

UDC 629.73.014.16.018.7:
681.084

航空宇宙技術研究所資料

TECHNICAL MEMORANDUM OF NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

TM-264

単発 STOL 実験機に関する研究

——飛行試験計測装置の試作——

矢沢健司・小野孝次・塚野雄吉

1974 年 10 月

航空宇宙技術研究所
NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

単発STOL実験機に関する研究

—飛行試験計測装置の試作—

矢沢 健司** 小野 孝次** 塚野 雄吉

概 要

この飛行試験計測装置は単発STOL実験機FA-200XSの飛行試験のために設計試作したもので、変換器として、バーチカルジャイロ、レートジャイロ、高度・速度計、および駆動用正弦波電源部と各増幅器から成っている。この装置はFA-200XSに搭載するため小形、軽量化を計り、機上での操作についても考慮した。本報告では特に電源装置について検討を行なうとともに各変換器の特性試験を行なった。この電源は400 Hz-115 Vの出力を主とし、発振器には音叉発振器を用い高い周波数安定度と低歪特性を実現させている。又、交流増幅器に直流帰還をかけ高い出力安定度を得た。

本装置を用いて飛行実験を行なった結果、初期の目的を達成した。

1. はじめに

航空機を試作、開発するにあたって、各種の設計と共に風洞試験、強度試験、シュミレータ試験及び飛行試験等が行われるが、この中で飛行試験には多くの時間と費用がかけられている。このため飛行試験計測装置は能率よく的確に希望するデータ(表1参照)が取れるようにその設計、製作には特別な考慮が払われなければならない。飛行試験は限られた条件下で行なわれるので、重量、形状はもとより電源、環境条件(振動、温度、気圧等)などの特殊性を考慮し、又、多量の計測を必要とするため、その機体専用にシステム的な実験が出来るように設計を行う必要がある。

我々はSTOL機(短距離離着陸機)のオペレーションの研究のために小形単発機FA-200をSTOL化し(これをFA-200XSと呼ぶ)、一連の飛行試験を行なっている。⁽¹⁾FA-200XSには高揚力装置としてB.L.C(境界層制御)等を行っており、吸込み用エンジンを後部座席位置に取付けてあ

る。このため計測装置は副操縦士側の操縦装置を取りはずし、足元のわずかなスペースに取付けなければならなかった。このように非常に狭い場所に取付けるため、装置はできるだけ一つにまとめて小形、軽量化を計った。また、機上での操作は極度に制限されるので簡単に操作できるようにパネル面のスイッチ類の配置、操作手順についても考慮を払った。(写真1.2.3参照)

記 号

- A : 増幅器利得
- a_x : 前後加速度
- a_y : 左右加速度
- a_z : 上下加速度
- C : コンデンサ容量
- C_f : フィルタ用コンデンサ容量
- E : 電源電圧
- E_T : トランス一次側に生じる最大電圧
- $E_{CE(SAT)}$: コレクタ飽和電圧
- $F_{\delta a}$: 補助翼舵力
- $F_{\delta e}$: 昇降舵舵力
- $F_{\delta r}$: 方向舵舵力
- f_H : 上限周波数
- f_o : 電源発振周波数
- H : 高度
- H_P : 気圧高度
- H_R : 電波高度計による対地高度
- I_i : 電流
- $I_{C(SAT)}$: コレクタ飽和電流
- I_{in} : 入力電流
- I_{rms} : 実効電流
- K : 直流増幅度, レートジャイロ感度系数
- L, L_f : コイル・インダクタンス
- n : トランジスタ個数
- P_{in} : 入力電力
- P_{out} : 出力電力
- $P_{loss}, \Delta P_{loss}$: 無効電力
- p : 横揺れ角速度

* 昭和47年7月17日受付

** 飛行実験部



写真1 FA200-XS STOL 実験機

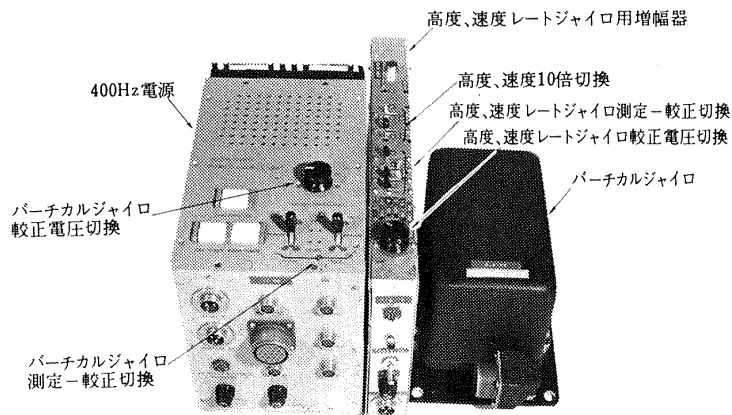


写真2 飛行試験計測装置

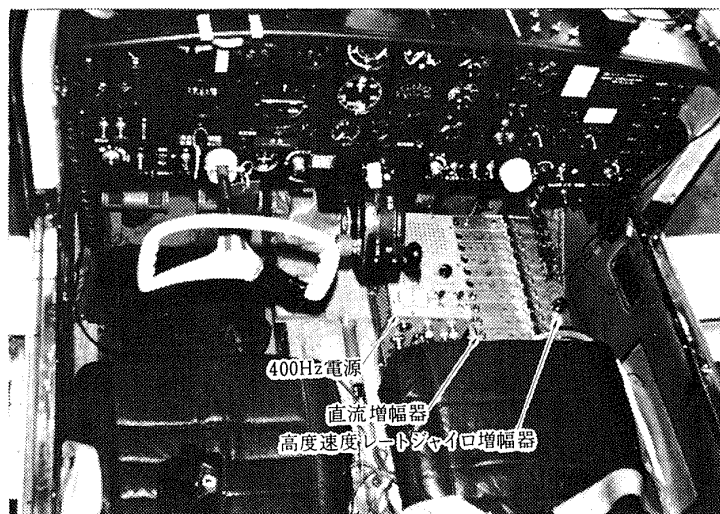


写真3 計測装置搭載配置

- q : 縦揺れ角速度
- r : 偏揺れ角速度
- R : 抵抗
- R_E : エミッタ抵抗
- R_T : トランス内部抵抗
- R_{out} : 出力抵抗
- s : ラプラス演算子
- T : 音叉発振器減衰時定数
- T' : 整流フィルタ時定数
- T_a : 周囲温度, 外気温度
- T_j : トランジスタ接合部温度
- T_R : 放熱器温度
- ΔT_R : 放熱器上昇温度
- T_r : トランジスタ
- V : 速度, 電圧
- V_{1,2,...,n} : 基本波電圧, 第2~第n高調波
- V_s : 基準電圧
- V(s) : 音叉発振器伝達関数
- V'(s) : フィルタ伝達関数
- V_{out} : 出力電圧
- V_{rms} : 実効電圧
- α : 迎角
- β : 横すべり角
- β₀ : 帰還量
- δ_a : 補助翼舵角
- δ_e : 昇降舵舵角
- δ_r : 方向舵舵角
- δ_T : スロットル位置
- ζ : 音叉振動減衰率
- ζ_a : 帰還回路制動率
- θ : 縦揺れ角, 角度
- θ_R : 放熱器熱抵抗(℃/W)
- θ_{Tr} : トランジスタ熱抵抗(℃/W)
- φ : 横揺れ角
- ω : 角周波数
- ω_n : 固有振動数

2 飛行試験計測装置

2.1 飛行実験

飛行試験は性能試験, 安定操縦性試験を主に行なっている。性能試験は失速特性, 最大水平速度, 上昇性能, 運用包囲線等, 比較的計測量も少く, 静的な計測が多いので計測器類も少なく済むが, 安定操縦性試験になると計測量も増加し, 動的な計測が多くなる。特に, 縦動安定試験, 横方向動安定試験には周波数特性, 位相特性とも10 Hz ぐらいまで平坦な特性を持つ計測器が必要で, 最も計測量の多い試験項目の一つである。

飛行試験時における計測項目を表1に, また飛行試験計測ブロック・ダイアグラムを図1に示す。計測量は飛行試験項目によって異なるが, 10チャンネルFM-FM方式のテレメータ⁽¹⁾を用いる関係上同時に計測出来る計測量は10個以内にしなければならない。なお, テレメータ送信機⁽¹⁾⁽²⁾はアンテナと共に飛行機胴体の下面に取付けてある。

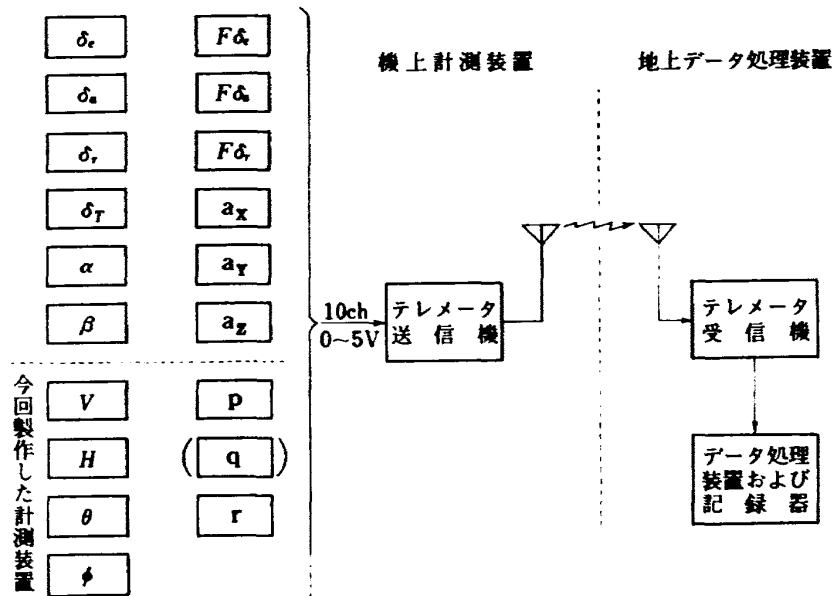


図1 飛行試験計測ブロックダイアグラム

試験項目	計測データ
位置誤差測定	V, H_P, H_R, α
迎角計の較正	$V, \alpha, \theta, a_x, a_z, H$
失速特性	$V, H, a_x, a_z, \alpha, \theta, q, \delta_e, \delta_T, T_a$
運用包囲線	$V, H, \alpha, \theta, T_a$
最大水平速度	V, H, α, T_a
上昇性能	V, H, α, T_a
縦静安定	$V, H, \alpha, \theta, \delta_e, F_{\delta_a}$
横方向静安定	$V, \delta_a, \delta_r, \beta, \phi, a_Y, F_{\delta_a}, F_{\delta_r}$
縦動安定特性	$V, H, \delta_e, \delta_T, \alpha, q, \theta, a_x, a_z$
横方向動安定特性	$V, \delta_a, \delta_r, \beta, p, \phi, r, a_Y$
離着陸特性	$V, H_R, \delta_a, \delta_e, \delta_T, \theta, \phi, \alpha, a_z, a_Y, a_x$

表1 飛行試験項目と計測量

2.2 飛行試験計測装置の構成

本飛行試験計測装置は主として動安定特性試験の目的で設計されており、速度、高度、横揺れ角、縦揺れ角、横揺れ角速度、偏揺れ角速度（又は縦揺れ角速度）を測定しようとするものである。

構成は図2に示すように正弦波電源部、変換器部、増幅器部の三つに分かれている。

正弦波電源部は400 Hz - 115 Vの正弦波電源（出力120 VA）を主とし、これからパーチカルジャイロ、レートジャイロのジャイロモータへ供給され、各変換器の検出用励磁電源としても使用される。また各増幅器へ供給する直流もこの正弦波電源から作られる。

変換器部は、パーチカルジャイロ一台、レートジャイロ二台、高度・速度各一台から成っている。このうちレートジャイロ二台が電源部ケースの下部に取付け

られており、横揺れ角速度及び偏揺れ角速度が同時に検出できる。パーチカルジャイロと高度・速度変換器は電源部とケーブル・コネクタで接続され機体内の適当な場所に設置することができる。

増幅部はレートジャイロ二台と高度、速度各一台の合計四台の信号増幅器が一つのケース内に納めてある。

3. 400 Hz 正弦波電源

3.1 電源の設計目標

電源の設計目標を次のように決定した。

- 1) 機上電源として24Vのアルカリ電池を直流発電機の出力にフローティングして使っているが、その電圧はエンジンの回転数の増減により23.5V～28Vぐらいの変動があるので本電源への入力電圧は23V～32Vとする。
- 2) 出力電圧は変換器の励磁にも供給するので電圧変動を1%以下におさえる。
- 3) 発振周波数については、レートジャイロの感度が電源周波数変化に依存するため、高い安定度が要求される。したがって、周波数変動は1Hz以下にする。
- 4) 歪率については、400 Hzの電源が変換器の励磁用に使われるため、その波形の歪率はできるだけ少なくする。
- 5) 出力容量はパーチカルジャイロ、レートジャイロ高度・速度変換器に供給するため最高消費時に約120VA必要である。

3.2 電源の構成

前記設計目標を満足する電源の方式として次の二つが考えられる。

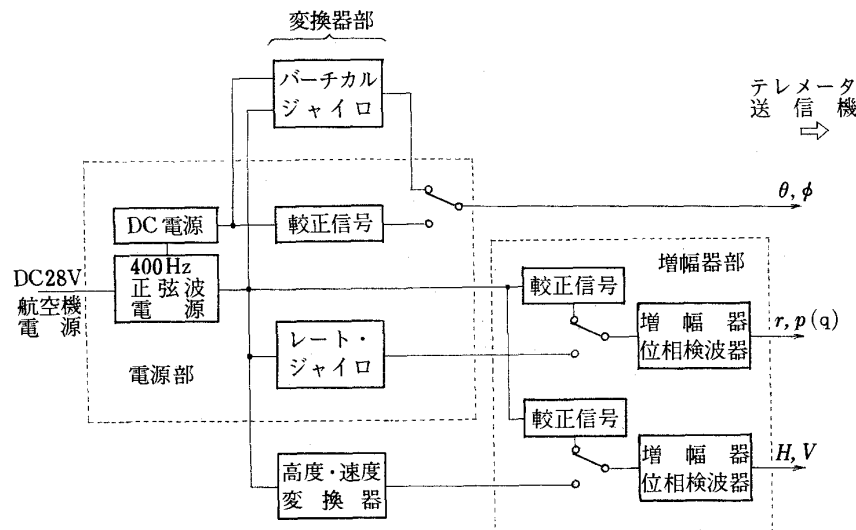


図2 飛行試験装置構成図

- (1) B級直線増幅方式
 - (2) スイッチング・インバータ方式
- 今、両方式の得失を考えてみる。

効率から見れば(1)の直線増幅方式は損失が大きく(2)のスイッチング・インバータ方式は損失が少ないが、この方式には高域遮断フィルタを必要とし、かなりのスペースを専有する。また、スイッチングのスパイクノイズがかなりの強度で発生するため内部の増幅器のS/Nが悪化する。これらを考慮して多少の効率の低下は犠牲にし、小形化、安定化に重点を置き(1)の直線増幅方式を採用した。

その構成は図3に示すように、DC28Vの機上電源を定電圧回路により安定化し、これを差動増幅器、電圧制御音又発振器、増幅器に供給している。最終段の電力増幅器は増幅器より駆動させられ400Hz-120VAの正弦波電圧を作り出す。この電力電圧は一部整流器、フィルタを通して直流電圧に変換され、差動増幅器に入り基準電圧と比較され、その出力電圧は電圧制御音又発振器の出力電圧を制御し、一定な出力電圧を得るように帰還回路を構成している。

電力増幅器にはパワートランジスタを使い、比較的能率のよい増幅を行なっているが付録1に示すように、B級増幅器の性質上、約78.5%より効率を上げることが不可能で無効電力は放熱器で放熱させなければならない。トランジスタは熱に弱く、温度上昇は特に気を付けて検討しなければならない。(付録1参照)

負荷変動に対する出力変動は電力増幅器の出力インピーダンスに因る。この出力インピーダンスは負帰還量に反比例して小さくなる。しかし、トランスを含む

増幅器の場合、周波数特性に上限と下限を持ち、この周波数付近で位相変化を起し、ある程度以上帰還量を増すと、その周波数付近で発振を起す。これを安定な特性にするためには上限周波数 f_H において閉回路利得が1以下になるように高域遮断フィルタを使って電源発振周波数 f_0 より20dB/decで減衰させる⁽⁴⁾ことにより安定な帰還がかけられる。このことから次のような閉回路利得の制限が考えられる。

$$A \beta_0 (f_0) < \frac{f_H}{f_0}$$

この閉回路利得の制限により十分な安定度を得るために必要な帰還量をかけられず、これをおぎなうため音又発振器を用いた直流帰還方式を採用した。

3.3 直流帰還音又発振器

発振器の発振方法は数多くあるが、普通用いられる正弦波発振器は次のようなものがある。

- 1 CR(又はCL)発振器
- 2 水晶発振器
- 3 音又発振器

CR発振器は周波数範囲は広いが周波数安定度が低く、水晶発振器は周波数安定度は高いが低周波帯には向かない。音又発振器は可聴周波数帯で精度も高く小形であるが外部からの振動の影響を受けやすい。各々利害得失はあるが今回は周波数安定度及び周波数範囲から音又発振器を選んだ。

音又発振器のもう一つの特徴は音又の高い共振特性のため一種の狭帯域フィルタとみなすことができる点である。⁽⁵⁾⁽⁶⁾この特徴により、入力電圧が矩形波のように多くの高調波を含んだ波形でも、出力波形は歪の

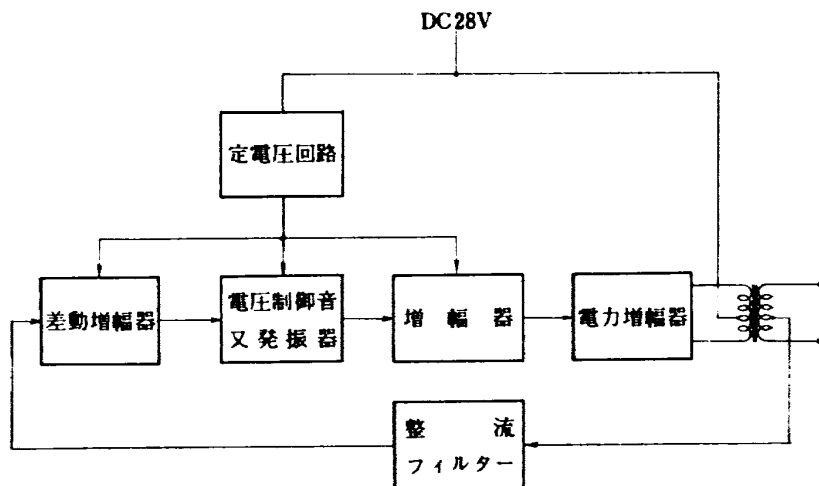


図3 400 Hz 電源構成図

少ない正弦波を得ることが出来る。本電源装置ではこの特徴を利用して直流帰還を可能にした。音叉発振器の出力電圧は入力電圧の基本波成分に比例しているのので、入力の矩形波の振幅を制御することにより出力電圧を制御出来る。

この電圧制御音叉発振回路の原理図を図4に示す。入力電圧 E_1 は Tr_1 のスイッチングにより E_1 の振幅を持つ矩形波 E_2 を作り、音叉を励振して矩形波 E_2 に比例した振幅をもつ正弦波 E_3 を作る。 Tr_2 は音叉の出力インピーダンスが高いため音叉の出力電圧 E_3 をエミッタ・フォロアで受けている。エミッタ・フォロアの出力電圧 E_4 はスイッチングトランジスタ Tr_1 の入力へ帰還され音叉の共振周波数でスイッチングする。入力電圧 E_1 は E_2 の振幅を制御し、 E_3 は E_2 、 E_4 の振幅を決定する。このように E_1 によって正弦波出力電圧 E_4 を制御することが出来る。

この電圧制御発振回路を電源用増幅器の帰還回路に挿入することにより図5の直流帰還発振器を構成する。

電力増幅器の出力電圧はダイオードにより整流され、

フィルタを通り出力電圧に比例した直流電圧を得る。この整流された直流電圧は基準電圧 V_s と比較され、その差を K 倍され電圧制御音叉発振回路の出力電圧を制御する。発振器の出力電圧が電力増幅器の入力電圧となり $400\text{ Hz} - 115\text{ V}$ の出力電圧を一定電圧に保つように制御する。

このように直流帰還により出力インピーダンスは下がり、負荷変動による出力変動も小さくなり、より安定した出力を得ることが出来る。この直流帰還音叉発振器の安定性については付録2に述べてある。

4. 変換器及び増幅器

4.1 高度・速度変換器

高度・速度用増幅器の設計目標を表2に示す。増幅器の出力電圧はテレメータ送信器の入力電圧に合わせてある。テレメータ送信器の入力インピーダンスは変動しないから増幅器の出力電圧に影響をおよぼすことはないが、外部雑音に対する S/N を高めるため出力インピーダンスはできるだけ小さくした方がよい。

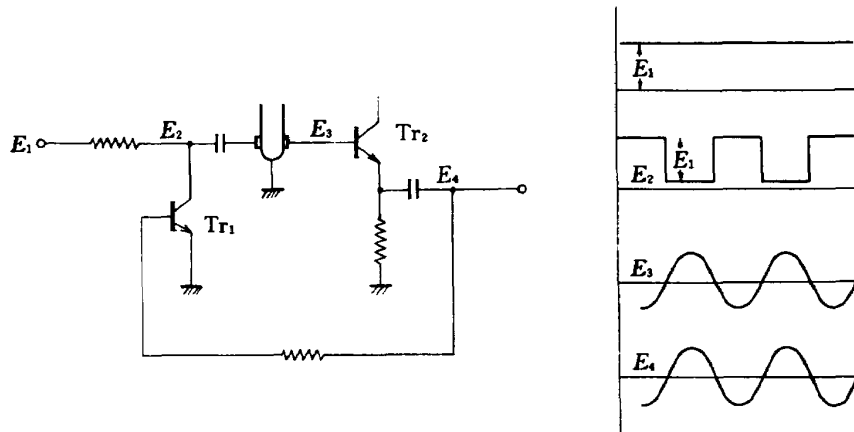


図4 電圧制御音叉発振回路

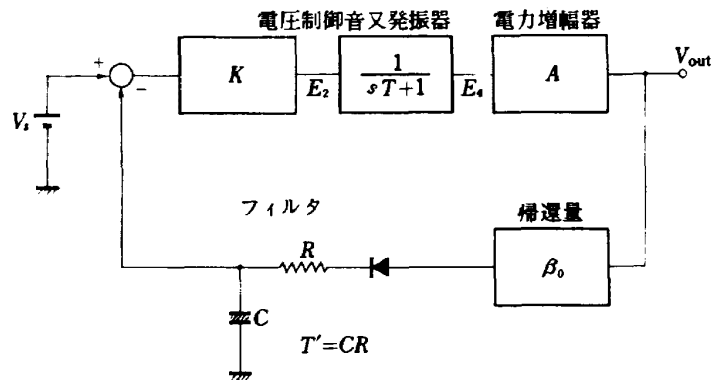


図5 直流帰還発振器ブロックダイアグラム

変換器用の増幅器の入力インピーダンスは変換器の位相特性に影響を与えるので一般に負荷インピーダンスを指定してある。測定量の変動範囲は飛行試験内容によって異なるので、利得調整範囲は全測定範囲をカバー出来るように定めることにより外部増幅器等の付加装置を使用しなくとも測定が出来る。測定範囲の大きなものとして、位置誤差測定における高度は数フィートの分解能を要求され、一方、上昇限度を求めるとは15,000ft⁽¹⁾以上の測定範囲を必要とする。

図6に高度・速度用増幅器のブロック・ダイアグラムを示す。構成はトランジスタ交流増幅器、位相検波器、フィルター、校正信号発生器、および利得・零点調整器からなっている。高度・速度検出器の変換器部は空盒を介した差動トランスによって静圧または動圧に比例した振幅の変調波を得る。この変調波は交流増幅器及び減衰器により適当な振幅まで増幅し、結合コンデンサにより位相検波回路に導かれる。位相検波された信号はフィルタにより搬送波(400Hz)を取除き出力信号を得る。位相検波器の出力インピーダンスは、増幅器の出力インピーダンスが小さく、かつフィルタの損失が小さな場合、結合コンデンサの値により決定される。(付録3参照)このため結合コンデンサはLCフィルタのダンピング抵抗の役割をはたしうる。

増幅器の出力電圧は±2.5Vであるが、テレメータの入力電圧が0~5Vであるためアース電位を全体に2.5V下げ0~5Vの出力を得ている。

4.2 レートジャイロ

レートジャイロは一定回転で回る回転体とジャイロスコピック・トルクを測る検出器から成っており、回転体のスピン軸に直交した入力軸回りの角速度を測定するものである。

レートジャイロ用増幅器は高度・速度計用増幅器と同じであるが、高度・速度計に比べ測定範囲が狭いため利得調整範囲は狭まてすむ。又、変換器の感度が比較的高いので増幅度も小さくてすむ。

4.3 パーチカルジャイロ

パーチカルジャイロの性能を表3に示す。パーチカルジャイロはジャイロのスピン軸に対して機体が傾い

	高度増幅器	速度増幅器	レートジャイロ増幅器
出力電圧	0-5V	0-5V	0-5V
出力インピーダンス	10KΩ以下	10KΩ以下	10KΩ以下
入力電圧	$\frac{22mV}{1000ft}$	$\frac{37mV}{100Kg/m^2}$	$\frac{0.232mV}{1度/秒}$
入力インピーダンス	約10KΩ	約10KΩ	10KΩ
利得	40dB±20dB	40dB±20dB	5dB±10dB
直線性	1%以内	1%以内	1%以内
ドリフト	0.1%/℃以下	0.1%/℃以下	0.1%/℃以下

表2 増幅器設計性能

消費電力	115V×0.5A(起動時) 115V×0.2A(定常)
電源周波数	400Hz, 単相
検出器	ポテンショメータ
ピッチ	±50度
ロール	±50度
起立精度	±0.2度以下
分解能	0.2度以下
直線性	最大角に対して±1%以下
重量	2.5kg
形状	150×250×140%

表3 パーチカルジャイロカタログ性能

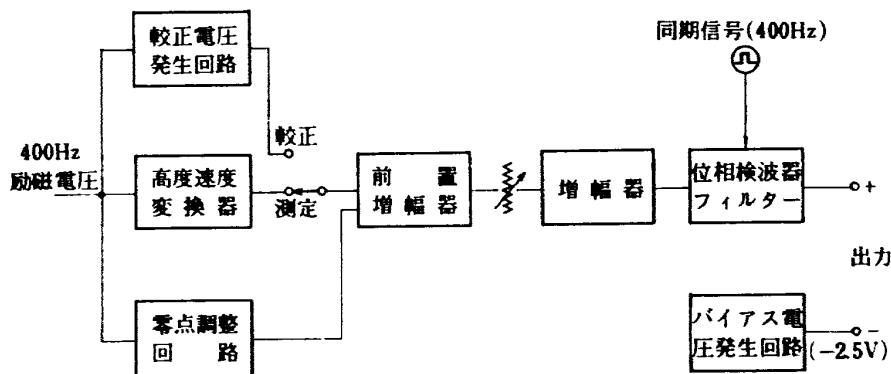


図6 高度・速度用増幅器ブロックダイアグラム

た角度（縦揺れ角及び横揺れ角）をポテンシオメータにより検出するものである。このポテンシオメータの直流電源は図7に示すように400Hzの出力電圧を整流し安定化して供給してある。感度はポテンシオメータに与える電圧の調整により、零点調整は電源の両端子に入れた可変抵抗の摺動端子を接地することにより任意に調整出来る。較正電圧にはパーチカルジャイロのポテンシオメータと同じ抵抗を持つ抵抗分圧器を作り、各角度に対応する電圧を取り出す。

パーチカルジャイロには地球の自転によるドリフトを除くために水銀スイッチを使ってトルクモータを動作させるエレクションシステムを備えている。しかし、この修正は旋回時には重力成分に遠心力が加わり機体に働く重力の方向が見かけ上異なるため傾き誤差を生じさせる。したがって、遠心力を伴う旋回時にはスイッチを切り、トルクモータを働かさずにおく。この場合、スイッチを切る前にこのドリフトが完全に補正されているか否を知る必要がある。そのために図8のようにSCR（シリコン制御整流器）を使いランプを点滅させドリフトの有無を判別させている。もし、ドリフトのため水銀スイッチが接続されて

トルク・モータを働かせている時には、そこに流れる電流によってSCRをONにし、ランプを点燈させる。ランプが消えている時、または、早い周期で点滅している時には修正が終っていると見て、トルクモータのスイッチを切り旋回時の正しい測定が可能となる。

5. 特性測定の結果と検討

この章では電源及び各増幅器の入出力特性、温度特性、負荷特性、歪率特性、ドリフト特性、直線性及び飛行試験による計測結果について述べる。また、結果と計算値との比較検討及び測定、調整時に出て来た問題点についても吟味、検討を加える。

5.1 400Hz 電源の入出力特性

図9に直流入力電力と、交流出力電力との特性曲線を示す。図から判るように出力電力が零の時に入力電力は50W程度消費している。これは発振器等の増幅器に流れるバイアス電流、パーチカルジャイロの直流電源、及び出力安定用に負荷抵抗が入っているためである。図9から効率を読み取ると55%になった。一方、付録1の(1-5)式より計算した値は59%になり、4%の違いが出ている。この4%の値はほぼ電源の出

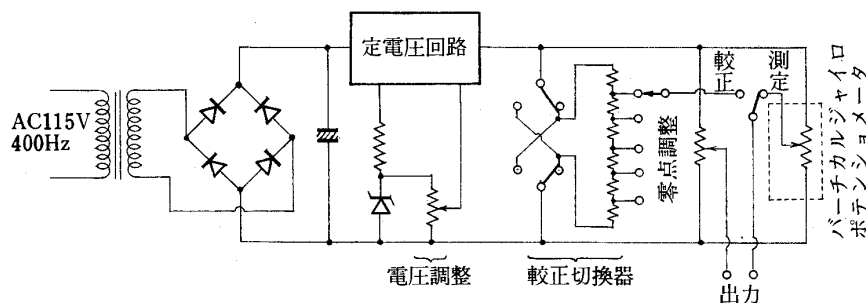


図7 パーチカルジャイロ検出器用電源

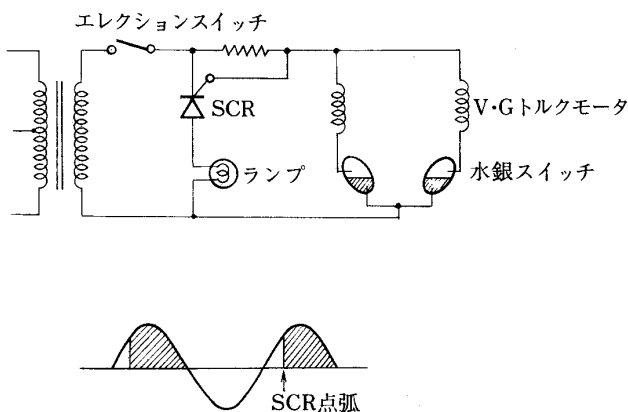


図8 エレクション表示回路

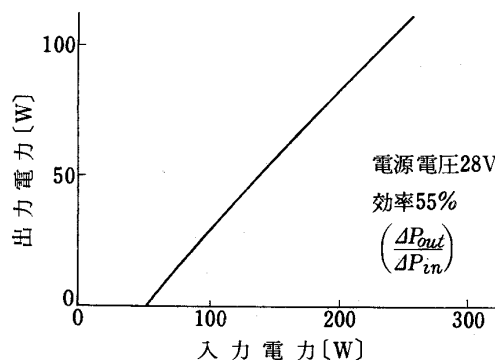


図9 入出力電源特性

カインピーダンスで失った電力に相当する。

5.2 温度特性

入力電力は出力電力と無効電力とに分けられるが、この無効電力は総べてが熱となり装置内の温度上昇源となる。この電力の大部分が付録1の(1-6)式、(1-8)式に示したように、それぞれの熱抵抗によりトランジスタの接合部及び放熱器の温度上昇を生じさせる。図10は放熱器、電源内部及び高度、速度、レートジャイロ用増幅器内部の温度上昇を示したもので横軸に時間軸を取ってある。測定には抵抗線温度計及び校正したサーミスタを使った。温度上昇は放熱器が特に高く、最大出力時には50℃以上の温度上昇がみられた。この放熱器は電源ケースに密着しているためケース内部の温度上昇も大きく、特にトランス周辺は放熱器以上の温度に達する所もあった。しかし、ケースには上面、側面、下面に放熱用の通風孔をあけてあるので比較的溫度上昇も少なくてすんだ。変換器用増幅器は電源と別なケースにしたため10℃以内の温度上昇にとどまった。このように発熱の大きな装置は特に部品の選択を十分考慮して設計する必要がある。

今回の実験機FA-200XSの計測装置の設置場所には、写真3でも判るように副操縦席の足元に本電源装置、直流増副器、変換器用増幅器が置いてあり、さらに足元前方には機内用ヒータがあるため、その温度環境は極めて厳しく、温度上昇には特に慎重に検討しなければならなかった。

図11は入力電力から出力電力を差引いた無効電力を横軸にとり、縦軸に放熱器温度を描いた温度特性である。この図から放熱器の熱抵抗 θ_R は次のように求めることができる。

$$\theta_R = \frac{\Delta T_R}{\Delta P_{loss}}$$

測定結果から $\theta_R=0.28\text{℃/W}$ で、放熱器単体の値 0.2℃/W より 0.08℃/W 大きな値を取っている。これは放熱器の放熱効果が、主に対流によるもので、実際に装置に取付けると周囲の影響により放熱効果は減少する。

本電源ケースのように放熱器が床から数センチしか間隙がないので対流が行われにくく、そのために熱抵抗の増加を生じさせたと思われる。

電源電圧28V
負荷電流0.5A

温度測定位置

- △ 放熱器
- 電源基板内側
- × 電源基板外側
- ◇ 電源部裏側ジャイロ横
- 高度速度及びレートジャイロ用アンプケース

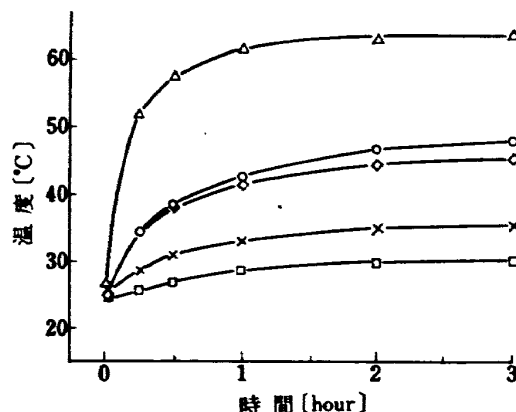
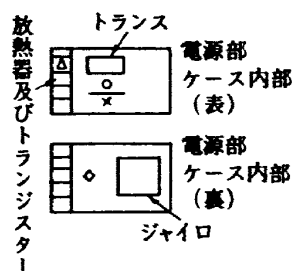


図10 温度上昇特性

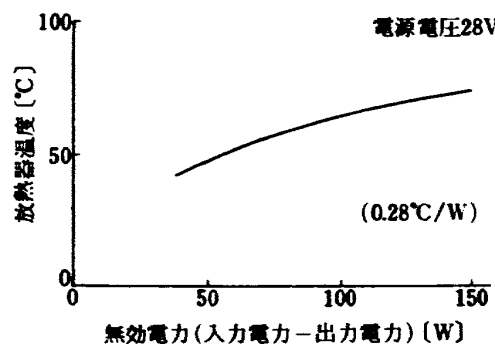


図11 無効電力—温度上昇特性

トランジスタの接合部の温度上昇は、トランジスタの熱抵抗を3℃/Wと仮定すると(これはマイカを挟んだ電力用トランジスタの値である。)次のようになる。(付録1の(1-6)式参照)

$$T_j = \left(\frac{3 \text{ } ^\circ\text{C/W}}{6 \text{ 個}} + 0.28 \text{ } ^\circ\text{C/W} \right) 150 \text{ W} + 25 \text{ } ^\circ\text{C} = 142 \text{ } ^\circ\text{C}$$

この値はトランジスタの最大定格である接合部温度150℃に対して8℃の余裕がある。これは入力電源電圧28V、最大出力時において外気温度33℃までこの出力を出しうることを示している。

図12は発振器への直流帰還がない時の発振器出力電圧と400Hz出力電圧の変動率及び放熱器の温度上昇の時間変化を示してある。発振器及び電力増幅器は

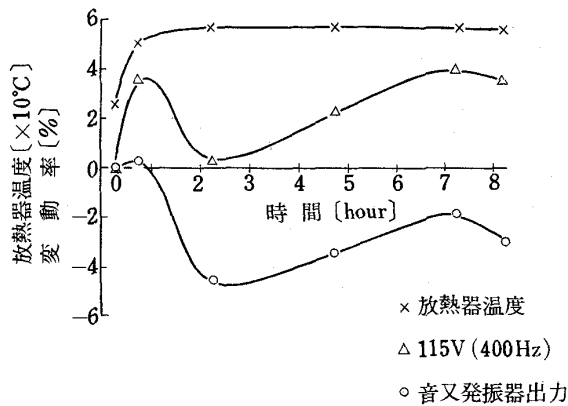


図12 無直流帰還時の温度上昇及びドリフト特性

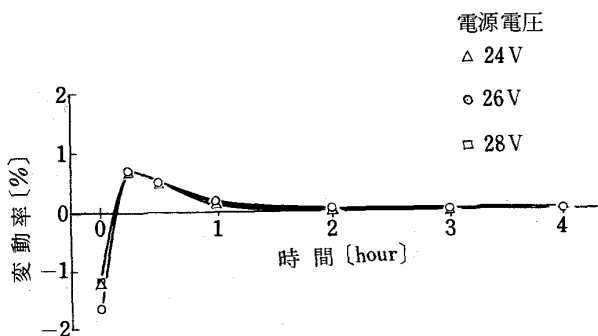


図13 直流帰還時の400Hz, 115V電源電圧ドリフト特性

パワー・トランジスタから発生する熱のために周囲の温度が上り利得が変化しているのが見られる。音叉発振器は温度が上ると出力電圧が下る傾向にある。これは音叉発振器の材質の変化, 又は圧電素子の特性の変化のためであろう。発振器出力と400Hz出力電圧との差が電力増幅器の利得変化のため温度上昇と共に増大してゆく。これはトランジスタの電流増幅度が温度上昇と共に増大したためと考えられる。出力電圧が振動しているように見えるのは熱時定数が発振器と電力増幅器と異なっているためにこのような現象を示すものと考えられる。この時定数の違いは、取付場所の違い及び部品、ケース等の熱伝達特性の違いによるものである。

この温度による出力変動は3章で述べた直流帰還によって改善された。帰還のないときは4%程度のドリフトがあったが、帰還をかけることにより最大時でも0.7%以内におさまり、1時間を越すと0.2%以下に安定する。(図13参照)

5.3 負荷特性

400Hz電源の出力インピーダンスは直流帰還のないときには40Ω程度であったが、帰還をかけると図14に示すように6Ω迄下げることができた。交流帰還のない生のトランジスタの出力インピーダンス(トランス二次側から見たインピーダンス)は2.3KΩで、これが交流帰還をかけることにより40Ωになり、さ

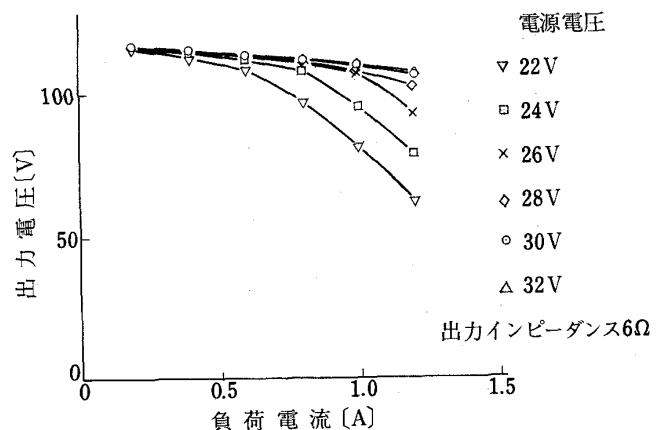


図14 出力電圧—負荷電流特性

らに直流帰還をかけることにより6Qになった。このことは出力インピーダンスが1/400になり、閉回路利得も400倍、50dBもの帰還がかかっていることになる。もし、これを交流帰還だけで行うとすれば周波数特性が400Hz×400=160kHz以上の帯域を持つ増幅器が必要となる。トランスは一般に高域において鉄損、自己インダクタンス、線間容量等が存在し、電力用のもので160kHzもの高域まで特性を延すのは困難である。このため、交流帰還だけでは50dBもの帰還量は一般には実現できない。

本電源では交流帰還の高域発振の調整を行っている段階で10Hz付近の低周波発振が生じた。これはトランスの低周波における非直線的な減衰特性(低周波で磁気飽和を起すために生ずる)のために起ったリミットサイクルか、増幅回路の低周波特性により低周波発振が起ったのか明らかな原因はつかめなかったが、対策として、帰還抵抗の代わりにコンデンサにより帰還させ、低周波における閉回路利得を減衰させることによりこの発振を止めることができた。この結果、高域及び低域での発振防止のため、高域及び低域共に減衰特性を持たせることになった。

5.4 歪率特性

歪率が計測器におよぼす影響は差動トランスを使っている高度・速度用変換器の直線性、ドリフト特性に現われてくる。特に第3、第5等の奇数高調波を位相検波すると直流分が残る、ドリフトの原因となる。また、高度計のようにある高度範囲を拡大して取り出す場合、高調波が打消し電圧(基本波)によって打消されず増幅器を飽和させてしまう。このため直線性を悪化させる。図15は400Hz-115Vの出力電圧の歪率特性である。図から判るように電源電圧が高いほど

歪率が少く、高出力が出せる。出力電力の増加による歪率の増加は、出力電流が増加すると回路の直流抵抗のため電圧降下が生じ、このため正弦波形のピークが飽和し頭がつぶれるため生じる。その他トランスのB-H特性による非直線性、トランジスタの電流増幅度による非直線性による歪も考えられる。図15から電源電圧が26V以上あれば70%負荷(出力電力85W)で歪率3%以下に押さえうる事がわかる。なお歪率は次のように定義される。

$$\text{歪率} = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2}}{V_1}$$

5.5 ドリフト特性

図16はパーチカルジャイロ出力のドリフトを示している。パーチカルジャイロはポテンショメータを使っているため、ドリフトの主原因となるものはポテンショメータに与えられる電圧の変動である。この電源電圧は安定化された400Hzの交流電圧を整流し、さらに定電圧回路で安定化しているため、図16を見てわかるように安定度が高い。このドリフトは定電圧回路に使っている定電圧素子(ゼナーダイオード)あるいは、この基準電圧と出力電圧を比較している差動増幅器の温度特性によるものと思われる。

図17は増幅器の環境温度に対するドリフト特性を示している。この傾斜は温度ドリフト係数を表わす。厳密には外気温度を変え、そのときのドリフトを測定しなければならないが、今回はドリフトの発生源と思われる付近に温度検出器を置き測定してこれに換えた。

図17に示されているように、400Hz-115Vの温度係数は-0.07%/℃とゆう小さな値を持っているが、これは前述した直流帰還のためである。また、バ

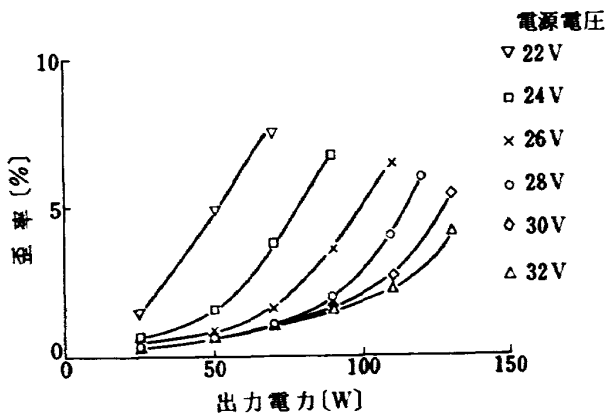


図15 400Hz 電圧波形歪率特性

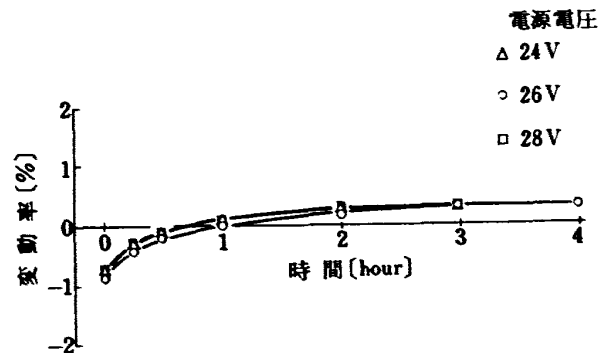


図16 パーチカルジャイロ出力ドリフト特性

ーチカルジャイロの出力 θ 、 ϕ も二重に安定化されているため0.03%/℃と小さい。温度の測定場所は115V出力電圧については放熱器自体、 θ 、 ϕ については定電圧回路のプリント基板の側面の温度を測定した。

5.6 直線性

図18から図21までは各増幅器及び変換器の直線性を示す。

パーチカルジャイロの直線性はポテンショメータの直線性でほぼ決定されるが、データ処理の立場からみると、較正電圧の精度は全体の精度を決める大きな要素となる。なお、パーチカルジャイロの較正は精密傾斜台を使用した。

高度及び速度の較正は水柱マノメータにより行った。これらの直線性を決める要素としては変換器の機械的直線性、増幅器及び、位相検波器の直線性によって決まる。変換器の機械的非直線性は、バネ材のヒステリシス、摩擦による不感帯及び差動トランスの非直線性により生ずる。このヒステリシス及び不感帯は高度変換器で0.07gr/cm²(2ftに相当)、速度変換器は0.3gr/cm²であった。差動トランスの非直線性は高度変換器で15,000ftあたりから、速度計で80m/sあたりから見られた。増幅器の非直線性はトランジスタの電流増幅度等により生ずるが十分な負帰還をかけることにより容易に取り除ける。位相検波器の直線性はチョップの正負入力によるオフセット電圧による違い、チョップ駆動信号の混入(スパイクノイズ)等により劣化するが、本検波器は十分な直線性を示した。

レートジャイロの較正はレートジャイロ較正用ターンテーブルを使用した。レートジャイロの非直線性は高度・速度用変換器と同様の原因が考えられる。

測定の結果、第4表に示す性能表の通り0.05度/秒の分解能及び最大値の0.2%、または測定値の1%のいずれか大きい値以内の直線性を確認した。

レートジャイロの直線性が確認されると、較正電圧の較正は次のように積分器を使い簡単に行うことができる。

1. レートジャイロを静止させ積分器のドリフトを零にする。
2. レートジャイロを直線性を保もてる角速度範囲内で90度あるいは、180度回転させ、その時の積分器の出力電圧Vを読む。その時の感度係数Kは次のようになる。

$$K = \frac{V}{\theta} \text{ (V/度/秒)}$$

ここで、 $\theta=90$ 度又は、180度(図22参照)

5.7 飛行実験

図23に本計測装置を実験用航空機(ビーチクラフト-65, クインエアー)に搭載し、評価試験のため着陸時の運動を記録したデータを示す。データは上から縦揺れ角 θ 、横揺れ角 ϕ 、電波高度計による高度 H_R 、横揺れ角速度 p 、速度 V 、気圧高度 H_p である。記録は着陸進入、フレア、接地、減速の様子を示してある。図24はFA-200XSの方向舵操作による横方向動安定試験の一例である。

実際の飛行実験ではエンジン等による機体の振動のため音叉が外乱を受けるので防振対策を施した。この他の問題として、機体胴体下面にテレメータの送信器及びアンテナがあり、⁽²⁾この電界の影響が信号ケーブルを通して増幅器に入り信号電圧をふらつかせた。このため、信号ケーブルはシールド線の上にアルミ箔を巻きつけ、二重シールドを施し、さらにケーブルを機体に固定することによってテレメータ電界の影響を取り除いた。

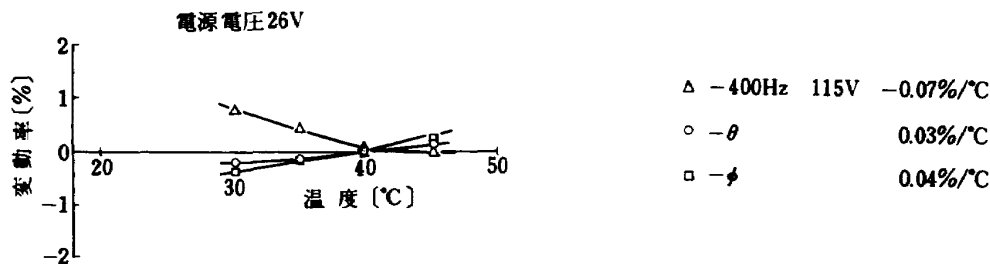


図17 温度係数特性

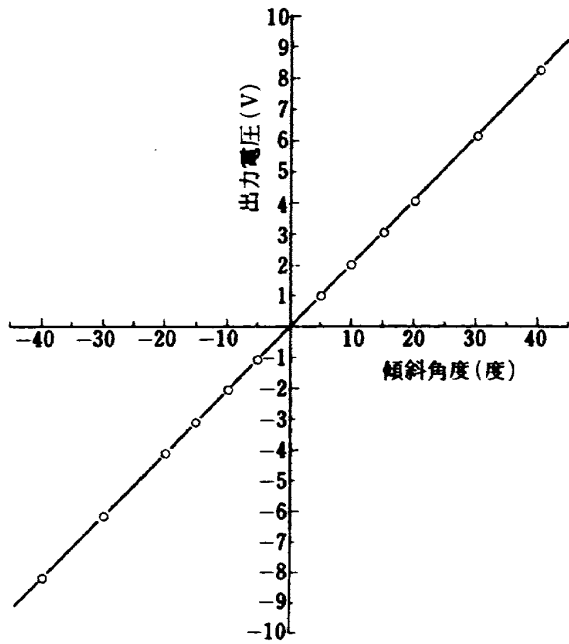


図18 パーチカルジャイロ出力特性

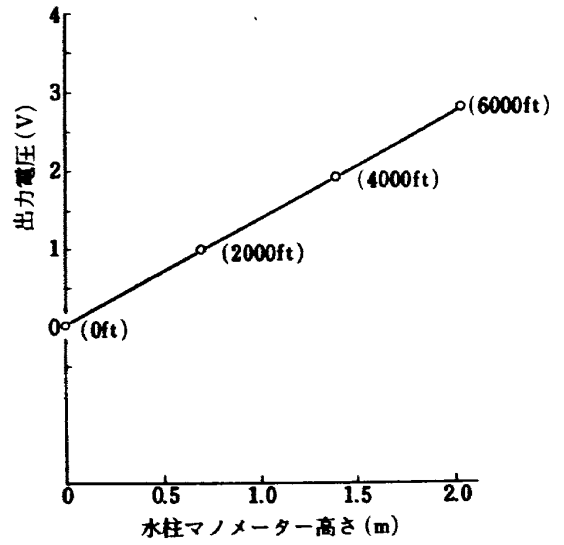


図20 高度変換器出力特性

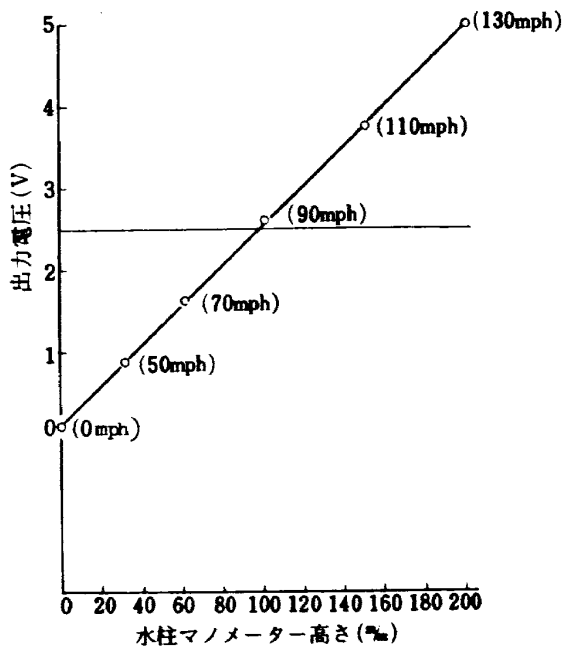


図19 速度変換器出力特性

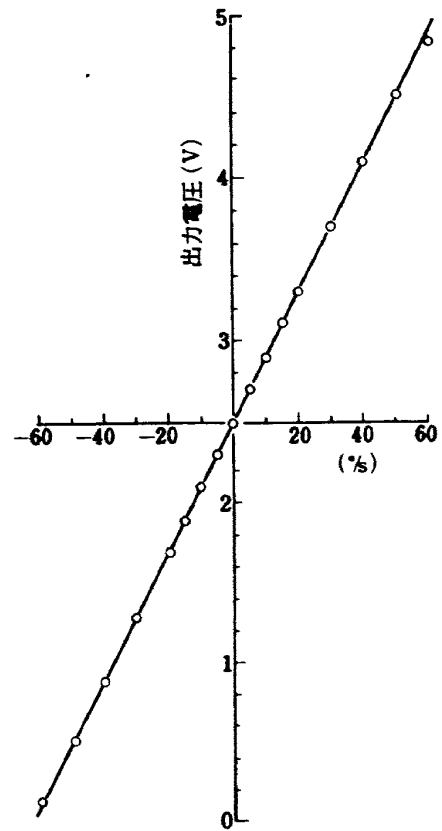


図21 レートジャイロ出力特性

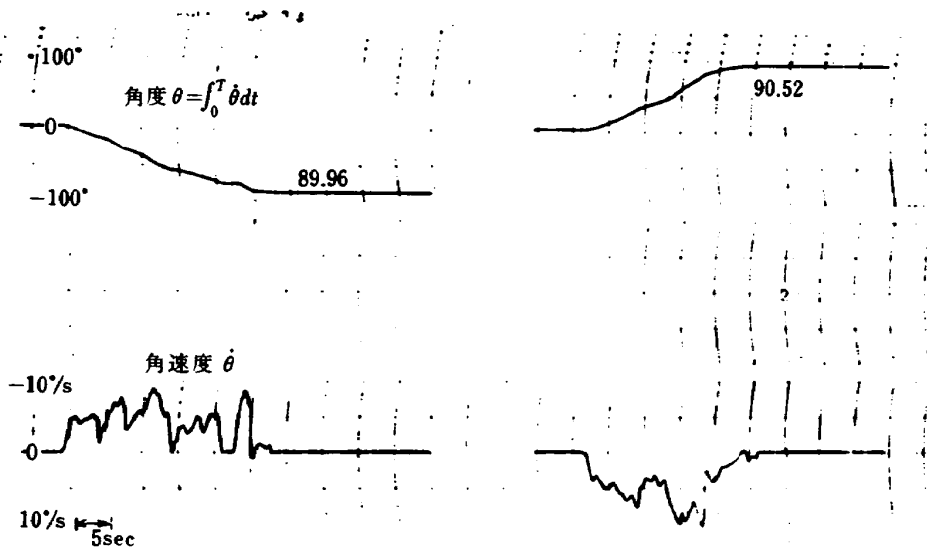


図22 積分器によるレートジャイロ較正試験

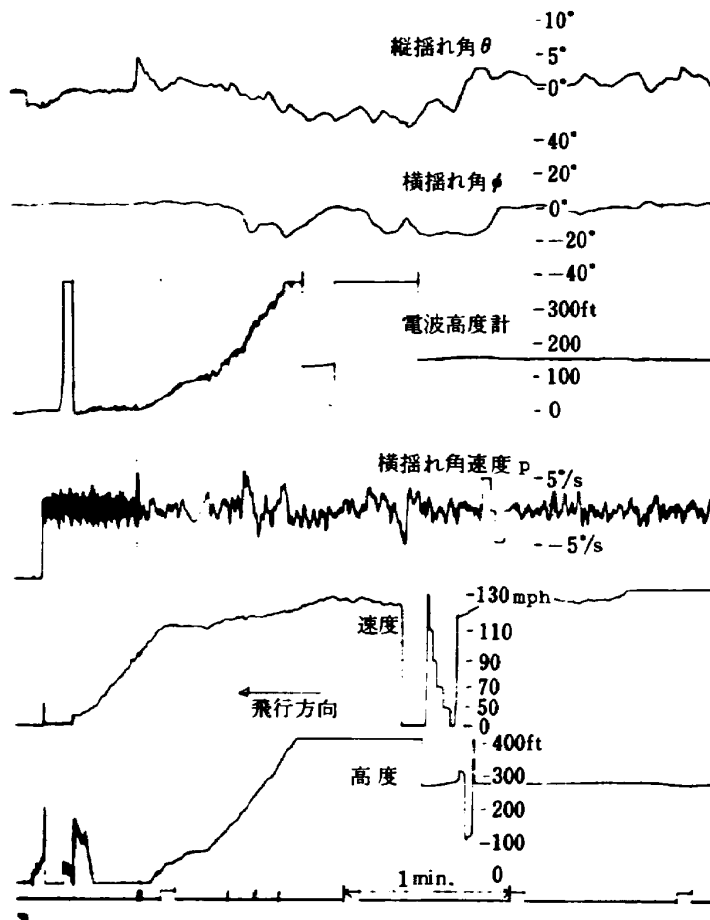


図23 飛行試験データ

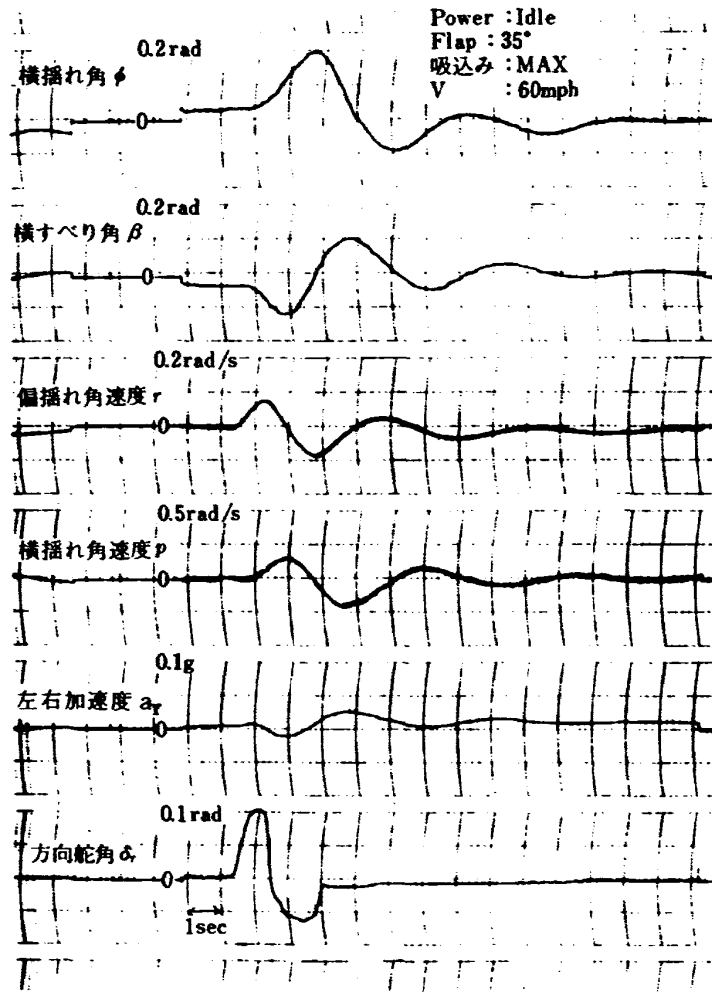


図24 横方向動安定試験

表4 レートジャイロ性能

最大角速度	58 %/s
固有振動数	25~30Hz
モーター電源	115V(3φ), 21.5VA, 400Hz
検出器	マイクロシン
入力電圧	115V, 400Hz
出力感度	0.23V / %/s
分解能	0.058 %/s
出力直線性	0.2% + 1% (最大値) (測定値)
重量	730gr
形状	50φ×90%

6. 結 論

以上の測定結果をまとめて表5に示す。表2に示してある性能と比較して判るように、ほぼ各項目とも初期の目標に達している。これにより飛行実験、特に動安定特性試験に用いる測定系としての必要な性能を持つに至った。以上まとめて結論として次の事柄を載けられる。

- (1) 出力インピーダンスの低減には負帰還による帰還量の増加が必要であるが、帰還量はトランスを含む閉回路で高域、及び低減周波数帯域幅で制限される。もし閉回路の中にトランスを含まない直流増幅器を使うことが出来れば周波数帯域は広がり、より多くの帰還量をかけることが出来、出力インピーダンスを下げる事が出来るであろう。
- (2) 交流出力電圧を整流して直流帰還をかけることによりさらに出力インピーダンスを低減させ安定な出力電圧を取り出すことが出来る。
 このような直流帰還をかける場合、整流フィルタの時定数T'と発振器自身もっている時定数Tとの比をできるだけ大きくすることにより、安定した帰還をかけることが出来る。
- (3) 電力増幅器の温度上昇については、放熱器単体の放熱特性(熱抵抗)の他に、その取付け方法、設置場所の広さ、対流等の条件を見積る必要がある。
- (4) 飛行試験用計測装置を設計、製作する場合、必要な性能を持たせることは無論のこと、さらに使い易さ、特に後で行うデータ処理をも考慮に入れ総合的に設計されるべきであろう。

7. あ と が き

この計測装置は現在我々が行なっているFA-200XSの飛行実験に対し、必要に迫られ試作とゆう形を取って製作に当たったが、その間、幾つかの問題に突当たり、試行錯誤的に解決した部分も少なくない。それから得られた結果、未解決な問題等、気付いたまま羅列したが、今後、此のような計測装置の設計に幾らかでも参考になる所があれば幸いである。

最後に、ジャイロ関係の較正試験には計測部の協力を得た。

参 考 文 献

- (1) 飛行実験部：単発STOL実験機(FA-200XS)について一航技研報告 TR-229 (昭和45年12月)
- (2) 幸尾治朗, 小野孝次, 矢沢健司, 塚野雄吉：単発STOL実験機に関する研究—テレメータ実験局の電界強度測定—航技研資料 TM-202 (昭和46年6月)
- (3) 高井宏幸：自動制御理論 1961 オーム社
- (4) 山下英男：電子計算機(アナログ計算機編)(昭和36年)オーム社
- (5) 電子回路ハンドブック編集委員会編：電子回路ハンドブック 1963 pp.92~94 丸善
- (6) 藤島啓：音叉, 音片発振器—電わい—とその特性, エレクトロニクス 第10巻11号(1965) pp.104-107
- (7) 東芝半導体ハンドブック編集委員：東芝半導体ハンドブック1 (昭和41年4月)

表5(a) 400Hz-115V電源性能

出力	115V 120VA
出力インピーダンス	6Ω
周波数精度	400Hz ±0.5Hz
歪率	3%以下(26V以上)
出力変動率	-0.07%/℃
入力電圧による出力変動率	0.08%/V

(b) 計測要素性能

	V · G	R · G	H	V
測定範囲	±50°	±60°/s	0-15000ft	0-200mph
直線性	±1%	±1%	±1%	±1%
分解能	0.2°	0.05°/s	0.07g ¹ /cm ² (2ft)	0.3g ¹ /cm ²
ドリフト	0.04%/℃	0.15%/℃	0.1%/℃	0.1%/℃
出力インピーダンス	2KΩ	2KΩ	2KΩ	2KΩ
出力電圧	0-5V	0-5V	0-5V	0-5V

付録1 電力用トランジスタ増幅器の設計

電力用トランジスタ増幅器を設計する際、次の事を考慮に入れなければならない。

- 1) 入力電流(供給電流)及び入力電圧(電源電圧)
- 2) 効率及びトランジスタの温度上昇

トランス負荷の場合、出力電圧は図25(b)に示すように電源電圧E点よりトランスの負荷特性によって決まる直線A-E上を動く。この時、トランスに生じる最大振幅電圧E_Tは、トランジスタの飽和電圧、回路抵抗による電圧降下を考えると次のようになる。

$$E_T = E - E_{CE(SAT)} - (R_E + R_T) I_{C(SAT)} \quad (1-1)$$

ただし、E: 電源電圧

E_{CE(SAT)}: コレクタ飽和電圧

R_E: エミッタ抵抗

R_T: トランス内部抵抗

I_{C(SAT)}: コレクタ飽和電流

これからトランスに生じる実効電圧V_{rms}、実効電流I_{rms}及び入力電流I_{in}は次の様になる。

$$V_{rms} = E_T / \sqrt{2} \quad (1-2)$$

$$I_{rms} = \sqrt{2} P_{out} / E_T \quad (1-3)$$

$$I_{in} = \frac{4}{\pi} P_{out} / E_T \quad (1-4)$$

ただし、P_{out}: 出力電力

入力電力をP_{in}とすれば効率η

$$P_{in} = E I_{in}$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\pi E_T}{4E}, \quad (E_T < E) \quad (1-5)$$

となる。これはB級増幅器の最大効率がπ/4、すなわち78.5%以上にならないことを示している。実際はE_T/Eが1より小さく、又、トランスの鉄損及びバイアス電流等により無効電力が増加するので、この効率はπ/4より低くなる。

入力電力と出力電力との差で表わされる無効電力P_{loss}は主として電力用トランジスタで消費される。このため放熱器によりこの無効電力を放熱させる必要がある。トランジスタ及び放熱器の熱的等価回路を図26に示す。従ってトランジスタ接合部の温度は次式で表わされる。

$$T_j = \left(\frac{\theta_{Tr}}{n} + \theta_R \right) P_{loss} + T_a \quad (1-6)$$

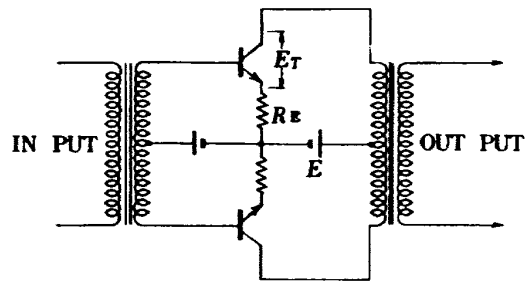


図25(a) トランジスタ電力増幅回路

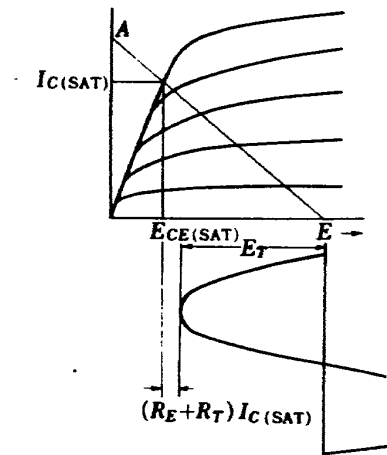


図25(b) 電力用トランジスタ電圧電流特性

ただし、θ_{Tr}: トランジスタ熱抵抗(℃/W)

θ_R: 放熱器熱抵抗(℃/W)

P_{loss}: トランジスタ消費電力(W)

T_a: 周囲温度(℃)

T_j: トランジスタ接合部温度(℃)

n: トランジスタの個数

(9)式よりトランジスタの個数nは

$$n = \frac{\theta_{Tr}}{((T_j - T_a) / P_{loss} - \theta_R)} \quad (1-7)$$

又、放熱器温度T_rは次式で表わされる。

$$T_r = \theta_R \cdot P_{loss} + T_a \quad (1-8)$$

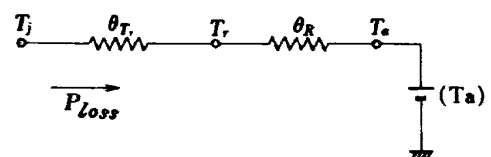


図26 放熱器熱伝達等化回路

付録2 音叉発振器を含む直 流帰還回路の安定性

音叉発振器は二次振動系で減衰率 ζ が非常に小さい。 $(\zeta=1/1,000$ 程度)この振動系の振巾の包絡線は次のようになることが知られている。

$$V = V_0 e^{-\zeta \omega t} \quad (2-1)$$

これは一次遅れの応答とみることが出来、今、 $T = 1/\zeta \omega$ と置けばこの伝達関数 $V(s)$ は次のように書ける。

$$V(s) = \frac{A}{sT + 1} \quad (2-2)$$

又、RとCによるフィルターも同様に一次遅れ系であるので $T' = RC$ とおけば同じように

$$V'(s) = \frac{\beta_0}{sT' + 1} \quad (2-3)$$

このことから図5の直流帰還制御における伝達関数は次のように書ける。

$$\frac{V_{out}}{V_s} = \frac{\frac{KA}{sT+1}}{1 + \frac{\beta_0}{sT'+1} \cdot K \cdot \frac{A}{sT+1}} \quad (2-4)$$

この系の特性方程式は

$$1 + \frac{KA\beta_0}{(sT+1)(sT'+1)} = 0 \quad (2-5)$$

これを展開し次のように置く。

$$s^2 + 2\zeta_n \omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (2-6)$$

ただし、

$$2\zeta_n \omega_n s = \frac{T+T'}{TT'}, \quad \omega_n^2 = \frac{1+KA\beta_0}{TT'}$$

これからループゲイン $KA\beta_0$ は

$$KA\beta_0 = \frac{(T+T')^2}{4T \cdot T' \zeta_n^2} - 1 \quad (2-7)$$

系のダンピングを臨界制動値 $\zeta_n = 0.7$ と置き、 $T \gg T'$ であれば(2-7)式は

$$KA\beta_0 \approx \frac{T}{T'} \quad (2-8)$$

これによりループゲインを高くし、出力インピーダンスを下げるには、 T と T' の比を大きく取ればよい。

ここで、 T は音叉発振器の減衰時定数で $\zeta=1/1,000$ 、 $\omega=400 \cdot 2\pi \approx 2500$ とすれば $T \approx 0.4$ 秒、 T' はフィ

ルターの時定数で遮断周波数を 20Hz とすれば $T' = 1/2\pi \cdot 20 \approx 0.008$ 秒となり $T \gg T'$ の条件は成り立つ。 T は音叉の共振率 $Q=1/2\zeta$ で決まってしまうのでループゲインを上げるためにはフィルターの時定数を小さくすることが必要である。しかし、これも電源周波数が 400Hz なので基本波及び高調波成分を十分減衰させる必要がある、むやみに小さくできない。これはフィルタで残った基本波成分が直流増幅器で K 倍され音叉の入力となるので、結果として位相関係により発振を止めたり異常発振を起させる原因となる。又、これら交流成分が大きくなると、直流増幅器が飽和してしまい結果的に直流増幅度 K を減少させ十分なループゲインを得られなくなる。ゆえに、この整流フィルター時定数及び直流増幅度は十分、かつ安定な動作をさせるために適当な値を選ぶ必要がある。

付録3 位相検波回路の結合コン デンサによる等価出力抵抗

位相検波回路は図27(a)のように増幅器からくる交流信号を結合コンデンサを通して交流基準信号に同期したスイッチング回路により検波しアナログ信号にする。 LC フィルタは検波したとき交流成分が残るのでこれを除去するためのものである。この検波を行う時、結合コンデンサが直流抵抗のごとく出力抵抗として働く。

出力端子に電流 i を流したときに生ずる電圧上昇をその電流 i で割ったものを出力抵抗と定めると、

$$R_{out} = \frac{dV}{di} \quad (3-1)$$

しかるに図27(b)のように位相検波を行なっているため電圧 V は各半周期ごとに零になる。したがって位相検波器における電圧 V は図27(c)のようになり、その平均電圧 \bar{V} は次のように表わせる。

$$\bar{V} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/\omega} V dt$$

$$\bar{V} = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\pi/\omega} \frac{i t}{C} dt$$

$$= \frac{\omega}{4\pi C} \left(\frac{\pi}{\omega} \right)^2 i \quad (3-2)$$

よって(3-1)式と(3-2)式より

$$R_{out} = \frac{\pi}{4\omega C} \quad (3-3)$$

となりこれが出力抵抗となる。したがって図27(d)に示すようにLCフィルタのダイビング抵抗として働き、フィルタの特性に影響を与えるので、この結合コンデンサの値はフィルタを含めた回路で計算し、決定する必要がある。ただし、この回路ではフィ

ルタ用のコンデンサ C_f が、この出力抵抗 R_{out} にある程度影響を及ぼすがフィルタの遮断周波数及び結合コンデンサ C とフィルタのチョークコイル L_f の共振周波数が位相検波器の同期信号の周波数より小さければ、その影響は少ない。

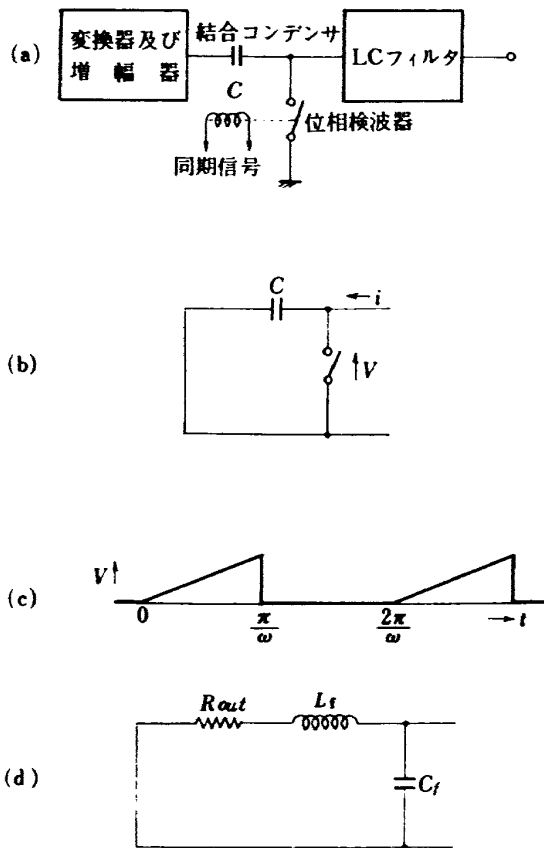


図27 位相検波器の結合コンデンサによる等価出力抵抗

航空宇宙技術研究所資料264号

昭和49年10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(042)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
