

ISSN 0389-4010
UDC 621.375.9

航空宇宙技術研究所報告

TECHNICAL REPORT OF NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

TR-749

圧電型加速度センサ用チャージ増幅器の試作

越 沼 威 ・ 西 尾 健 二

1983年1月

航空宇宙技術研究所
NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

圧電型加速度センサ用チャージ増幅器の試作*

越 沼 威** 西 尾 健 二**

Development of the Charge Amplifier for Piezoelectric Accelerometer Sensors

Takashi KOSHINUMA, Kenji NISHIO

ABSTRACT

Piezoelectric accelerometer sensors which have many advantageous features are widely used in the field of vibration measurement. However, they usually require an amplifier to convert the small charge output to a stable voltage output.

This paper describes a newly-developed charge amplifier employing hybrid technics for reducing the weight and size and improving the reliability.

These charge amplifiers have had no failures during the time they have been used in the Engine Monitoring System.

ま え が き

最近の振動計測において圧電型加速度センサは、動作温度範囲が広く、小型軽量、堅牢な構造、広い周波数、ダイナミックレンジ特性、外部駆動電源を必要としない、等の利点から、航空機を始め広範な分野で用いられている。反面、センサから得られる出力は加速度に比例した微小電荷出力であり、センサの特徴を損うことなく安定な出力電圧を得るには、広帯域、高増幅度、高入力インピーダンスを有する増幅器を用い、電荷・電圧変換を行なわなければならない。信頼性の高い小型軽量の電荷・電圧変換増幅器が得にくかった。

本試作増幅器は機上搭載を目標としたエンジン監視装置に組み込み、ジェットエンジンのベアリング、ケーシング等に取り付けられた加速度センサの出力を電圧に変換し、信号処理部へ導くもので、機上搭載型という前提から、小型軽量はもとより電氣的、機械的にも極めて高い信頼性を要求される。

本増幅器は以上を考慮し、出力機能を加速度、速度に限定し、回路を簡素化するとともに構成部品を厳選してハイブリッドIC化を行い、信頼性の向上、小型、軽量化を図った。

本増幅器は試作後の電氣的特性、環境特性試験において、所要の性能が得られ、装置組込後も安定に動作し続けている。

1. 機能の概要

本増幅器の機能ブロック図を図1に示す。図1において、チャージ増幅器部は差動型とし、加速度センサの発生電荷を電圧に変換する。この増幅器部では最大入力±5000〔PC〕(1〔G〕=10〔PC〕とした時加速度±500〔G〕相当)の時、チャージ増幅器出力で10〔V_{p-p}〕となるよう設計した。次段のラダー抵抗ネットワークは加速度、速度のゲインを変えるため、チャージ増幅器の出力電圧を100/100, 20/100, 6/100, 1/100に分割する。増幅部では、フルスケール5〔V_{p-p}〕にするため、50倍に増幅する。バッファ増幅部は、負荷変動が前段増幅器に影響を与えぬようにするとともに前段の直流分を遮断して、DCオフセット電圧を軽減し、出力インピーダンス

* 昭和57年11月10日受付

** 原動機部

を下けている。

積分器は、加速度出力を積分し、速度に変換するもので、直線性の良いミラー積分器を採用した。積

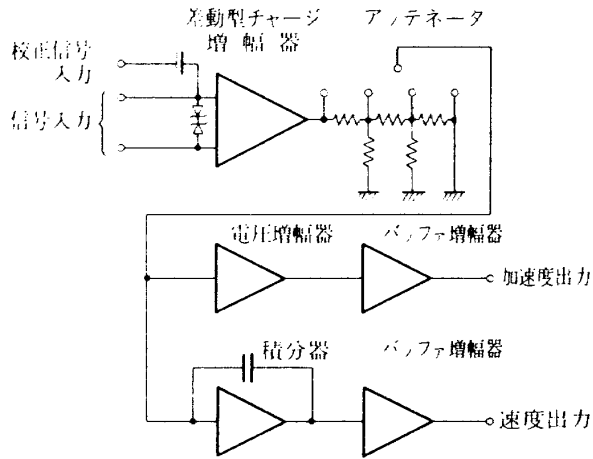


図1 チャージ増幅器機能ブロック図

分器の出力は次式で表せる。

$$v_0 = -\frac{1}{CR} \int v_i dt \quad \dots\dots (1)$$

但し、 v_0 ：積分器出力電圧、 v_i ：積分器入力電圧

CR ：積分時定数

(1)式において、積分時定数 CR は次の様に定めた。

重力加速度 G は

$$G = 9.8 [\text{m/sec}^2] \approx 3.858 \times 10^2 [\text{inch/sec}^2] \quad \dots\dots (2)$$

であり、加速度レンジを $10 [\text{mV/G}]$ と設定すれば、

$$\begin{aligned} 10 [\text{mV/G}] &= 10 [\text{mV}] / 3.858 \\ &\quad \times 10^2 [\text{inch/sec}^2] \\ &= 0.02592 [\text{mV/inch/sec}^2] \end{aligned} \quad \dots\dots (3)$$

速度レンジは測定上端数の無い方が都合が良く、

表1 電気的目標性能

項 目	特 性	備 考
出 力 機 能	加速度出力 (電圧)	
	速度出力 (電圧)	
入力インピーダンス	20 [MΩ] 以上	測定周波数 100 [Hz]
周 波 数 特 性	5 ~ 5000 [Hz] : ± 3 [dB] 以内	
ひ ず み 率	1 [%] 以下 (最大出力時)	
利 得 調 整 範 囲	40 [dB] 4 段切換 確度 ± 0.5 [dB] 以内	ハイブリッド IC 端子の 外部接続を換える
	入力 0 [dB] に対し、出力	
	+8 [dB] ± 0.5 [dB], -6 [dB] ± 0.5 [dB]	
	-16.45 [dB] ± 0.5 [dB], -32 [dB] ± 0.5 [dB]	
飽 和 レ ベ ル	5 [V _{p-p}] 以上	
加速度出力の直線性 (100 [Hz] 基準)	5 ~ 5000 [Hz] : ± 3 [dB]	
	20 ~ 1000 [Hz] : ± 1 [dB]	
	50 ~ 500 [Hz] : ± 0.2 [dB]	
CMR (コモンモード除去比)	-20 [dB] 以下	測定周波数 100 [Hz]
ノ イ ズ レ ベ ル	加速度出力: -40 [dBm] 以下	
	速度出力: -60 [dBm] 以下	
D C オ フ セ ッ ト	0V ± 50 [mV]	
消 費 電 流	電源電圧 15 [V] の時、各 20 [mA] 以下	

入力周波数が低い場合（5Hz）においても出力が飽和しない事が必要である。以上の点から、

加速度レンジ 速度レンジ

10〔mV/G〕 ↔ 1〔mV/inch/sec〕

のように対応させた。よって積分時定数CRは

$$CR = \frac{0.0259 \text{〔mV/inch/sec}^2\text{〕}}{1 \text{〔mV/inch/sec〕}} = 25.9 \text{〔msec〕}$$

となる。

2. 目標性能

本チャージ増幅器は機上搭載を目標としたエンジン監視装置に組み込み、十分な性能、信頼性が得られ

るよう、基本性能を以下の様に定めた。

2-1 電気的目標性能

本チャージ増幅器の電気的目標性能を表1に示す。

また表2はアッテネータ位置を変更した場合における最大測定速度範囲およびその時の増幅器各部の定格電圧を示す。なお、（TP n）は外部リード引出し番号を示す。

2-2 環境条件

表3に示す環境条件に準拠するものとする。

表2 チャージ増幅器入出力表

名称 アッテネータ位置	測定G範囲	変換利得	発生電荷	等価電圧 内部容量 100〔PF〕	チャージ 増幅器出力 （TP29）	加速度入力 （TP25）	加速度出力 （TP17）	速度出力 （TP2）
単位 位置	G	〔mV/G〕	〔pC〕 MAX	〔V _{p-p} 〕 MAX	〔V _{p-p} 〕 MAX	〔mV _{p-p} 〕 MAX	〔V _{p-p} 〕 MAX	〔V _{p-p} 〕 MAX 〔mV/inch/sec〕
（100/100）	0～5	1,000	50	1	0.1	100	5	6.14 （100）
（20/100）	0～30	167	300	6	0.6	100	5	6.14 （16.7）
（6/100）	0～100	50	1,000	20	2	100	5	6.14 （5）
（1/100）	0～500	10	5,000	100	10	100	5	6.14 （1）

表3 環境条件

項 目	準 拠 規 格	内 容
動作温度	—————	－10〔℃〕～＋70〔℃〕
保存温度	—————	－65〔℃〕～＋150〔℃〕
振 動	MIL-STD-883 METHOD 2007 CONDITION A	20～2000〔Hz〕, 20〔G〕, 4分 X, Y, Z各方向 4回
機 械 衝 撃	MIL-STD-883 METHOD 2002 CONDITION B	Y ₁ 方向 1500〔G〕 5回
定 加 速 度	MIL-STD-883 METHOD 2001 CONDITION A	Y ₂ 方向 5000〔G〕 1分間
湿 度	MIL-STD-883 METHOD 1004	95〔%〕 RH以下
気 密 性	MIL-STD-883 METHOD 1014 CONDITION A, C	1×10 ⁻⁷ 〔atm・cc/sec〕以下
高 度	—————	150,000〔feet〕

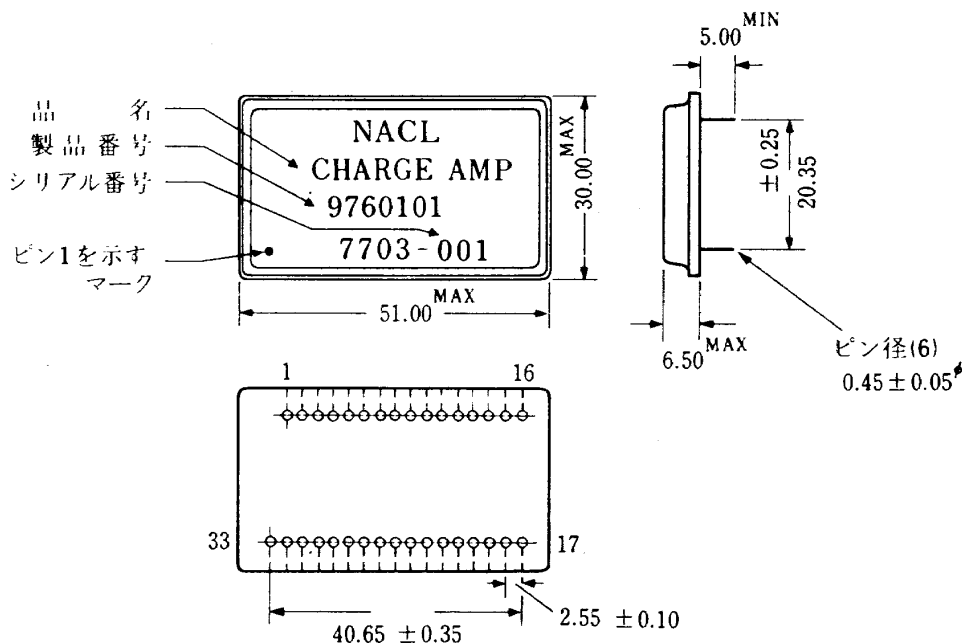


図2 パッケージ、外形構造、寸法

2-3 外形構造、寸法、重量

外形構造、寸法は図2に示すものとし、重量は20〔g〕以下とする。仕上り外観はキズ、リード曲り等製品価値を低下させる欠陥の無いこと。

3. 回路設計

3-1 チャージ増幅器

電荷を電圧に変換する増幅器を考える場合、大別して高入力インピーダンス増幅器、チャージ増幅器の2種がある。本試作では、入力ケーブルの容量の影響が少く、安定な動作の期待できるチャージ増幅器の回路を採用した。チャージ増幅器は基本的には容量の負き還を持つ、高い増幅度を有する電圧増幅器で、その基本回路を図3に示す。図において、加速度センサで発生した電荷信号は C_f に蓄えられその両端に出力電圧を生ずる。出力電圧は、入力インピーダンス、増幅度が十分大きく、増幅器の動作が線形の範囲内であれば一義的に C_f によって定まり

$$E_0 = -\frac{Q}{C_f} \quad \dots\dots (5)$$

の関係が成り立つ。実用的な振動計測におけるチャージ増幅器ではこれら基本的な回路動作の他、セラミックを用いたセンサの場合、Pyroelectric Out-

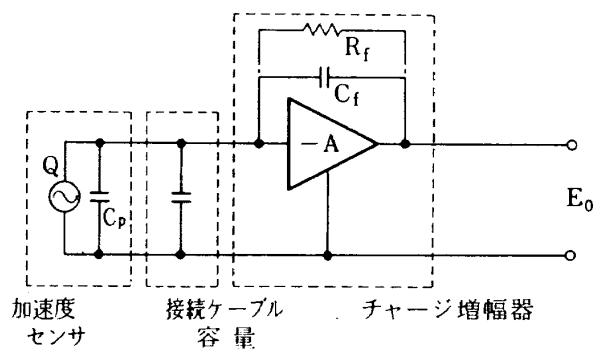


図3 チャージ増幅器基本回路

put (センサ自身が、温度変化によって発生する擬似直流電圧) による影響を除くためのハイパスフィルタ、過大入力保護回路を必要とする。チャージ増幅器でハイパスフィルタを構成するには C_f と並列に抵抗 R_f を挿入する(図3参照)。この時の低域遮断周波数は

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_f R_f} \quad \dots\dots (6)$$

となる。以上を考慮し、目標とする電氣的諸特性を得るため、図4に示す差動型チャージ増幅器を構成した。図において、 R_1 , R_2 は発振防止用抵抗、 ZD_1 , ZD_2 は過大入力防止用ゼナーダイオード、 R_3 , R_4 は直流バイアス用として、またPyroelectric

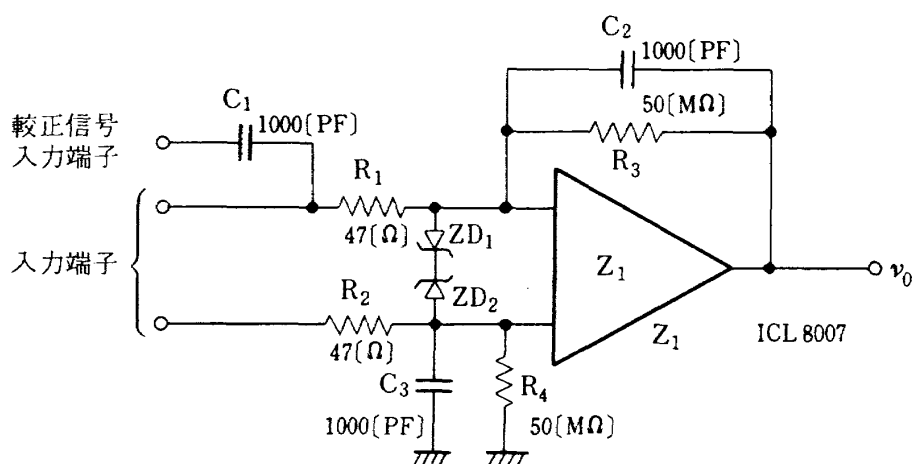


図 4 差動型チャージ増幅器の構成

output 低域用ハイパスフィルタの抵抗として働く。
 C_1 は校正信号を電圧値として入力するためのコンデンサである。 C_2 、 C_3 はフィードバックコンデンサで図 5 に示すセンサを接続し ± 5000 [PC] の入力に対し 10 (V_{p-p}) となるように値を定めた。図 4 において Z_1 を理想演算増幅器^{*}と仮定すれば、チャージ増幅器出力 v_0 は

$$v_0 = -\frac{C}{2} \left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right) v_i \quad \dots\dots (7)$$

但し、

$$v_i = \frac{Q}{C}$$

で表わせる。ここに

v_i ; チャージ増幅器入力電圧

Q ; センサ発生電荷

C ; センサ内部容量

最大入力 ± 500 [G] ($Q = \pm 5000$ [PC]) の時、 $v_0 = 10$ (V_{p-p}) となるには、

$$v_i = \frac{\pm 5000 \text{ [PC]}}{100 \text{ [PF]}} = \pm 50 \text{ [V]} = 100 \text{ [V}_{p-p}] \quad \dots\dots (8)$$

であるから、 $C_2 = C_3$ とすれば、(7) 式より、 $C_2 = C_3 = 1000$ [PF] となる。 R_3 、 R_4 は増幅器動作の安定性を見地からは、抵抗値が低い程有利であるが低域の周波数特性が悪化するため、 5 [Hz] で規格内に入るよう 50 [MΩ] とした。この時の低域遮断周波数は(6)式より約 3.2 [Hz] となる。

^{*}入力インピーダンス無限大、開ループ利得無限大、周波数特性 DC ~ 無限大

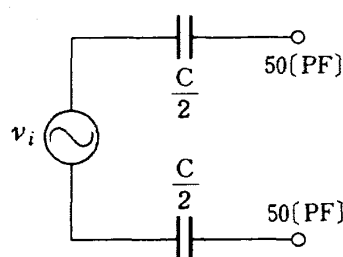


図 5 圧電型加速度センサ等価回路

3-2 ラダー抵抗ネットワーク

ラダー抵抗ネットワークは、チャージ増幅器と次段電圧増幅器 (50 倍) との間にあり、加速度出力の最終出力電圧がフルスケールで 5 (V_{p-p}) となるようチャージ増幅器出力を分圧する。基本的には単なる抵抗分割と同じであるが、各分圧点から接地点を見たインピーダンスが等しく、次段増幅器の入力インピーダンスに比べて十分低くなければ正確な分圧比が得られないばかりか、次段増幅器のゲインも分圧比を変更する毎に変わる。また回路をハイブリッド IC 上に構成するうえから、使用抵抗の最高値及び最低値に差の少ない事が望ましい。以上の点から分圧器としてラダー抵抗ネットワークを採用した。

図 6 において、 $A_1 : A_2 : A_3 : A_4 = 100/100 : 20/100 : 6/100 : 1/100$ に分割する場合を考える。次段増幅器の入力インピーダンスに比べ十分小さく、 Z_1 の負荷として十分に駆動出来る値として、

$R_6 = R_8 = R_{10} = 500$ [Ω] とすれば、各部の抵抗値は

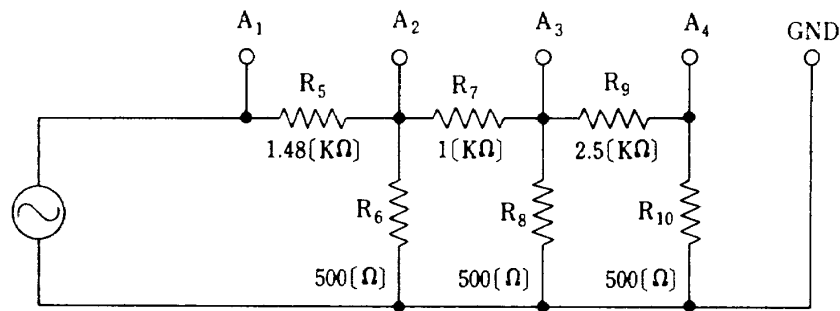


図6 ラダー抵抗ネットワーク

$$R_{10}/R_9 + R_{10} = 1/6 \text{ より, } R_9 = 2.50 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

$$R_A/R_7 + R_A = 6/20 \text{ より, } R_7 = 1.00 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

$$\text{但し, } R_A = R_8(R_9 + R_{10})/R_8 + (R_9 + R_{10})$$

$$R_B/R_5 + R_B = 20/100 \text{ より, } R_5 = 1.48 \text{ [K}\Omega\text{]}$$

$$\text{但し, } R_B = R_6(R_7 + R_A)/R_6 + (R_7 + R_A)$$

と決定される。

3-3 電圧増幅器

ラダー抵抗ネットワークで分圧された出力を 50 倍し、5 [V_{P-P}] の出力を得るための電圧増幅器である。ゲインが 1 段当たり 50 倍という比較的高い増幅度を持ち、かつ入力インピーダンスを高く取るには高い値の帰還用抵抗を用いる必要がある。これを避けるため、図 7 に示す、高抵抗を用いない高増幅率の回路を採用した。図において、電圧増幅器のゲインは、 $R_{12} \gg R_{13} \gg R_{14}$ であれば次式で表わされる。

$$\frac{v_0}{v_i} = -\frac{R_{12}}{R_7} \left(1 + \frac{R_{13}}{R_{14}} \right) \quad \dots\dots (9)$$

R_7 を積分器の入力抵抗値と合わせ (4-4 積分器参照) 34.6 [KΩ] とすれば、 $v_0/v_i = 50$ と規定したので (9) 式より $R_{12}/R_7 =$ とすれば、 $R_{12} = 69.2$ [KΩ] 従って $R_{13}/R_{14} = 24$ となり、 $R_{13} = 4$ [KΩ] とすれば、 $R_{14} = 167$ [Ω] となる。 R_{15} は入力バイアス電流、漏洩電流等に起因するオフセット電圧を補償するもので図 7 においては

$$R_{15} = \frac{R_7 \cdot R_{12}}{R_7 + R_{12}} = 23 \text{ [K}\Omega\text{]} \quad \dots\dots (10)$$

となる。

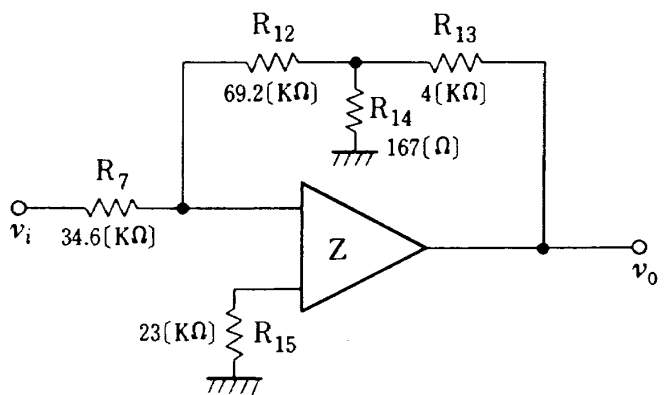


図7 電圧増幅器

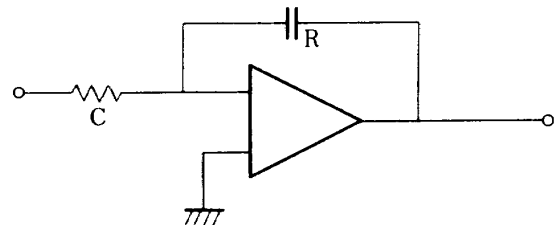


図8 ミラー積分器基本回路

3-4 積分器

チャージ増幅器の加速度出力を積分し、速度出力を得るためのもので、基本的には図 8 に示す回路で良いが、本回路の場合、時定数が 25.9 [ms] と比較的大きく、C 又は R を大きくしなければならない。ハイブリッド IC 上に回路を構成する制約上、C はチップサイズの面からあまり大きく出来ず、また R を大きくすればループゲインが下る。

DC ゲインを下げて出力のオフセット電圧を小さくし、かつミラー積分器としてループゲインを十分にとるため、図 9 に示すブリッジ T 型ミラー積分器を採用した。図において、伝達関数 $T(s)$ は次式で表

せる。

$$T(s) = \frac{-Z_1}{Z} \cdot \frac{2 \cdot Z_2 Z_3 + Z_2^2}{Z_1 \cdot Z_3 + 2 \cdot Z_2 Z_3 + Z_2^2} \quad \dots\dots (11)$$

但し、 $Z = R_{18}$ $Z_1 = 1/SC_5$ $Z_2 = R_{19} = R_{20}$
 $Z_3 = 1/SC_6 + R_{22}$

(11)式において、 $Z_2 \gg Z_1 \gg Z_3$ とすれば、

$$T(s) = \frac{-Z_1}{Z} = \frac{-1}{SC_5 R_{18}} \quad \dots\dots (12)$$

となり、理想積分直線となるが、DCゲインを高くすると、発振、オフセット電圧が問題となる。よって表2で定めた周波数特性の下限5Hz以下では、ループゲインを出来る限り小さくしたほうが、性能、

動作は安定する。図9の回路においては、共振周波数 f_0 を3〔Hz〕に選んだ。すなわち、

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_{19} \sqrt{C_5 C_6}} = 3 \text{〔Hz〕} \quad \dots\dots (13)$$

積分時定数は(4)式で25.9〔ms〕と定めたが、この時の積分ゲインは(1)式から

$$\frac{1}{CR} = \frac{1}{25.9 \times 10^{-3}} = 38.61 \quad \dots\dots (14)$$

となる。しかるに加速度出力は、ラダー抵抗ネットワークのあと、電圧増幅器で50倍されていることから、積分ゲインも(14)式の値を50倍する必要がある。従って図9における積分時定数は(4)式においてCRの値を50で割った値となり、

$$T = R_{18} \cdot C_5 = 0.518 \text{〔ms〕} \quad \dots\dots (15)$$

上記定数をハイブリッドIC化する場合、使用部品の大きさも考慮しつつ、抵抗、コンデンサの値を決定する必要がある。 C_5 、 C_6 はコンデンサのチップサイズによる制約から、 $C_5 = 0.015 \text{〔}\mu\text{F〕}$ 、 $C_6 = 0.22 \text{〔}\mu\text{F〕}$ 、とすると、(13)、(15)式より、 $R_{18} = 34.6 \text{〔K}\Omega\text{〕}$ 、 $R_{19} = R_{20} = 924 \text{〔K}\Omega\text{〕}$ となるが、既成の抵抗チップを使用する関係で1〔MΩ〕とした。 R_{22} は f_0 近辺の特性を補償するものであるが、定数は実験により求めた。図10は、図9に示した定数による計算値、実測値および積分器の理想直線を示す。

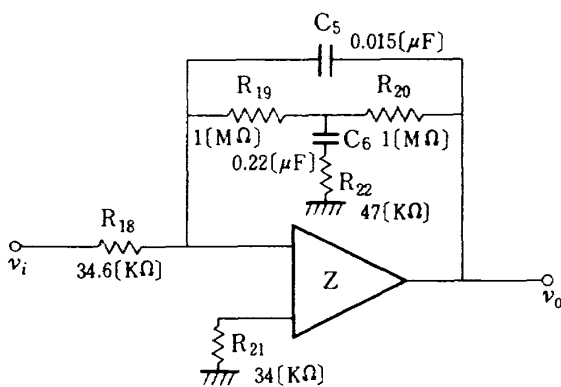


図9 ブリッジT型ミラー積分器

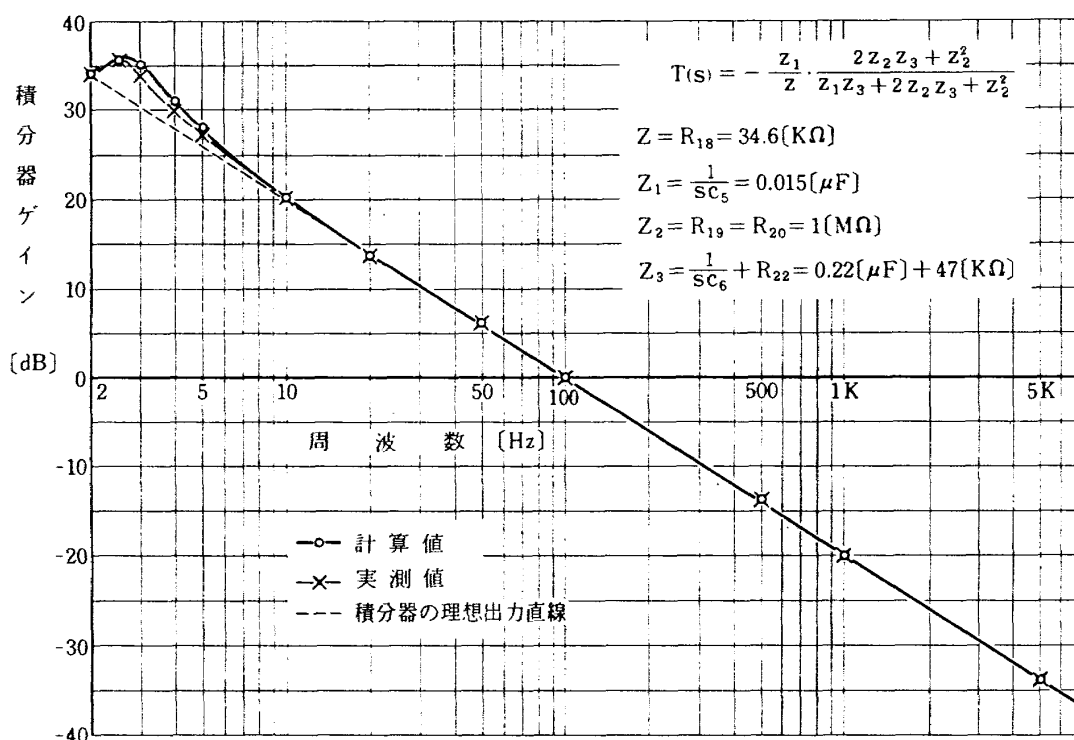


図10 ブリッジT型ミラー積分器の周波数特性 (HYBRID S/N001)

積分器はバイアス電流、漏洩電流の影響が積分され大きく出力に現われる。 R_{21} はこの影響を軽減するためのもので、抵抗値は次式で表わされる。

$$R_{21} = \frac{R_{18}(R_{19} + R_{20})}{R_{18} + (R_{19} + R_{20})} = 34 \text{ (K}\Omega\text{)} \quad \dots\dots (16)$$

約から、 $C_4 = 0.22 \text{ (}\mu\text{F)}$ 、 R_{17} を $1 \text{ (M}\Omega\text{)}$ とすれば、低減遮断周波数は、

$$f_L = \frac{1}{2\pi C_4 R_{17}} = 0.72 \text{ (Hz)} \quad \dots\dots (17)$$

以上の計最結果をもとに構成した総合回路を図12に示す。

3-5 バッファ増幅器

バッファ増幅器は負荷と前段増幅器の間に置き、負荷変動が前段に悪影響を及ぼさぬようにするものである。図11は電圧フォロアと呼ばれ、入出力同相、高入力インピーダンス、低出力インピーダンス、電圧ゲイン1を特徴とする一種のインピーダンス変換器で、バッファ増幅器として多用されている。図において、 R_{16} は過大電圧が入力された時、一種の発振現象を程する事があり、これを防止するためである。 C_4 は直流分遮断用のコンデンサ、 R_{17} はバイアス安定用抵抗である。 C_4 、 R_{17} はハイパスフィルタを構成しておりコンデンサのチップサイズの制

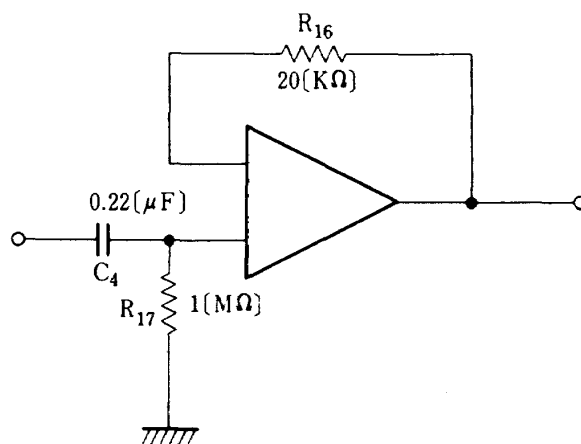


図11 バッファ増幅器

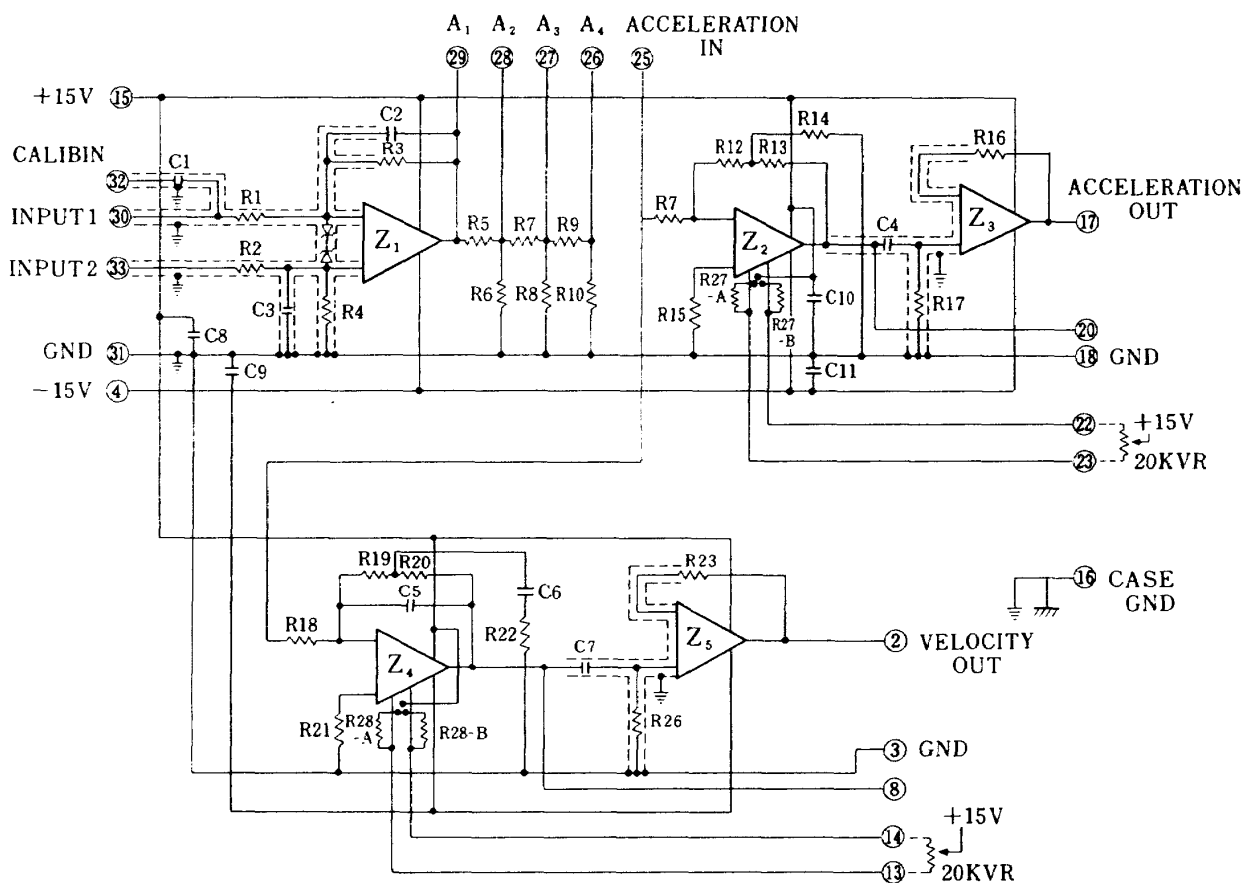


図12 チャージ増幅器内部接続

4. 回路部品の選定

本増幅器は回路構成を簡素化し、使用部品点数も押さえていることから、回路部品の選定の良否が性能、信頼性を大きく左右する。選定に当っては個々の部品の電氣的、環境的特性の外、ハイブリッドIC基板上に回路を構成することから、部品寸法も考慮する必要がある。

4-1 半導体部品

4-1-1 演算増幅器

本増幅器の中核を成す部品であり、使用箇所の機能に合わせ特性を選定する必要がある。チャージ増幅器及びバッファ増幅器部は機能上広帯域かつ非常に高い入力インピーダンスを必要とする。チャージ増幅器では入力オフセット電流が大きければ理論値との誤差が大きくなる。以上から入力段にFET(Field Effect Transistor)を用いた演算増幅器を採用した。

電圧増幅器及び積分器部は1段当りのゲインが高いため、開ループゲインが高く周波数特性が良好で低ドリフト、低オフセットを有する増幅器を選定した。

4-1-2 入力保護ダイオード

入力保護ダイオードは高電圧のパルス性入力に対し、チャージ増幅器を保護するものであるが、入力回路と並列に接続する為入力インピーダンスの下る原因となることから、洩れ電流の少ないツェナーダイオードを選んだ。

4-2 受動素子

4-2-1 抵抗

抵抗は、1〔M Ω 〕未満はNiCr薄膜抵抗、1〔M Ω 〕以上は厚膜チップ抵抗を用いた。抵抗の精度は、回路上の使用箇所によって規定してある。すなわち、ゲイン決定に直接関与する部分、増幅器の入力抵抗、フィードバック抵抗、ラダー抵抗ネットワークは ± 1 〔%〕、遮断周波数(高域又は低域)決定部分、バイアス電流調節部は ± 5 〔%〕、発振防止等の保護抵抗には ± 20 〔%〕又は ± 25 〔%〕とした。温度係数は厚膜チップで ± 250 〔PPM/°C〕以下、NiCr薄膜抵

抗で ± 60 〔PPM/°C〕以下とし、定格電力容量は全て $1/10$ 〔W〕以上のものを使用した。

4-2-2 コンデンサ

コンデンサは全てセラミックチップコンデンサで耐圧50〔V〕のものを用いた。回路上の使用箇所により容量の精度は、ゲイン決定に直接関与するチャージ増幅器の帰還コンデンサ及び校正入力用コンデンサについては ± 1 〔%〕とし、積分時定数及び低域補償コンデンサには ± 5 〔%〕のものを使用した。以上のコンデンサの温度係数は ± 30 〔PPM/°C〕である。カップリングコンデンサ、バイパスコンデンサは多少の容量変化は増幅器の全体性能を大きく変えないことから、精度もそれぞれ ± 10 〔%〕、 ± 20 〔%〕を使用した。

4-3 パッケージ

図12に示す回路のハイブリッド化を行うため、回路の複雑さ、使用部品の大きさ、使用環境条件を考慮し、図2に示すパッケージに回路部品を収容した。図においてキャップ部および外部引出しリードには金メッキコバールを、底部基板(ヘッダ)にはセラミックを用いている。両者は熱膨張係数がほぼ同値であり、キャップ内部の気密を保つうえで有効である。またキャップ部、ヘッダ部間のシールには半田を用いている。

5. ハイブリッドICの構成

図13に試作したハイブリッドIC型チャージ増幅器の断面を示す。図において底部基板(ヘッダ)上に回路素子を載せたセラミック基板(サブストレータ)が重ねられている。回路部品のうち、薄膜抵抗はサブストレータ上にあらかじめNi、Cr合金を真空蒸着し、フォトリソエッチングにより不要部分を除去し、抵抗値を調整する。薄膜抵抗は主に100〔K Ω 〕以下の抵抗値のものに用いる。チップ抵抗、セラミックコンデンサはエポキシ系接着剤でサブストレータ上に接着する。半導体部品すなわちICチップ、ダイオードはサブストレータ上に蒸着した電極の上に導電ペーストで接着し、各部品及び外部引出しリード間相互の配線はサブストレータ上の導体による配線および金線によって行っている。キャップ内は回

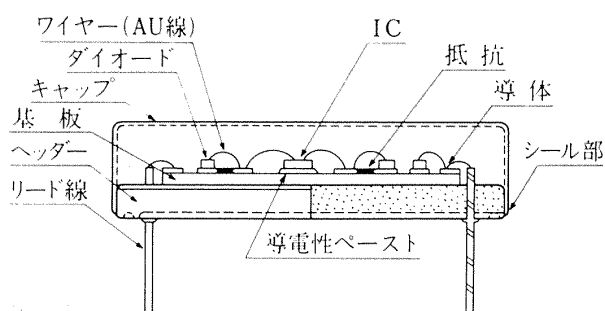


図13 ハイブリッドIC断面

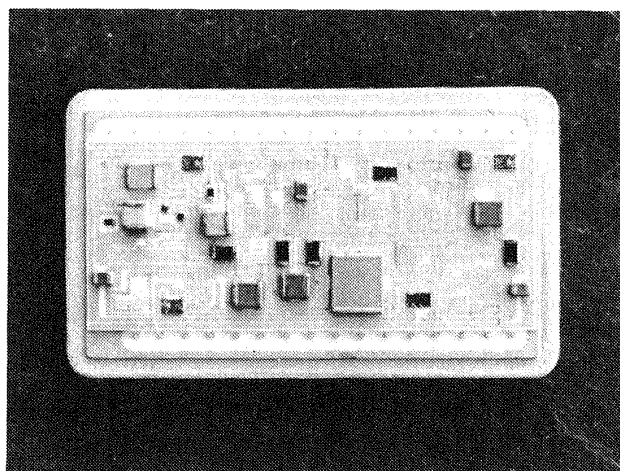


図14 ハイブリッドIC内部

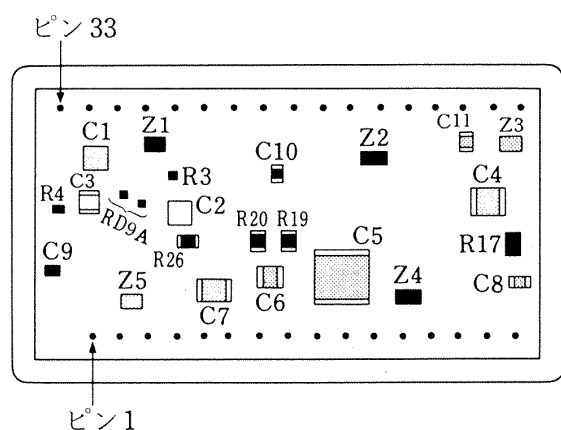


図15 ハイブリッドIC内部部品配置

路部品の酸化、腐食防止、熱放散を考慮し、乾燥した N_2 ガスを約 $1[kg/cm^2]$ の圧力で封入してある。図14及び図15にハイブリッドIC内部の回路部品配置を示す。各部品は入出力回路の交差を避け相互配線距離が短くなるよう考慮した。またチャージ増幅部は入力インピーダンスが非常に高いことから、入力ラインがノイズの影響を受けぬよう入力リード

線近くにチャージ・電圧変換用ICチップを配し、入力ラインを極力短くするとともにその周辺をグラウンドラインで囲み、シールド効果を持たせた。

6. スクリーニング

故障率を時間的に見れば、電子部品の多くは、製造直後に故障率が高く、故障しやすい欠陥を持ったものが故障を起こすが時間の経過に伴って減少し、残りのもののほど故障しにくく、高信頼のものだけが残る。また動作の安定期においては故障率はほぼ一定となり、その故障時間は指数分布に従う。このような故障の傾向を示す製品は、実機使用前に実際の使用条件より少し大きめのストレス（環境ストレス、機能ストレス等）を加え、また非破壊的に欠陥を検知して故障原因を事前に取り除くプロセス（スクリーニング）が、初期故障を減少させ、部品の信頼性を向上するとい観点から特に重要である。本試作チャージ増幅器は航空機搭載を目標としたエンジン監視システムに使用するという前提から、スクリーニングをMIL-STD-883, クラスBに準拠し、試作チャージ増幅器全数（10個）に対し表4の各項目を実施した。なお本チャージ増幅器に使用したパッケージ（4-3, パッケージの項参照）は、その構造、使用材料、シールド方法が環境条件に定めた振動、湿度に対して十分な強度と気密性、耐腐蝕性を有する設計であり、多数の使用実績があること。一方、高度に関しても、スクリーニング実施項目中の気密性（MIL-STD-883, 1014A, 1014C）を満足すれば動作機能上問題の無いことが確認されていることから、本スクリーニングの試験項目から除外した。

7. 電気的特性測定

電気的特性測定はスクリーニング工程（表4, S1～S10）終了後、常温、 $-10[^\circ C]$, $+70[^\circ C]$ について試作したチャージ増幅器の全数（10個）に対して実施し、表1に示す目標性能値を満足していることが確認出来た。図16, 図17に本チャージ増幅器の特性測定装置及びその接続を示す。また特性測定例としてシリアルナンバー001の、各周囲温度に対する性能実測値を表5に、速度出力（積分器出力）、加速度出力の各周波数特性実測値をそれぞれ図10、

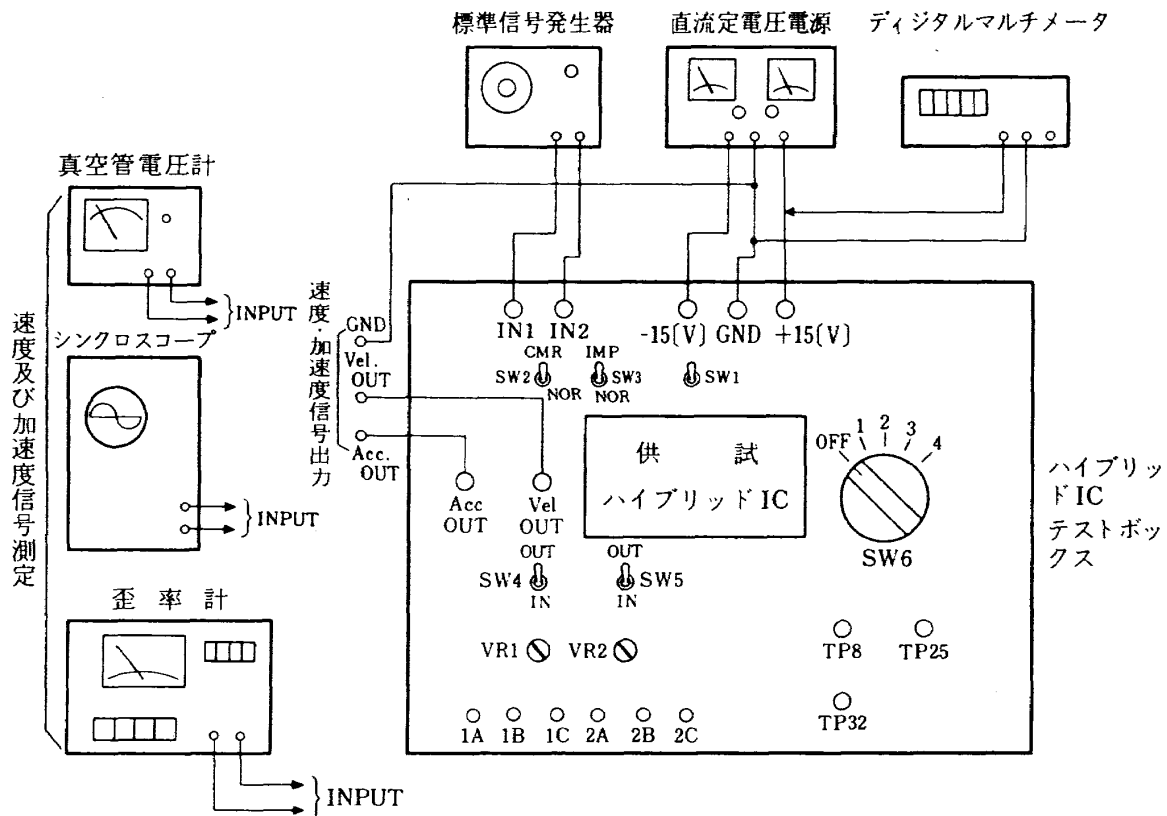


図 16 測定回路接続図

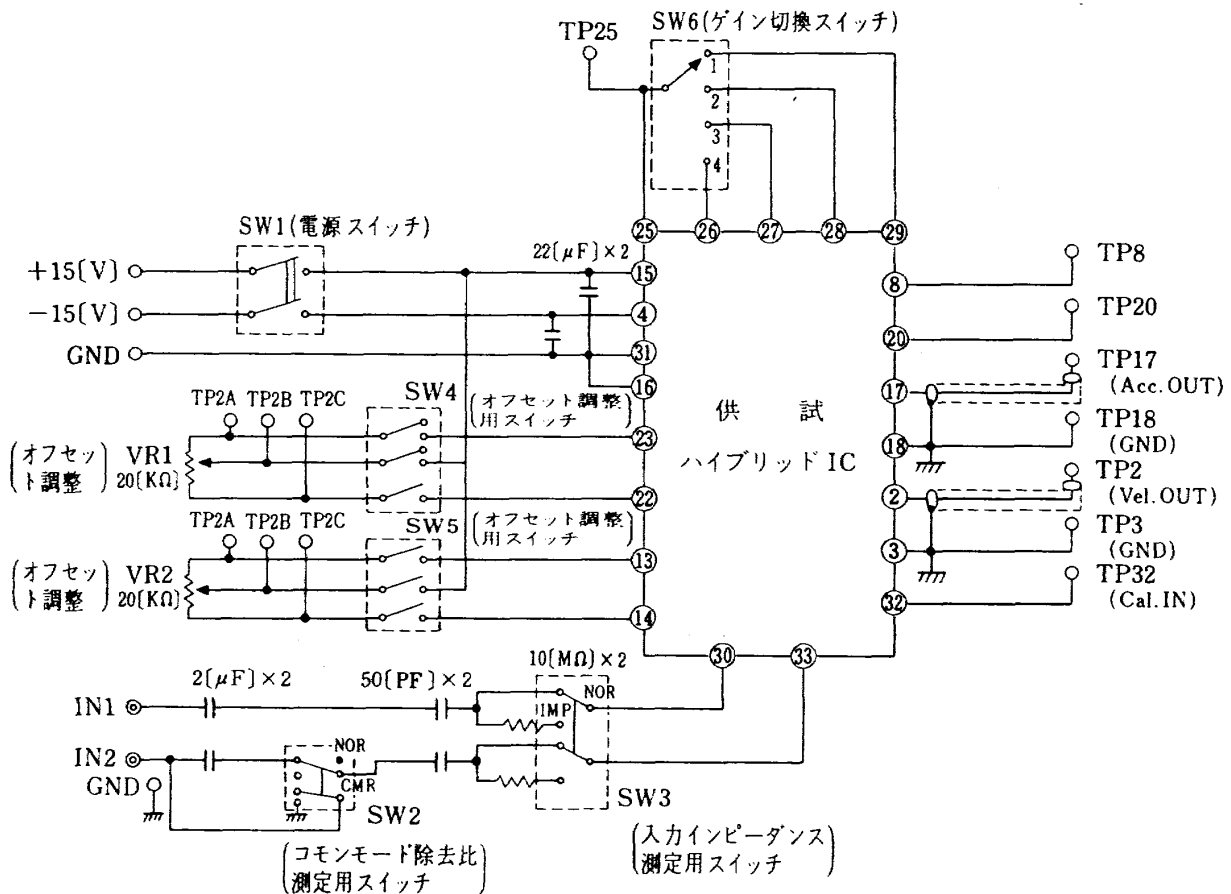


図 17 テストボックス内接続

表 5 目標性能および実測値 (HYBRID S/N001)

項 目	目 標 性 能	実 測 値	
		- 10 [°C]	+ 70 [°C]
入力インピーダンス	20 [MΩ] 以上	—	—
周 波 数 特 性	5 [Hz]	- 1.4 [dB]	- 1.55 [dB]
	20 [Hz]	- 0.10 "	- 0.10 "
	100 [Hz]	0 (基準) "	0 (基準) "
	500 [Hz]	+ 0.05 "	+ 0.05 "
	1 [KHz]	- 0.05 "	- 0.10 "
ひ ず み 率	5 [KHz]	- 1.35 "	- 1.40 "
	1 % 以下	0.1 (%)	0.1 (%)
ゲイン調整範囲	ATT位置	[dB]	[dB]
	100/100	+ 7.85 "	+ 7.75 "
	20/100	- 6.30 "	- 6.35 "
	6/100	- 16.75 "	- 16.85 "
	1/100	- 32.40 "	- 32.50 "
飽 和 レ ベ ル	5 (V _{P-P}) 以上	25 (V _{P-P})	26 (V _{P-P})
速度出力の直線性	周波数	[dB]	[dB]
	5 Hz	+ 26.45 "	+ 26.40 "
	10 Hz	+ 19.80 "	+ 19.80 "
	50 Hz	+ 6.15 "	+ 6.15 "
	100 Hz	0 (基準) "	0 (基準) "
	500 Hz	- 13.85 "	- 13.85 "
	1 KHz	- 20.15 "	- 20.15 "
CMR	5 KHz	- 34.15 "	- 34.15 "
	- 20 [dB] 以下	- 27.15 [dB]	- 27.15 [dB]
	加速度: - 45 [dBm] 以下	- 53 [dBm]	- 53 [dBm]
ノイズレベル	速度 - 60 [dBm] 以下	- 68 [dBm]	- 68 [dBm]
DCオフセット	0 ± 50 [mV] 以内	+ 13 [mV]	+ 13 [mV]
消費電流	+ 15 [V]: 20 [mA] 以下	15.5 [mA]	15.5 [mA]
	- 15 [V]: 20 [mA] 以下	15.3 [mA]	15.3 [mA]

図 18 に示す。

8. 信頼度の推定

チャージ増幅器は、抵抗、コンデンサ、半導体部品等機能的に独立な電子部品の集合であり、これら部品の故障率は 6 節で述べたように製造直後に高く、時間経過と共に減少する。動作の安定期においては故障率はほぼ一定となり、その故障時間は指数分布に従う。ここでは信頼度に対応した故障率を尺度として用い、試作チャージ増幅器の信頼度を推定した。ここに、推定しようとする故障率は初期故障がスクリーニングで取り除かれた動作の安定した偶発故障期を対象とする。チャージ増幅器のような機能的に独立な部品の集合体の信頼度は、個々の部品が同時に正常な機能を果たす確率であるから、全体の信頼度は個々の部品が正常な機能を果たす確率の積として表わされる。このような系の故障は直列の故障モデルとして表わせる。直列の故障モデルで表わされる電子製品（例えばチャージ増幅器）を構成する個々の部品の信頼度を $R_i(t)$ 、故障率を λ_i とすれば、全体の信頼度 $R(t)$ は

$$R(t) = \prod_{i=1}^n R_i(t) \quad \cdots \cdots (18)$$

個々の部品の信頼度は指数分布に従うので、 $R_i(t) = e^{-\lambda_i t}$ と表せる。よって系全体の信頼度を $R(t) = e^{-\lambda t}$ とすれば、

$$R(t) = e^{-\lambda t} = \prod_{i=1}^n R_i(t) = e^{-(\lambda_1 + \lambda_2 + \cdots + \lambda_n)t} \quad \cdots \cdots (19)$$

系全体の故障率は上式より

$$\lambda = \sum_{i=1}^n \lambda_i = \lambda_1 + \lambda_2 + \cdots + \lambda_n \quad \cdots \cdots (20)$$

実用的な故障率の推定においては、製品を構成している部品点数の多少による複雑さの効果、環境ストレスの効果、ストレスと時間の効果を加味して直列系を構成する各部分に故障率を割りふる。すなわち、

$$\lambda = N_1 K_1 \lambda_1 + N_2 K_2 \lambda_2 + \cdots + N_n K_n \lambda_n = \sum_{i=1}^n N_i K_i \lambda_i \quad \cdots \cdots (21)$$

ここに、 N_i は各部品の使用数、 K_i は基準状態で

の各部品の故障率 λ_i を使用環境により補正するための調整係数である。

MIL-HDBK-217B (Reliability Prediction Electronic Equipment 1974) は電子機器の実用的な故障率の推定法として広く用いられており、②式における N_i 、 K_i が種々の使用条件に対して詳細に定められている。本節では試作チャージ増幅器の故障率を下記方法、条件のもとに行い、以下の結果を得た。

1. 計算の基準

1-1 算定方式

MIL-HDBK-217B

(ハイブリッドIC回路の故障率算定の項)

1-2 使用環境条件

- 航空機搭載 有人
- 使用温度範囲：-10〔℃〕～+70〔℃〕

1-3 スクリーニング

MIL-STD-883 クラス B

2. 計算結果

項目	使用温度	故障率 〔FAILURES/ 10 ⁶ HOURS〕	MTBF 〔HOURS〕
1	+70〔℃〕	8.2	123,000
2	+25〔℃〕	1.9	551,000

3. 計算方法

MIL-HDBK-217B に基づき下記方法に従って故障率の推定を行った。

3-1 ハイブリッドIC回路

ハイブリッドIC回路の故障率算定の基本式は、

$$\lambda_p = \lambda_b (\pi_T \cdot \pi_E \cdot \pi_Q \cdot \pi_F) \quad \cdots \cdots (22)$$

〔FAILURES/10⁶ HOURS〕

ここに λ_b ; 基礎故障率

π_T ; 温度ファクタ

π_E ; 環境ファクタ

π_Q ; 品質ファクタ

π_F ; 回路機能ファクタ

3-2 基礎故障率 λ_b

10⁶〔HOURS〕での故障数で表わす基礎故障率は次式で表わされる。

$$\lambda_b = \lambda_s + A_s \cdot \lambda_c + \sum \lambda_{RT} \cdot N_{RT} + \sum \lambda_{DC} \cdot N_{DC} + \lambda_{PF} \cdot N_{PF} \quad \dots\dots (23)$$

3-2-1 λ_s

これはハイブリッドIC回路構成基板とフィルムプロセス工程に起因する故障率である。本試作チャージ増幅器のような薄膜の基板のみが用いられている場合は

$$\lambda_s = 0.02 \text{ (FAILURES/} 10^6 \text{ HOURS)}$$

が適用される。

3-2-2 $A_s \cdot \lambda_c$

ネットワークの複雑さ、及び基板の面積に起因する故障率である。

A_s ：基板面積を表わす。本増幅器の場合、1.325〔INCH²〕である。また $\lambda_c = 4.7 \times 10^{-8} \times (N_E / A_s)^{2.082}$ で与えられる。この場合、 N_E / A_s は平方インチ当りの故障率の値を示す。本増幅器の場合、 $120 \leq N_E / A_s \leq 10,000$ の範囲にある。

N_E は複雑さの合計であり、 $N_E = N_{LT} + N_{RT} + N_{DC}$ で表わされる。

但し、 N_{LT} ：内部配線端末数

本増幅器の場合

IC₁～IC₅に配線されたワイヤの端末数

$$(5+7+5+7+5) \times 2 = 58$$

$$\text{ダイオード} \quad 2 \times 1 \times 2 = 4$$

$$\text{コンデンサチップ} \quad 11 \times 2 \times 2 = 44$$

$$\text{レジスタチップ} \quad 6 \times 2 \times 2 = 24$$

$$\text{パッケージリード} \quad 23 \times 2 = 46$$

$$\text{ジャンパー配線} \quad 6 \times 2 = 12$$

よって、 $N_{LT} = 188$ となる。

N_{RT} ：薄膜抵抗数 本増幅器の場合、 $N_{RT} = 22$

N_{DC} ：個々のチップ素子の数、本増幅器の場合

$$N_{DC} = 47$$

よって

$$N_E = N_{LT} + N_{RT} + N_{DC} = 188 + 22 + 47 = 257$$

$$N_E / A_s = 257 \div 1.325 \approx 194$$

$$\lambda_c = 4.7 \times 10^{-8} \times (194)^{2.082} \approx 0.00272$$

故に $A_s \cdot \lambda_c = 1.325 \times 0.00272 \approx 0.0036$ 〔FAILURES/10⁶ HOURS〕となる。

3-2-3 $\sum \lambda_{RT} \cdot N_{RT}$

要求される抵抗値の許容誤差を関数として、各抵抗に対する故障率の和であり、

N_{RT} ：与えられた許容誤差の膜抵抗の数。本器の場合、

誤差1〔%〕以上5〔%〕未満の抵抗数 11

誤差5〔%〕以上の抵抗数 11

λ_{RT} ：与えられた許容誤差の各抵抗に対して用いられる故障数を表わす。薄膜抵抗の場合、許容誤差1〔%〕以上5〔%〕未満は、0.00025〔FAILURES/10⁶ HOURS〕、5〔%〕以上は0.0001〔FAILURES/10⁶ HOURS〕と規定されている。

$$\begin{aligned} \text{故に } \sum \lambda_{RT} \cdot N_{RT} &= 11 \times 0.00025 + 11 \times 0.0001 \\ &= 0.0039 \text{ (FAILURES/} 10^6 \text{ HOURS)} \end{aligned}$$

3-2-4 $\sum \lambda_{DC} \cdot N_{DC}$

回路構成部品の故障率の和であり、 λ_{DC} は個々の部品の故障率、 N_{DC} はその使用数を表わす。部品別の故障率は次の値が適用されている。

部 品 名	故 障 率 (FAILURES/ 10 ⁶ HOURS)
セラミックコンデンサ	0.0004
ツェナーダイオード	0.022
レジスタチップ	0.0002
ICチップ	0.066

$$\begin{aligned} \text{故に } \sum \lambda_{DC} \cdot N_{DC} &= 0.0004 \times 11 + 0.022 \times 2 \\ &\quad + 0.0002 \times 6 + 0.066 \times 5 \\ &\approx 0.380 \text{ (FAILURES/} 10^6 \text{ HOURS)} \end{aligned}$$

3-2-5 $\lambda_{PF} \cdot \pi_{PF}$

ハイブリッドIC回路のパッケージの故障率を表わし、パッケージの形状およびそれを構成する素材の材質等によって定まる関数である。ここに λ_{PF} はハイブリッドIC回路のパッケージに対する基本的な故障率の正規化された値で、 $\lambda_{PF} = 0.01$ 〔FAILURES/10⁶ HOURS〕である。 π_{PF} は λ_{PF} の補正係数であり、パッケージの形状、および材質によって修正する。本増幅器の場合、形状は、はんだを用いたプラットフォーム形であり、4.0が、また外部引出しリードは16リードより大きいすべてのパッケージにおいては、16より多い、各々4リード毎に π_{PF} に0.15を加算する。本増幅器外部引出しリードは33本である。

よって

$$\pi_{PF} = 4 + \{(33 - 16) \div 4\} \times 0.15 = 4.6375$$

従って

$$\lambda_{PF} \cdot \pi_{PF} \approx 0.0464 \text{ [FAILURES/10}^6\text{HOURS]}$$

以上の結果から基礎故障率 λ_b は

$$\begin{aligned} \lambda_b &= \lambda_S + A_S \cdot \lambda_C + \sum \lambda_{RT} \cdot N_{RT} \\ &\quad + \sum \lambda_{DC} \cdot N_{DC} + \lambda_{PF} \cdot \pi_{PF} \\ &= 0.0200 + 0.0036 + 0.0039 + 0.3796 \\ &\quad + 0.0464 = 0.4535 \text{ [FAILURES/10}^6\text{HOURS]} \end{aligned}$$

3-2-6 π_T

ハイブリッド IC の使用温度条件に対する故障率の補正係数であり、 $\pi_T = e^X$ で表わされる。ここに X はパッケージが取り付けられている基板の温度が判っているとき、

$X = -3411 \{ (1/T + 273) - (1/298) \}$ で表わされる。

但し、T：周囲温度〔℃〕

いま、パッケージの取り付けられている基板の温度は、周囲温度と同じに保たれているとすれば、

$$\pi_T = 1.0000 \quad \text{周囲温度} + 25 \text{〔℃〕の時}$$

$$\pi_T = 4.4854 \quad \text{周囲温度} + 70 \text{〔℃〕の時}$$

3-2-7 π_E

ハイブリッド IC の使用環境条件に対する補正係数で、本増幅器使用環境条件は航空機搭載、有人 (Airborne Inhabited) で、 $\pi_E = 4.0$ と規定されている。

3-2-8 π_Q

ハイブリッド IC の品質レベルあるいはスクリーニングクラスによる故障率の補正係数で、本増幅器は、MIL-STD-883 クラス B のスクリーニングを実施しており、この場合の品質ファクタは、 $\pi_Q = 1.0$ と規定されている。

3-2-9 π_F

ハイブリッド IC 回路の機能すなわち、デジタルハイブリッド、アナログハイブリッド、リニアードジタルハイブリッド回路の各回路機能に対する故障率の補正係数で、本増幅器はアナログハイブリッドであり、 $\pi_F = 1.0$ と規定されている。

以上の結果から、周囲温度 25〔℃〕、70〔℃〕における故障率の推定を行う。

1) 周囲温度 25〔℃〕

$$\begin{aligned} \lambda_p &= \lambda_b (\pi_T \cdot \pi_E \cdot \pi_Q \cdot \pi_F) \\ &= 0.4537 \times (1.0 \times 4.0 \times 1.0 \times 1.0) \\ &\approx 1.815 \text{ [FAILURES/10}^6\text{HOURS]} \end{aligned}$$

$$\text{MTBF} = 1 / \lambda_p \approx 551,000 \text{ [HOURS]}$$

2) 周囲温度 70〔℃〕

$$\begin{aligned} \lambda_p &= \lambda_b (\pi_T \cdot \pi_E \cdot \pi_Q \cdot \pi_F) \\ &= 0.4537 \times (4.4854 \times 4.0 \times 1.0 \times 1.0) \\ &\approx 8.140 \text{ [FAILURES/10}^6\text{HOURS]} \end{aligned}$$

$$\text{MTBF} = 1 / \lambda_p \approx 123,000 \text{ [HOURS]}$$

9. エンジン監視装置への実装

図 19 にエンジン監視装置系統図を示す。エンジンからの各種データはデータ収集装置によって集められ中央処理装置へ送られる。中央処理装置は入力装置からの指令に基づき、種々の監視機能を動作させ、ブラウン管ディスプレイに表示する。本装置にあって、チャージ増幅器はデータ収集装置に内蔵され、加速度計からの電荷出力を電圧に変換し、高速フーリエ変換器へ導く。試作チャージ増幅器はデータ収集装置に使用している他のプリント基板と同寸法、すなわち縦、約 16〔cm〕、横、約 30〔cm〕の基板上に 10 チャンネル分装着した。図 20 にチャージ増幅器基板の外観を示す。同基板上において、

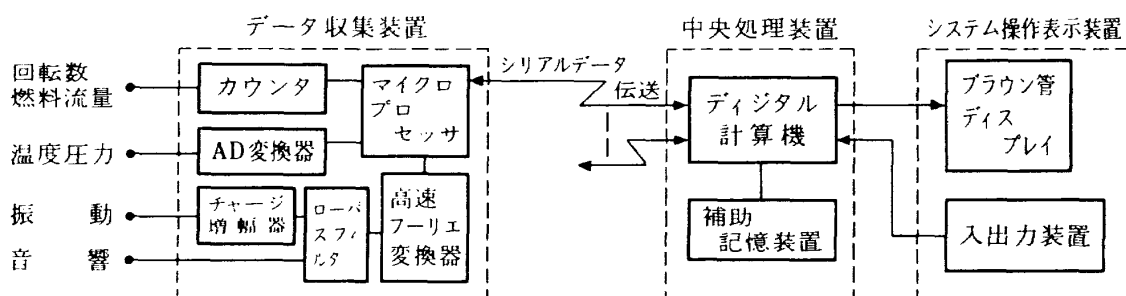


図 19 エンジン監視装置

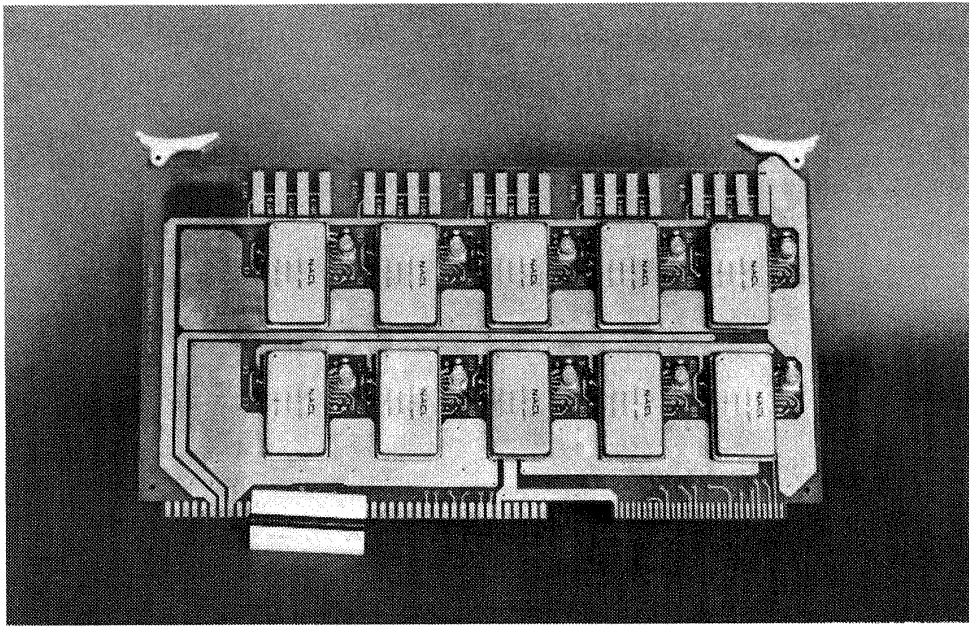


図 20 プリント基板への実装

チャージ増幅器の入力インピーダンスは非常に高く、ノイズが混入しやすいことから同軸コネクタをチャージ増幅器に隣接して設け、入力ラインに同軸ケーブルが使用出来る構造とした。また不必要な部分はプリント箔を除去せずに残し、グランドへ接続することによりシールド効果を持たせた。入力同軸コネクタを除き、他の信号ラインはすべて下部コネクタを介して外部接続を行っている。また基板上にはオフセット調整用トリマポテンショメータを各増幅器毎に設けた。本チャージ増幅器の基板への取り付けはソケットを用いて行い、他のチャージ増幅器との交換を容易にしている。

10. ま と め

今回の試作において、目標特性はすべて達成することが出来た。特に入力インピーダンス、ひずみ率、速度出力の直線性、ノイズレベル、飽和レベルについては初期の目標を大巾に上まわる性能を得た。他の項目に関しても目標値は達成されたが、更に性能向上の余地があると考えられる点は、

1) 加速度出力周波数特性

エンジン監視システムでは、測定点として現在、ベアリング、ケーシングの振動計測を行っており、故障検知データを得るには十分な加速度出力周波数特性を有している。しかしながら、現在の上限 5

〔kHz〕を 20〔kHz〕程度まで上げることが出来れば、他の振動計測分野への用途も広がると考えられる。このためには周波数特性低下の主原因である電圧増幅器を、より高帯域の周波数特性を有する IC チップに交換するか、増幅器を 2 段とし、1 段当りの増幅度を下げる必要がある。

2) コモンモード除去比

チャージ増幅部の差動ゲインを支配する帰還コンデンサ C_2 , C_3 には、許容誤差 ± 1 〔%〕のものを使用した。試作した 10 個のチャージ増幅器中、コモンモード除去比のばらつきは下限 24〔dB〕、上限 48〔dB〕であった。本増幅器の性能目標値 20〔dB〕は達成しているが、この原因が C_2 , C_3 の相対偏差によるものか、他の要因であるか今後の検討課題である。

本試作チャージ増幅器は前にも述べたようにエンジン監視システムに実装され、現在まで数百時間の通電時間を経ているが、順調に動作しつづけている。なお本チャージ増幅器の試作に当っては日本アビオニクス株式会社に担当していただいたことを附記し、ここに感謝の意を表します。

11. 参考文献

- ・信頼性入門 塩見 弘 日科技連
- ・故障解析と診断 塩見 弘 日科技連

- MIL-STD-883 Test Methods and Procedures
for Microelectronics 1968
- MIL-HDBK-217B Reliability Prediction
Electronic Equipment
1974
- Signal Conditioning for Commonly Used
Transducer TP242 by Ronald L. Thomas.
ENDEVCO TECHNICAL PAPER
- Model 6634 Instruction Manual ENDEVCO
- Handbook of Operational Amplifier
BURR-BROWN RESEARCH CORPORA-
TION

航空宇宙技術研究所報告 749号

昭和58年1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
