型およびIT型—
Single-Stage Solid Propellant Rocket (NAL-16) 1966年8月 ロケット性能研究室
- TR-116 50 cm 極超音速風洞の計画と構造
Design and Construction of the 50 cm Hypersonic Wind Tunnel at National Aerospace Laboratory 1966年9月 極超音速風洞建設グループ
- TR-117 弾性振動方程式の差分解に関するエネルギー不等式
Energy Inequalities for the Difference Solutions of Equations of Elastic Vibration 1966年10月 三好 甫
- TR-118 高負荷燃焼器の箱形模型による実験
Some Experiments on High Intensity Combustor with Partial Models 1966年10月 大塚貞吉, 福田 広
相波哲朗
- TR-119 多次元1階準線型双曲型方程式の解の存在について
On the Existence of Discontinuous Solutions of the Cauchy Problem for Quasi-Linear First-Order Equations 1966年10月 小島清史
- TR-120 航技研フライイングテストベッドの姿勢制御方式の検討
Analytical and Simulation Studies on the Attitude Control System of the Flying Test Bed 1966年11月 武田 峻, 堀川勇壮
小川敏雄, 森 幹彦
- TR-121 パルスレシオ変調回路およびその修正回路について
Some Circuits for Pulse Ratio Modulation and their Modified Circuits 1966年11月 村上 力
- TR-122 失速が起こるような高い迎角で, 調和振動する二次元翼に働く空気力に対する半実験的理論
Semi-Empirical Theory to Estimate the Airforces Acting on the Harmonically Oscillating Two-Dimensional Wing at High Angle of Attack Where Separation Can Occur 1966年12月 磯貝 紘二
- TR-123 姿勢制御用空気ジェットノズルの研究
Design and Experimental Study of Air Jet Nozzles for the Attitude Control of VTOL Aircraft 1966年12月 滝沢直人, 西村博史
藤枝郭俊, 田辺義一
渋谷昭義

周波数変換による微小回転角の計測*

大月正男**・鈴木孝雄**・円居繁治**

Measurement of Small Rotating Angle by the Frequency Modulation Technique

By Masao OOTUKI, Takao SUZUKI and Shigeharu ENKYO

In order to reduce the "null voltages" and the "reaction torques" that are inherent in microsyn, we investigate the method by which the rotor displacement angle of microsyn is directly converted into a change in frequency of oscillation.

In this method, a microsyn, a sort of electromagnetic variable reluctance device, is applied as a variable self-inductance transducer in a Franklin oscillator circuit. The midpoint of rotation corresponds to the center frequency of oscillation. The direction of rotation is distinguished by the increase or decrease in frequency.

Some conclusions from this experiment are as follows:

- ± 280 c/s frequency deviation is obtained corresponding to an input angle of ± 2.6 deg with 1% or less error in linearity.
- The resolution of the angle is less than $1/100$ deg.
- The reaction torque is estimated as extremely low. (approximately 10^{-5} dyn·cm)
- The variation of center frequency by changes in temperature and of power supply voltage are very small.

1. ま え が き

従来、ジャイロ、加速度計の信号検出器として、微小回転角を計測するのにマイクロシンが用いられてきた。マイクロシンはそのロータおよびステータの幾何学的、磁氣的な非対称性のために、リアクション・トルクおよび null (ナル) 電圧が存在する。リアクション・トルクの大きさはロータの回転角とともに変化し、したがってジャイロや加速度計の random drift の原因となる。また null 電圧が存在するため、完全な電氣的零位置が得られないという欠点がある。このような短所を除くために、われわれはつぎのような方法について実験を試みた。すなわち、ロータの回転とともにマイクロシンの磁気回路の磁気抵抗(リラクタンス)が変化し、したがって二次巻線の一部の自己インダクタンスが変化することに着目し、この可変インダクタンスを発振回路に組み込み、回転角を周波数に変換して計測するもので、この場合、発振の中心周波数を回路の零位置に対応させて完全な電氣的零位置が得られ、

中心周波数からの周波数の増減で回転方向が区別される。この方法によれば、ロータの回転とともに共振回路の周波数は変化するが、電圧はほとんど変化しないので、リアクション・トルクが小さいと予想される。

この方法はまた、出力周波数をカウントすることによって容易にデジタル形式とすることができるので、測定データのデジタル化の要求にも適合するものである。

2. 実験装置および方法

角度変化をインダクタンス変化に変換するトランスデューサとしてマイクロシンの磁気回路に若干の改良を加えたもの、この可変インダクタンス (L) と容量 (C) の並列共振回路をもつ発振器、トランスデューサに微小回転角を与えるための歯車列装置 (バックラッシュ防止付歯車列 120 歯対 24 歯, 180 歯対 20 歯, 150 歯対 30 歯の 3 段重ねて回転比 $1/225$), ならびに周囲温度変化に対する発振器の安定性を調べるための温度試験槽などを用いて実験を行なった。装置の系統図と部分写真 (歯車列, トランスデューサ, 発振器) をそれぞれ図 1 (a) および図 1 (b) に示す。

* 昭和42年2月2日

** 計測部

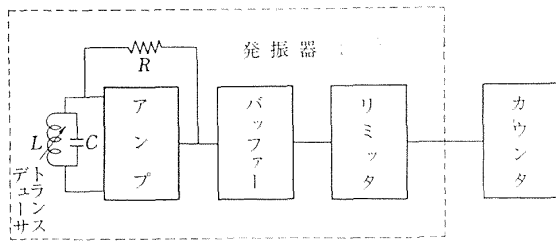


図 1 (a) 実験装置の系統図

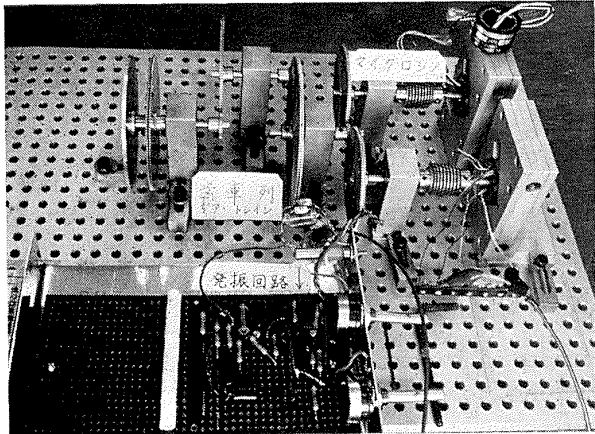


図 1 (b) 実験装置

2.1 トランスデューサの磁気回路

トランスデューサの磁気回路断面図は図2に示すとおりで、4極のステータおよび2極のロータからなり、材料は成層鉄板である。ステータの各極にはそれぞれ一次および二次巻線がある。二次巻線は向かい合った極同志で組をなし、したがって2個の可変インダクタンスが得られるが、ここでは片方のみを利用した。

このインダクタンスが、図2のようにとったロータ

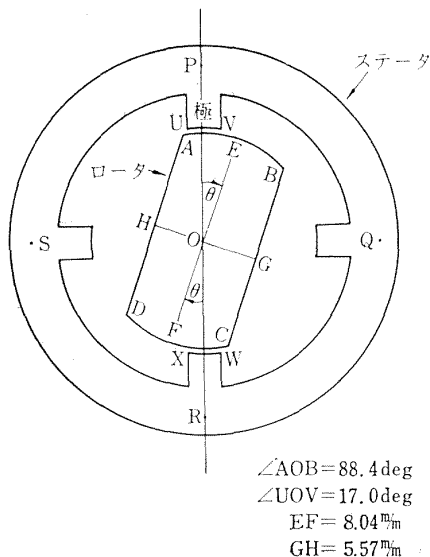


図 2 トランスデューサの断面

の回転角 θ とともにどのように変化するかを調べてみる。自己インダクタンス L henry の変化を知るためには、磁気抵抗 R_m ampere·turn/weber の変化を求めればよい。なぜならば、極の巻線回数を N turn, 巻線に流れる電流を I ampere とすれば、磁束 ϕ weber は、

$$\phi = NI/R_m \tag{2.1}$$

L については、定義により

$$\phi = LI \tag{2.2}$$

ゆえに

$$L = N^2/R_m \tag{2.3}$$

となり、 N は定数であるから L は R_m に反比例した式で表わされるからである。

さて、磁気回路の磁気抵抗 R_m は、

$$R_m = \oint \frac{dl}{\mu S} \tag{2.4}$$

で表わされる。

ここに、

S : 断面積

dl : 回路に沿っての長さの微小部分

μ : 透磁率

である。

図2において、閉回路 (O-P-Q-R-O) の磁気抵抗を考えると、回路は透磁率 μ_m の磁性材料の部分と、透磁率 μ_0 の空気の部分からなり、一般に $\mu_0 \ll \mu_m$ であるから、ロータおよびステータ (これは極=pole および極間の継手=yoke の部分からなる) の磁気抵抗はきわめて小、したがってロータとステータ間の磁気抵抗だけを考えれば良い。

回転角 θ (時計回りを正とする) が小さいとき、すなわちステータの円弧 (\widehat{UV} , \widehat{WX}) の大部分がロータの円弧 (\widehat{AB} , \widehat{CD}) でおおわれていて漏えい磁束が小さい場合、ロータ・ステータ間の空隙距離を d , 磁束の断面積を S とすれば、磁気抵抗は

$$R_m \approx d/\mu_0 S \tag{2.5}$$

となる。 d はきわめて小であり、中心 O から円弧 \widehat{AB} (または \widehat{CD}) を見る角は 88.4° , また円弧 \widehat{UV} (または \widehat{WX}) を見る角は 17.0° である。 θ がしだいに大となり、 OA の延長上に U , OC の延長上に W がくるとき (このとき $\theta = (88.4 - 17.0)^\circ / 2 = 35.7^\circ$) まで d も S もほとんど変化せず、したがって R_m が一定なので L の変化はない。さらに θ が大となると、ロータとステータが向かい合っている部分の面積は回転角に比例して減少していき、 UV および WX から出た磁束の一部はそれぞれ AD および BC を通るよ

うになり、磁束は広がってその様子は複雑となり、 d および S は θ の関数となるが、これを解析的に求めることは困難である。OA の延長上に V, OC の延長上に X がきたとき ($\theta = (88.4 + 17.0^\circ) / 2 = 52.7^\circ$), ロータとステータが向き合っている部分の面積は零となる。これより θ が増加すると R_m は急激に増大し、したがって L は急激に減少する。 $\theta = 90^\circ$ では R_m は最大になり、またロータの AD または BC が磁束に対して直交するため、 $\theta = 90^\circ$ の前後では R_m の変化は小となることが予想される。したがって θ が 52.7° を越えると、あるところまでは L が急激に減少するが、 θ が 90° に近づくとつれて L の変化はゆるやかになり、 90° では最小値に達する。

以上、 θ が 0° から 90° に達するまでの過程を考えたが、 θ が 90° を越え 180° に至るまでは今の過程を逆に繰り返したものにほかならない。したがって L は 180° の周期をもって変化する。

回転角に対する L の変化の様子を実測した結果は、図3に示すように上述の推論を裏づけている。このよ

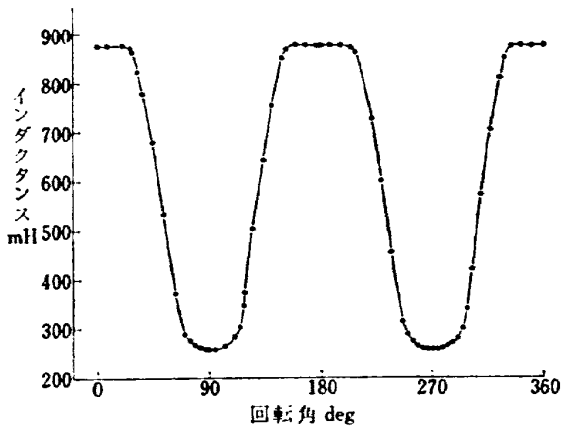


図3 ロータの回転角に対するインダクタンス変化

うな特性をもつ可変インダクタンスを用いて発振器を構成し、回転角変化を発振周波数の変化として取り出すのである。

2.2 発振器

図4に、この可変インダクタンスを用いて試作した発振器の回路を示す。構成はフランクリン回路¹⁾に似ているが、周波数が低いので共振回路と増幅回路を疎に結合するのに、小容量の代わりに高抵抗を用いた。能動素子には、シリコン・マイクロディスク型トランジスタ 2SC185 を4個、また出力電圧変動を小さく押えるために、ツェナー・ダイオードで基準電圧を与えたりミッタを用いた。

2.3 発振周波数

発振器の周波数を決定する共振回路は、固定容量 C と可変インダクタンス L の並列回路であって、 L と直列に巻線抵抗 R が存在するので、その等価回路は図5のようになる。

回路のインピーダンス Z は

$$Z = \frac{R + j\omega(L - CR^2 - \omega^2 CL^2)}{(1 - \omega^2 CL)^2 + (\omega CR)^2} \quad (2.6)$$

共振周波数 f_r は (2.6) 式の虚数部を零とおいて

$$f_r = \{1/CL - (R/L)^2\}^{1/2} / 2\pi \quad (2.7)$$

周波数が回転角に対して直線的に変化する範囲をなるべく広くするためには、インダクタンスが回転角の二乗に反比例して変化する部分を使わなければならない。すなわち、

式 (2.7) より C, R は定数であるから

$$\frac{df_r}{d\theta} = \frac{1}{4\pi L} \left\{ \frac{1}{CL} - \left(\frac{R}{L}\right)^2 \right\}^{-1/2} \left\{ 2\left(\frac{R}{L}\right)^2 - \frac{1}{CL} \right\} \frac{dL}{d\theta} \quad (2.8)$$

実験に用いた C, L, R の値に対しては

$$1/CL \gg (R/L)^2 \quad (2.9)$$

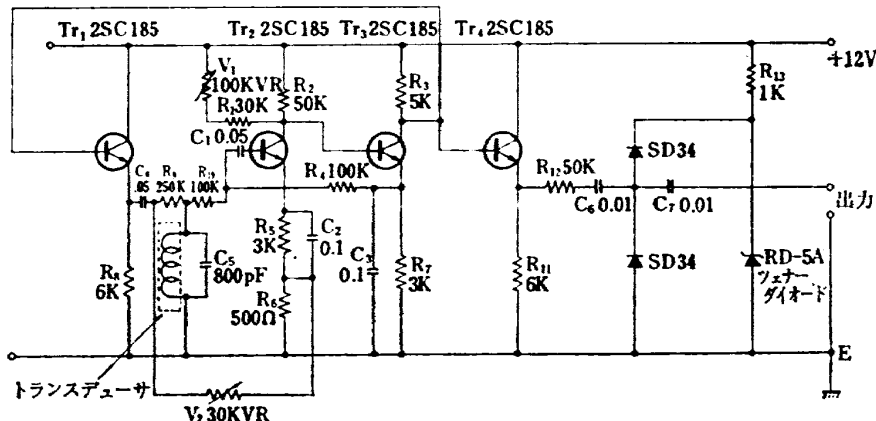


図4 発振器回路

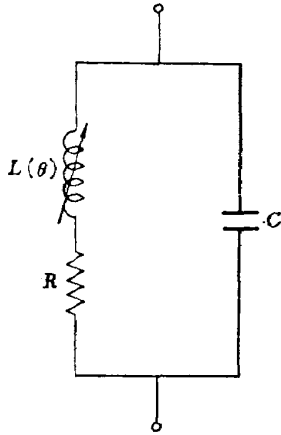


図 5 共振回路の等価回路

がいえるから、式 (2.8) より

$$L^{-3/2} \frac{dL}{d\theta} = -4\pi\sqrt{C} \frac{df_r}{d\theta} \quad (2.10)$$

f が θ の一次式になるためには $\frac{df_r}{d\theta} = \text{一定}$ ゆえに、

$$L^{-\frac{1}{2}} - L_0^{-\frac{1}{2}} = A(\theta - \theta_0)$$

$$L = (A\theta + B)^{-2} \quad A, B; \text{定数} \quad (2.11)$$

図 3 の 60° および 240° 付近がこの要求を満足するように思われる。そこでたとえば、 60° 、 375 mH を回転の零位置として、発振の中心周波数を約 $9,000 \text{ c/s}$ に選べば、 375 mH のインダクタンスに対して 800 pF の容量の組合せとなる。巻線抵抗の実測値は $1.12 \text{ k}\Omega$ で、式 (2.9) が成り立つのは明らかである。

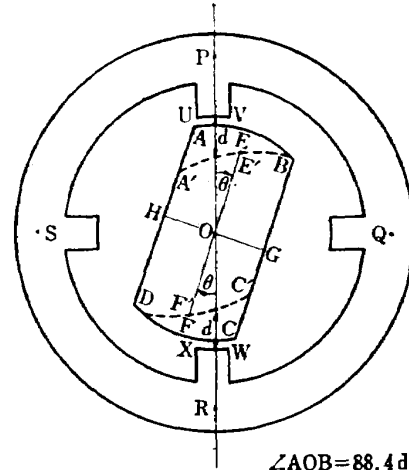
3. 磁気回路の改良

図 3 よりインダクタンスが回転角の二乗に反比例して変化する部分が狭いことに気がつく。したがって回転角を発振周波数に変換した場合、回転角が大きくなると直線性が失われることが予想される。このことは後で示す実験結果にも表われている。そこでわれわれは大きな入力角に対しても直線性が良くなるように、磁気回路の回転部分すなわちロータを加工し、形状を変化させた。改良後の磁気回路の断面図を図 6 に示す。最初ロータの外縁が円弧 \widehat{AB} 、 \widehat{CD} であったのを、点線のごとく曲線 $A'E'B$ 、 $C'F'D$ のように変化させた。この曲線の形は、中心線 PR 上でステータからロータまでの距離 d が回転角の二次式で表わされるものである。

式 (2.3) および (2.5) より

$$L \approx \mu_0 NS/d \quad (3.1)$$

この式で μ_0 、 N は定数であり、 S の変化が小なる場



$\angle AOB = 88.4 \text{ deg}$
 $\angle UOV = 17.0 \text{ deg}$
 $EF = 8.04\%$
 $GH = 5.57\%$

図 6 改良したトランスデューサの断面

合は、 L が (2.11) 式のように書けるためには、 d が θ の二次式でなければならない。

ロータは成層鉄板で作られているので、これを加工するためには、① 接着剤をはがし、② 個々の鉄片を機械加工し、③ 加工による磁気特性の変化を直すために焼鈍し、④ ふたたび接着剤で組むなどの工程を経る。実験に用いたトランスデューサは 2 種類で、初めのを $1,000$ 型、改良したものを $1,000 \text{ A}$ 型と呼ぶ。

4. 実験結果および考察

4.1 ロータの回転角に対するインダクタンス変化

$1,000$ 型についての測定結果は、図 3 に示したとおりである。 $1,000 \text{ A}$ 型について測定した結果を図 7 に示す。図 7 ($1,000 \text{ A}$ 型) を図 3 ($1,000$ 型) に比較すると、 $1,000 \text{ A}$ 型では、 $1,000$ 型とは対照的に θ が

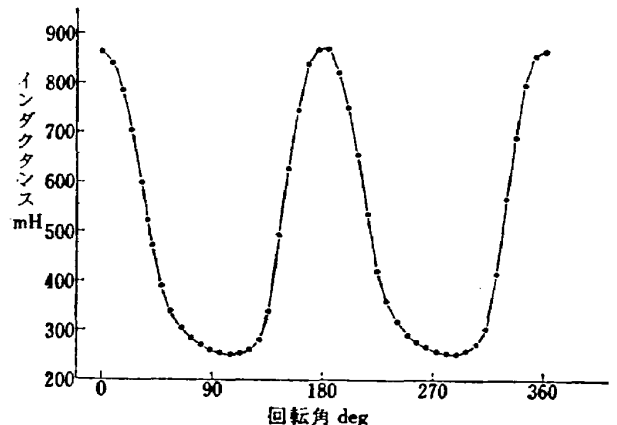


図 7 ロータの回転角に対するインダクタンス変化(改良後)

0° (または 180°) をすぎるとインダクタンスはすぐに減少しはじめ、約 600 mH より 350 mH の間ではほぼ期待した曲線が得られた。さらに θ が増加するとインダクタンスの減り方はゆるやかになり最小点 $\theta=90^\circ$

または 270°) に近づく。回転の零位置を約 500 mH に対応させて発振させれば、周波数が直線的に変化する範囲が広くとれる。

4.2 周波数に変換した回転角

1,000 型および 1,000 A 型を用いて測定した結果をそれぞれ図 8, 9 に示す。図 8 をみて中心周波数を 9,100 c/s とすれば $\pm 1 \text{ deg}$ の回転角変化に対して周波数変化 $\pm 206 \text{ c/s}$ を得た。また図 9 より中心周波数 8,020 c/s で $\pm 1 \text{ deg}$ に対して $\pm 108 \text{ c/s}$ を得る。1,000 A 型の場合、1,000 型に比して回転の零位置に相当するインダクタンスの値が大なので中心周波数が若干低くなった。

二つのグラフの、いずれも、零位置からの回転角が大きくなると出力が下がって直線性が悪くなる。図 10 に最大入力角の絶対値に対する直線性を示した。1,000 型では $\pm 1.6 \text{ deg}$ で 2.3% であるが、1,000 A 型では $\pm 2.6 \text{ deg}$ で 1.0%, $\pm 3 \text{ deg}$ でも 1.85% という好結果が得られた。

広角度化と高感度化とは本来相反する要求であつて、広角度化した 1,000 A 型では感度が 1,000 型の約 1/2 になったことはやむを得ない。それでも $\pm 1 \text{ deg}$ に対して $\pm 109 \text{ c/s}$ であるから、周波数がカウンタなどで 1 c/s まで正確に測定できるとすれば、角度の分解能は 1/100 deg 以下となる。

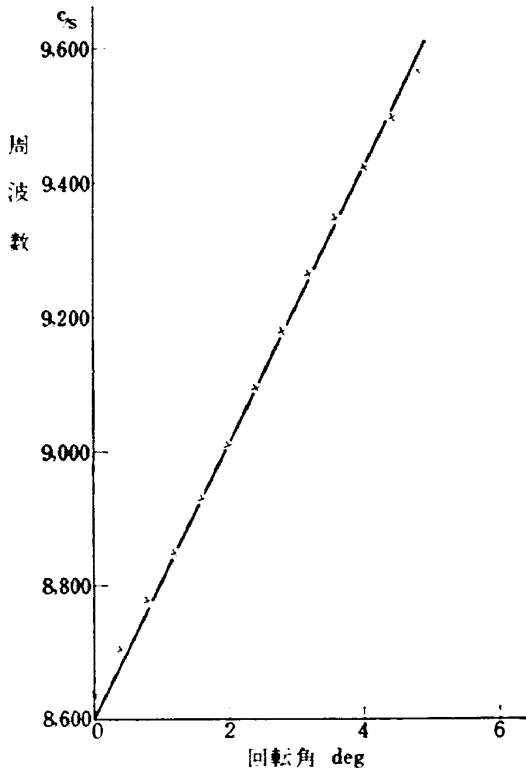


図 8 1,000 型

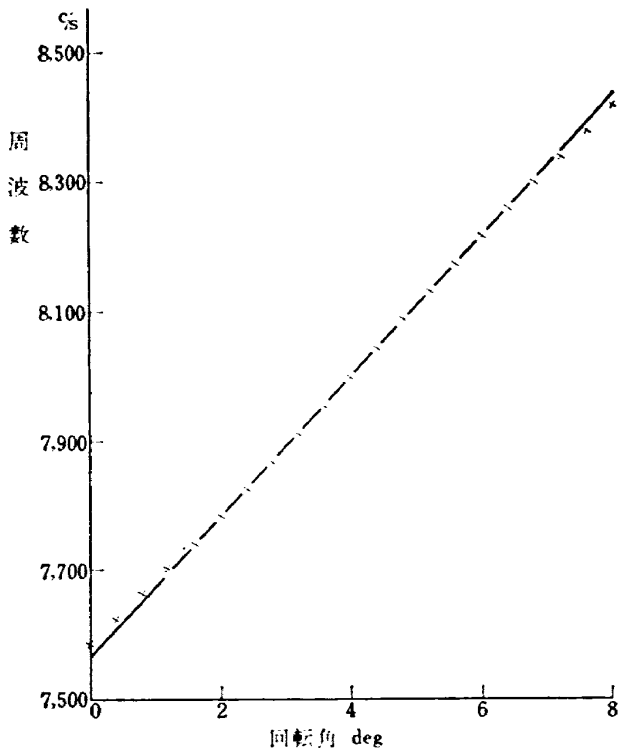


図 9 1,000 A 型

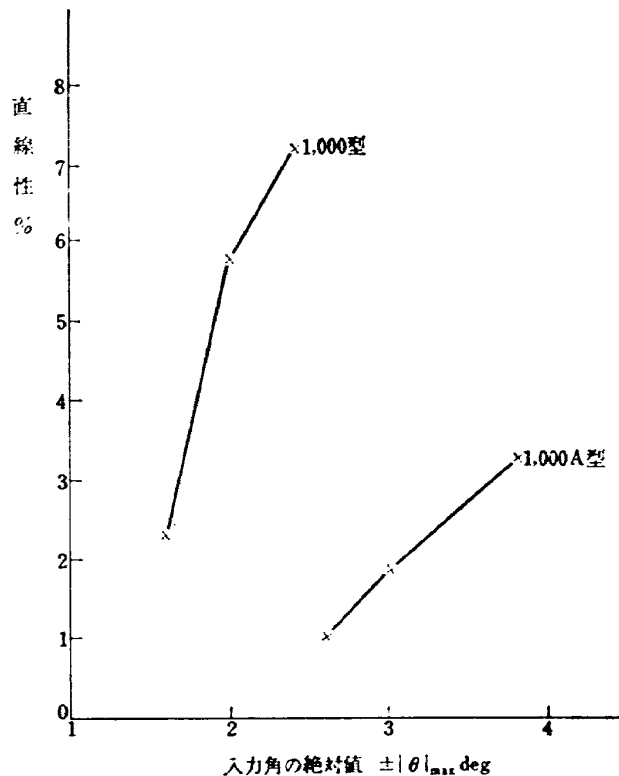


図 10 入力角対直線性

4.3 装置の安定性

この原理を実用する場合さまざまな環境下で安定に動作することが要求される。ここでは電源電圧降下、および周囲温度変化に対する安定性について、1,000 型を用いて実験した。

4.3.1 電源電圧降下の影響

図 11 は発振器の電源電圧が基準値 (12V) より下がった場合、周波数が最初の値に対してずれる割合である。電源電圧降下が 2V ぐらいまでは 1V に対してほぼ 0.045% の割合で増加する。この値は回転角 1 deg に対する周波数変化率 $\pm 2.3\%$ の 1.95% にあたる。したがって電源電圧降下を 0.5V 以内にすれば周波数のずれは 1% 以内にはいる。

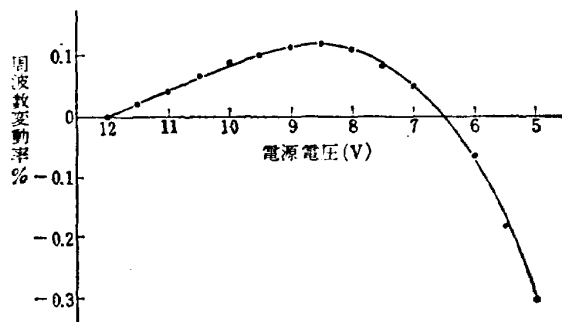


図 11 電源電圧対周波数変動率

図 12 は電源電圧が基準値より下がった場合の出力電圧の変動の様子で、電源電圧降下 1V に対して 0.04V の割合で下がる。発振器の出力は周波数で読むので、この程度の出力電圧変動は特に問題にならない。

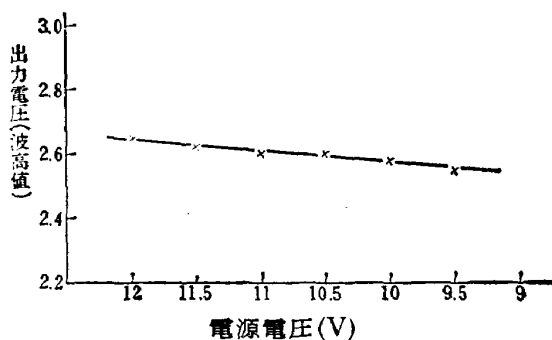


図 12 電源電圧対出力電圧

4.3.2 温度変化の影響

周囲温度の変化に対して考慮すべきものは、共振回路を形成する (i) インダクタンス、(ii) 容量、それに (iii) 発振器から上記の 2 部 (i) (ii) を除いた残りの部分 (トランジスタ、抵抗、容量) などの温度係数である。図 13 の (i)、(ii) の曲線はそれぞれ (i) および (ii) のみ温度変化させたときの中心周波数の変動率を示す。

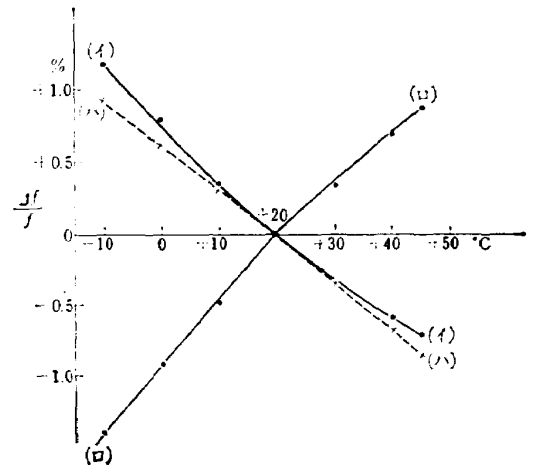


図 13 各部分の温度変化に対する周波数変動率

もしも (i) (ii) (iii) が常に同一の温度であるならば (iii) の温度係数を、(i) (ii) の温度係数を打ち消すように適当に選ぶことにより、温度変化による周波数変動を小さくすることが可能である。

すなわち (iii) のみ温度変化させたときの周波数変動率は (i) (ii) の変動率の和の符号を逆にした値、 $+0.036\%/^{\circ}\text{C}$ であることが望ましい。

$$f \approx (2\pi\sqrt{LC})^{-1}$$

であるから

$$\begin{aligned} \Delta C/C &\approx -2\Delta f/f \\ &= -0.072\%/^{\circ}\text{C} \\ &= -7.2 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C} \end{aligned}$$

となる。

ポリスチロール・コンデンサの温度係数は $-1 \sim 2 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$ で、絶対値が少し小さい。セラミック・コンデンサでは正負の符号および値も自由に作るができる。本実験では必要な容量 800 pF のうち 500 pF にスチロールを、300 pF にセラミックを用いて、これを温度変化させたときの周波数変動率を図 13 (iii) に示す。この値は $+0.04\%/^{\circ}\text{C}$ 程度で希望値に近い。

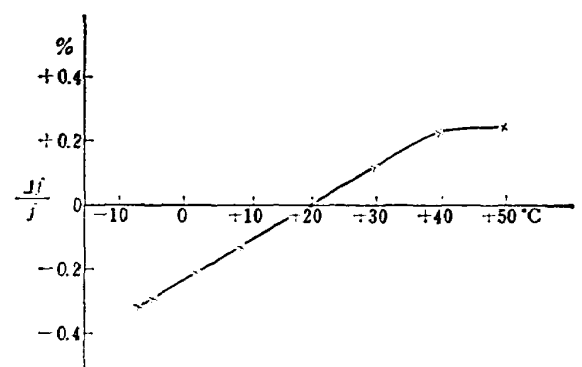


図 14 全体の温度変化に対する周波数変動率

かくして得た容量を用い、(f) (g) (h) 全部を温度試験槽に入れ、全体の温度を変化させたときの結果を図 14 に示す。20°C±10°C で $Jf/f = \pm 0.12\%$ で、これは ± 1 deg に相当する値 $\pm 2.3\%$ に比べてかなり小だが十分とは言えない。しかし、容量の温度係数の選定をもっと適当にすればかなりの改善が期待できるし、装置全体の温度調節を行なえばさらに良くなる。

4.4 電磁気的なリアクション・トルク

検出器のリアクション・トルクは精度に影響するもので、理想的には零であることが望ましい。この角度検出方法を高精度積分ジャイロに応用した場合、検出器の電磁気的なリアクション・トルクによりどの程度のドリフト・レートが生ずるかを計算した。

一軸の積分ジャイロについて考えよう。通常のジャイロでは出力軸回りにトルク T_θ が与えられると、入力軸回りにプリセッションを行なうが一軸のジャイロでは出力軸回りにしか自由度を持たないので、このようなジャイロ効果は現われない。したがって出力軸回りの微分方程式は

$$T_\theta = J\ddot{\theta} + D\dot{\theta} \quad (4.1)$$

ここに

- T_θ : 出力軸回りのトルク
- J : 出力軸回りの慣性能率
- D : ダンピング係数
- $\dot{\theta}$: 角速度
- $\ddot{\theta}$: 角加速度

平衡状態に達したときの角速度を $\dot{\theta}_{ss}$ とすれば

$$\begin{aligned} T_\theta &= D\dot{\theta}_{ss} \\ \dot{\theta}_{ss} &= T_\theta/D \end{aligned} \quad (4.2)$$

次に T_θ を求める。純電磁気的なリアクション・トルクの値はきわめて小さく、これを直接測定することはできない。それゆえ、微小回転角変化に対する共振回路の電圧、周波数、インダクタンス変化などを実験的に求め、共振回路のもつエネルギー変化すなわちリアクション・トルクを計算した。

インダクタンス L 、容量 C の並列回路がもつエネルギー U は、

$$U = \frac{1}{2} L i^2 + \frac{1}{2} C v^2 \quad (4.3)$$

$$= \frac{1}{2} L v^2 / \{R^2 + (\omega L)^2\} + \frac{1}{2} C v^2 \quad (4.4)$$

ここに

- v : 並列回路の電圧
- C : 容量
- L : インダクタンス
- R : インダクタンスの直流抵抗

i : インダクタンスを流れる電流

ω : 角周波数 ($=2\pi f$)

である。 C 、 R は定数であり v 、 ω 、 L を回転角 θ の関数と考え、 U を θ について微分する。

$$\begin{aligned} \frac{dU}{d\theta} &= \left[\left(v^2 \frac{dL}{d\theta} + 2Lv \frac{dv}{d\theta} \{R^2 + (\omega L)^2\} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - 2\omega L^2 v^2 \left(L \frac{d\omega}{d\theta} + \omega \frac{dL}{d\theta} \right) \right] / 2 \{R^2 + (\omega L)^2\}^2 \\ &\quad + C v \frac{dv}{d\theta} \end{aligned} \quad (4.5)$$

零点付近における諸量の実測値はつぎのようであった。

$$v = 220 \text{ mV}$$

$$L = 375 \text{ mH}$$

$$\omega = 2\pi \times 9100 \text{ rad/sec}$$

$$\frac{dv}{d\theta} = 3.3 \text{ mV/deg}$$

$$\frac{dL}{d\theta} = 20 \text{ mH/deg}$$

$$\frac{d\omega}{d\theta} = -1.26 \times 10^3 \text{ rad}\cdot\text{sec}^{-1}/\text{deg}$$

また定数は

$$\left. \begin{aligned} R &= 1.12 \text{ k}\Omega \\ C &= 800 \text{ pF} \end{aligned} \right\} \text{一定}$$

以上の値を (4.5) 式に入れて計算すると

$$\frac{dU}{d\theta} = 1.03 \times 10^{-5} \text{ dyn}\cdot\text{cm}$$

この値はきわめて小さい。しかも θ が零点をはずれてもトルクの大きさはあまり変化しない。通常の方法でマイクロシンを使用した場合は、トルクは、零点において最小であるが、この方法における上記の値の数 10 倍もあり、また零点からずれるとずれの角度の二乗に比例して急激に大となる。

(4.2) 式に上で求めた値 $T_\theta = 1.03 \times 10^{-5} \text{ dyn}\cdot\text{cm}$ 、および積分ジャイロの標準値 $D = 5 \times 10^4 \text{ dyn}\cdot\text{cm}/(\text{rad}/\text{sec})$ を代入すれば、リアクション・トルクによって起こるドリフト・レートとして

$$\dot{\theta}_{ss} = 4.2 \times 10^{-5} \text{ deg/hr}$$

が得られきわめて小さい。したがって、通常のマイクロシンを用いた場合のごとく、リアクション・トルクを打ち消すためにさらによいトルカーを用いる必要はない。

4.5 アナログ出力

周波数出力をアナログ電圧の形で得たい場合は、周波数変調されている角度信号をディスクリミネータにかけてやればよい。その一つとして図 15 に示すような中心周波数の上下に二つの共振回路をもつ Stag-

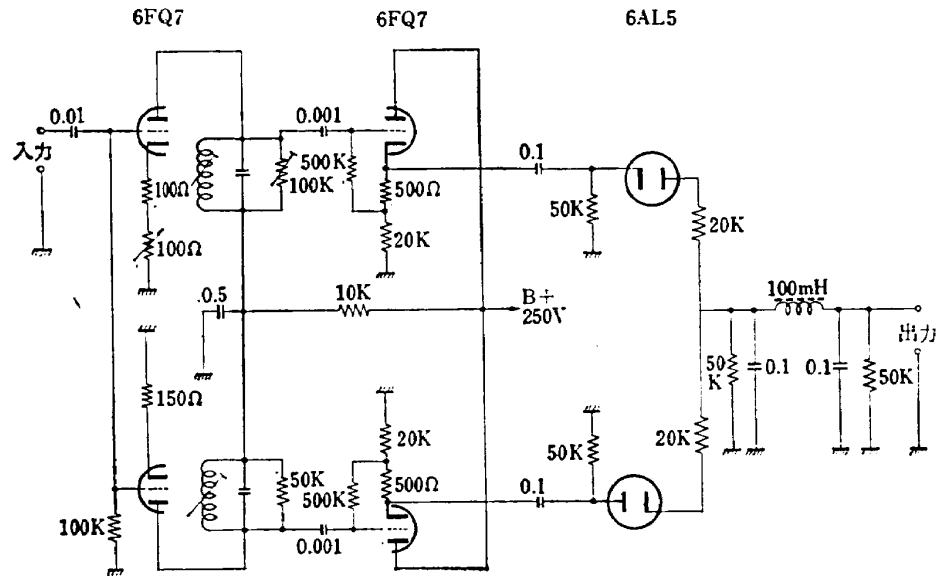


図 15 ディスクリミネータの回路

gered circuits discriminator³⁾と呼ばれるものを試作し、(中心周波数) ± 500 c/s の範囲で、 ± 500 mV の出力を、直線性 1% 以内で得ることができた。これに 1,000 A 型を用いたときの ± 2.6 deg に対する周波数変化 ± 280 c/s を入れてやれば、 ± 280 mV の出力が得られる。周波数出力の直線性およびディスクリミネータの直線性がそれぞれ 1% であるから、全体として 2% の直線性になる。しかしディスクリミネータの出力特性が周波数出力の非直線性を補償するようにすれば、全体の直線性を 2% より良くすることができる。これはちょうど、共振回路をとおって中心周波数より離れるにしたがって振幅が落ちてしまった FM 信号波を上記のごとき補償特性をもつディスクリミネータで復調してアナログ信号にするのと似ている。

このディスクリミネータの入力電圧変化による零点変動は、中心周波数で入力電圧を 1.2~2.2 V の範囲で変化させたとき、 ± 0.2 mV 以内にはいり、これは回転角にして $\pm \frac{1}{540}$ deg に相当し、きわめて小である。

5. 結 言

通常のマイクロシン型検出器の使い方とは異なり、回転角を直接周波数に変換して取り出す方法について実験を行ない、つぎのような結論を得た。

- (a) ロータの形状にくふうをして、入力角 ± 2.6 deg に対して ± 280 c/s の出力が直線性 1% で得られた。
- (b) 周波数測定精度を 1 サイクルとすれば角度の分解能は 1/100 deg 以下である。
- (c) 電磁気的なリアクション・トルクがきわめて

小さく、 10^{-5} dyn·cm 程度である。

(d) 電源電圧変動、周囲温度変化などに対してもかなり安定度が高い。

(e) ディスクリミネータを用いてアナログ電圧出力として取り出すことも可能である。

以上の特性のほかに、次のような応用上の利点が考えられる。

トランスデューサを 2 個同軸に連結し、二組の発振器を用い、回転の零位置において二つの発振周波数を等しく設定し、また零位置からずれると、一方の周波数は増加し、他方は減少するようにしておき、二つの周波数のビートをとれば、中心で零、中心以外では回転角に比例した周波数出力が得られる。

また、FM-FM テレメータで出力を送信する場合、回路の零位置に相当する中心周波数をテレメータの副搬送波中心周波数に等しくすれば別個に副搬送波発振器を要しなくて済む。

終わりにあたり、この研究に関しご指導いただいた計測部計測・機器研究室長田畑浄治技官に感謝いたします。

文 献

- 1) 岡村・菅野・角田；電子回路原論第二巻，(昭和 35 年) p. 357, 内田老鶴園
- 2) Ira Cochran; Analysis and Design of the gyroscope for Inertial Guidance (1963) pp. 35~37, John Wiley and Sons, Inc.
- 3) J. Fagot and P. Magne; International Series of Monographs on Electronics and Instrumentation, Vol 11 (1961) pp. 315~318, Pergamon Press.
- 4) 同上書 p. 318.

TR-124	FM 多重テレメータの動特性 Dynamic Characteristics of FM Multi-channel Telemetry System	1966年12月	新田慶治, 桜井善雄 松崎良継
TR-125T	Experimental and Calculated Results of Supersonic Flutter Characteristics of a Low Aspect-Ratio Flat-Plate Surfaces	Jan. 1967	Eiichi NAKAI, Toshiro TAKAGI, Koji ISOGAI, Toshiyuki MORITA
TR-126	高負荷燃焼器の箱形模型による実験 (II) Some Experiments on High Intensity Combustor with Partial Models (II)	1967年2月	大塚貞吉, 福田 広 相波哲朗

航空宇宙技術研究所報告127号

昭和42年3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) 44-9171 (代表)

印刷所 株式会社 東京プレス
東京都板橋区桜川 2~27~12
