

航空宇宙技術研究所資料

TM-79

テレメータ機上装置の小型化の研究

—ロケット用テレメータ送信装置Ⅲ型の試作—

新 田 慶 治

1966 年 3 月

航空宇宙技術研究所

既 刊 資 料

TM- 1	高マッハ数風洞について (I)	1961年11月	平橋 一, 木口 登雄, 橋本 好美, 三能 良秀, 鳥海 長川, 細橋 本内, 池田 和為	清水 福寿, 戸川 隼人, 高橋 芳雄, 板垣 藤幸, 佐藤 幸雄, 夫坂 登之, 内山 根三郎, 田坂 元思無
TM- 2	航空技術研究所計数型電子計算機設備 プログラムライブラリー (I)	1962年 2月		
TM- 4	18cm×20cm超音速風洞について	1962年 5月		
TM- 5	遷音速流の線型理論	1962年 8月		
TM- 6	18cm×18cm遷音速風洞整備試験	1962年 8月		
TM- 7	慣性力形疲労試験機	1962年 8月		
TM- 8	アルミ合金の前歴が疲れ寿命におよぼす実験的研究	1962年 9月		
TM- 9	方向性次元解析と相似解に関する覚書	1963年 2月	甲藤 好郎, 藤利 之	小出 勉
TM-10	DATATRON 205 用 ALGOL 58 使用法について	1963年 2月		
TM-11	光弾性による高速車盤の縞模様	1963年 2月	永井 文雄, 中幸 彦, 林洋 一, 中井 映一	小川 鉦一
TM-12	コーティングの断熱効果に関する実験	1963年 3月		
TM-13	遷音速における45° 後退角翼の予備的フラッタ実験	1963年 3月		
TM-14	変断面片持梁固有振動数の一計算方法について	1963年 3月	中井 映一, 海良 三, 中井 映一, 高木 俊朗, 鳥崎 忠雄, 山野 幸一	小原 英勝, 安藤 泰宏, 橋本 登勝, 松木 正昭
TM-16	フラッタ試験設備測定部変換ノズルの予備試験	1963年 4月		
TM-17	VTOL 機用 Jet Lift Engine に関する一考察	1963年 5月		
TM-18	ヘリコプター振動のパワースペクトル解析	1963年 6月		
TM-19	吹出式超音速風洞による実験データの処理方式について (I)	1963年 6月	新井 忠	原 亘利
TM-20	1m×1m吹出式超音速風洞におけるAGARD標準模型Bの三分力試験	1963年 7月	高木 廣治, 齋藤 秀夫, 竹内 和之, 北谷 慶文, 永井 文雄, 高橋 利之	谷新 井 喬忠, 飯田 宗四郎, 中井 治夫
TM-21	国産中型輸送機 Y S-11 主翼疲労試験 (第I報)	1963年 9月		
TM-24	円輪と薄肉円筒の回転強度の関係	1963年11月		
TM-25	DATATRON 205 用 ALGOL 58 の Procedures ライブラリー	1964年 1月		
TM-26	吹出式風洞の圧力制御 (フラッタ試験設備の場合)	1964年 1月	橋爪 宏	中井 映一
TM-28	一段式観測ロケット超音速風洞試験	1964年 1月	谷柳 盛三, 原外 立政, 中井 映一, 安藤 泰勝, 小橋 安次郎	利隆 宏朗, 政文
TM-29	遷音速フラッタ試験設備の改造および整備試験	1964年 2月		
TM-30	二段式ロケット飛しょう体の揚力および圧力中心推定法	1964年 3月		
TM-31	亜音速ジェット輸送機の遷音速風洞における試験	1964年 3月	河崎 俊夫	竹内 理
TM-32	遷音速風洞の防音	1964年 4月	牛田 健二, 榎並 敬之	高橋 宏義, 山本 稀
TM-33	非定常境界層の遷移の研究に使用された定温度型熱線風速計について	1964年 4月		
TM-34	極超音速風洞ノズルの境界層補正について	1964年 5月	長洲 秀夫	
TM-37	気体の不完全性を考慮した極超音速風洞ノズルの設計計算法	1964年 5月	毛利 浩	
TM-38	AGARD-A 標準模型の超音速三分力試験	1964年 6月	高木 廣治, 石原 久藏, 石井 孝雄	齋藤 秀夫
TM-39	相似極超音速流におかれた半球面上の境界層の遷移に及ぼす粗さと冷却の結合影響	1964年 7月		
TM-40	国産中型輸送機 Y S-11 胴体疲労試験 (I)	1964年 9月	竹内 和之	川島 矩郎
TM-41	抵抗線歪ゲージのゲージ率測定	1964年10月	田畑 浄治, 滝沢 実次, 古閑 昌次, 泉日出 夫, 塚貞 吉, 大松 本宏, 広木 強之, 竹内 和之, 幸尾 治朗	大坪 孔治, 田寺 木一
TM-42	実在着氷条件の測定について	1964年10月		
TM-44	高負荷燃焼器 (アニュラ模型) の実験結果	1964年12月		
TM-46	翼洞結合金具の疲労特性	1964年12月		
TM-47	ローター後流中のヘリコプター胴体の抵抗について	1965年 1月		
TM-48	極超音速風洞用ペブル加熱器の予備実験	1965年 2月	平林 一, 山口 富夫	橋本 登崇, 吉永 崇

テレメータ機上装置の小型化の研究*

—ロケット用テレメータ送信装置Ⅲ型の試作—

新田 慶治**

1. ま え が き

小型ロケットの飛しょう特性測定のために、あるいはロケットの高性能化を進めるに際して、当然、搭載機器の小型軽量化が要求される。

当所では NAL-7 型ロケットを用いてロケットの性能向上をはかる研究が進められているが、本機の標準寸法は図1に示すように全長1,542mm、直径70mm ϕ 、尾翼スパン282mmで、このような小型のロケットにテレメータ装置を搭載して、計測を行なった例はほとんどない。

テレメータ装置の小型化の研究の第一段階として、回路方式の簡単化をはかるとともに、現在可能な範囲で小型の回路部品を利用して NAL-7 搭載用のテレメータ送信機を試作し、飛しょう試験を行なったので、その概要について報告する。

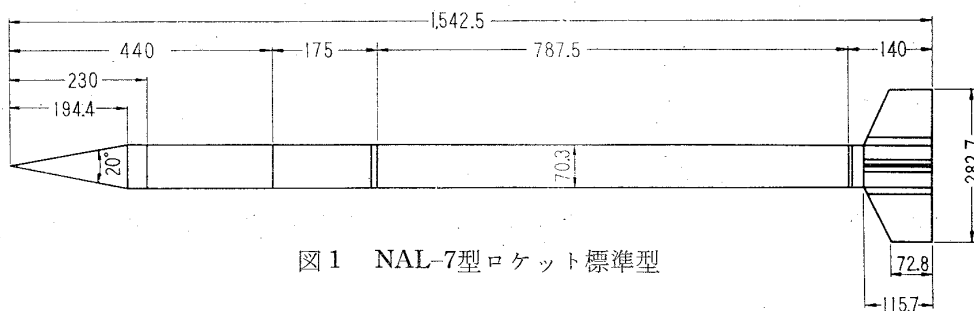


図1 NAL-7型ロケット標準型

2. 基本設計

NAL-7 型ロケット用送信機的设计条件は次のとおりである。

- (a) ロケットの飛しょう距離は10km以内
- (b) テレメータ送信機の寸法は外径65mm以内

* 昭和41年2月9日受付

** 計測部

(c) 変調方式はFM-PM方式

(d) 受信装置は既存のもので、無線周波数は169.65MC、受信のスレシホールドレベルは-98 dBm、また副搬送波は、中心周波数が、10.5KCおよび5.4KCの2チャンネルである

これにより送信機の出力、および帯域を定めることにした。

(1) 必要送信電力

自由空間伝送損失は図2に示すように170MCでは10kmで97dB、したがって送信アンテナ利得を

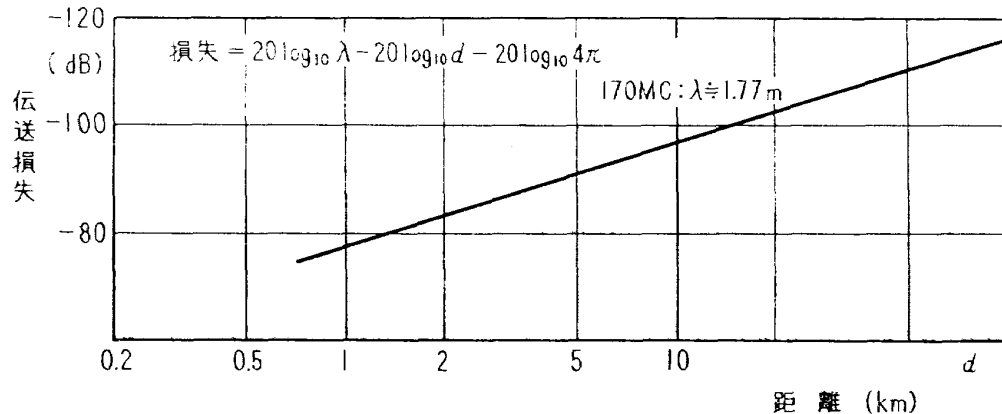


図2 自由空間損失

0dB, 受信アンテナ利得を0dB, 通路利得係数を-10dB, 送信電力をXdBmと仮定すれば, 受信電力は $(X-97-10)$ dBmとなる。受信機のスレシホールドレベルが-98dBmであるから必要送信電力は $X_{min}=9\text{dBm} \approx 8\text{mW}$ となる。実際のロケットテレメータでは送信電力を必要量の2~3倍大きくとるのが普通でこの場合も30mWとした。

(2) 必要帯域幅

後述するように、搬送波の変調方式は位相変調による等価周波数変調方式を採用することとし、次に示す計算に基づいて必要帯域を定めた。

FM-FM方式における第*i*番目の副搬送波チャンネルの広帯域改善利得 $R_{0i}^{(1)}$ は次式で表わされる。

$$R_{0i} = [3/2]^{1/2} M_{1i} M_{2i} \quad (2.1)$$

$$M_{1i} : \text{第1変調指数} = a_{0i} f_{di} / S f_{mi} \quad (2.2)$$

$$M_{2i} : \text{第2変調指数} = f_D / f_i \quad (2.3)$$

a_{0i} : 第*i*番目の副搬送波電圧実効値

f_{di} : 第*i*番目の副搬送波最大周波数偏移

f_{mi} : 第*i*番目の副搬送波発振器入力最大周波数

S : 混合副搬送波の電圧実効値

f_D : 主搬送波最大周波数偏移

f_i : 第 i 番目の副搬送波中心周波数

IRIG 規格により $f_{oi}/f_{mi}=5$ であり a_{oi} は f_i に、 S は $\sum_i f_i$ に比例する。各チャンネルの広帯域改善利得は普通 5~10 にとられており、いまかりに、 $R_{oi}=10$ として (2.1) 式より計算すると $f_D=26\text{KC}$ 、また $R_{oi}=9$ とすれば $f_D=24\text{KC}$ となる。(もし f_i が 14.5KC から 3.9KC までの 5 チャンネルとした場合は同様に f_D は 62KC~68KC 程度となる。) したがって、今回の場合には帯域幅は 30KC とすれば十分である。

3. 搬送波変調器およびてい倍器

送信アンテナのインピーダンスは、発射台等外部物体とアンテナとの電磁的な結合や、飛行中の温度変化に伴う絶縁物誘電率の変化により影響されることが考えられ、この変化により送信周波数が変動しては困るので、搬送波の発振は水晶制御方式をとることが望ましい。水晶制御発振の場合、周波数変調を行なうと、装置が複雑となるだけでなく、広帯域改善利得を一定にするために副搬送波の振幅にテーパを付けるなどのくふうが必要である。一方位相変調を採用すると、自動的に各チャンネルの広帯域改善利得は一定となって好つごうであるが、1段で必要な帯域を得ることは困難で、周波数てい倍が必要となる。しかし複雑な周波数変調器に比べればさして問題となることではなく、できるだけ簡単で変調指数の高い位相変調器を用いれば、てい倍数が少なくなり、装置が小型化できる。従来、位相変調器として、アームストロング法や合成ベクトル法などが用いられてきたが、変調回路はかなりまだ複雑である。最近可変容量素子を用い、信号電圧で共振回路の共振点を変え位相変調を行なう簡単な方法がさかんに使用されるようになったが、てい倍数を必要以上に多くとっているように思われるので、この式³について以下に示す解析を行ない、てい倍数を少なくできることを明らかにし、装置の小型化をはかることにした。

今回用いた位相変調回路を図3に示す。 L 、 C は共振回路のインダクタンスおよびキャパシタンスであり、 C_1 、 R_2 は結合キャパシタンスおよび負荷抵抗である。この回路の入力および出力の

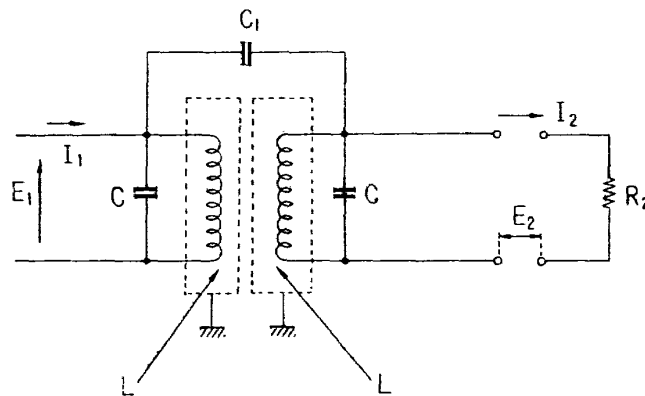


図3 位相変調回路

電圧、電流をそれぞれ E_1, I_1 および E_2, I_2 とすれば、これらの間には、 A_f, B_f, C_f, D_f を4端子定数として次式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= A_f E_2 + B_f I_2 \\ I_1 &= C_f E_2 + D_f I_2 \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

第1式より $B_f = [E_1/I_2]$, $E_2=0$ となるから E_1 の位相を一定とすると、 I_2 の位相は $1/B_f$ の位相変化により決定される。いま L, C が使用周波数で共振しているとすれば、付録の(A.8)式から

$$1/B_f = [R_2 + j(1/\omega_0 C_1)(1 + C\omega_0 R_2/Q)] / [R_2^2 + (1/\omega_0 C_1)^2 \times (1 + C\omega_0 R_2/Q)^2] \quad (3.2)$$

となる。

$$\text{ただし } \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

Q は L, C 共振回路の尖鋭度

したがって、 I_2 の位相角 θ は次式で与えられる。

$$\tan\theta = (1/\omega_0 C_1 R_2) + (C/C_1 Q) \quad (3.3)$$

ゆえに C_1 および R_2 を適当に選び $1/\omega_0 C_1 R_2 \approx 0$ になるようにすれば、 $\tan\theta = C/C_1 Q$ となり $C/C_1 Q \ll 1$ であれば

$$\theta = C/C_1 Q \quad (3.3)$$

となる。いま C に可変容量ダイオードを用い ΔC だけ容量を変化させれば、位相角の変化分 $\Delta\theta$ は次式で与えられる。

$$\Delta\theta = \Delta C / C_1 Q \quad (3.4)$$

一方、 $e_c = \sin\omega_c t$ で表わされる搬送波に ω_i なる角周波数の副搬送波で位相角変化 $\Delta\theta$ なる位相変調をかければ、 $e_c = \sin[\omega_c t + \Delta\theta \cos\omega_i t]$ となり、周波数検波を行なえば $\Delta\theta \omega_i \sin\omega_i t$ で表わされる出力を得る。 $\Delta\theta \omega_i$ を i 番目の副搬送波で変調を行なった際の搬送波の最大周波数偏移とすれば、てい倍数を n で表わすと f_D は次式で与えられる。

$$2\pi f_D = n \Delta\theta \sum_i \omega_i \quad (3.5)$$

(3.5) 式は、大きな f_D を得るためには位相角変化 $\Delta\theta$ を大にする必要があり、(3.4) 式は $\Delta\theta$ を大きくするためには C_1, Q を小さく、かつ ΔC を大きくすべきことを示している。しかしながら C_1 を小さくすることは実際は困難で、2~3pF が限度であろう。また Q を下げると回路内損失が大きくなるので望ましくなく、一般に、40~50MC では Q の値は高々50程度である。 ΔC の値はダイオードによっても異なるが図4に示すように、10V内外の印加電圧の変化に対し、20~30pF 程度が普通である。

いま $C_1 = 2\text{pF}$, $Q = 50$, $\Delta C = 20\text{pF}$ を (3.4) 式に代入すれば $\Delta\theta = 0.2\text{rad}$ となり、 $f_D = 62\text{KC} \sim 68\text{KC}$, $\omega_1 = 2\pi \times 3.9\text{KC}$, $\omega_2 = 2\pi \times 5.4\text{KC}$, $\omega_3 = 2\pi \times 7.35\text{KC}$, $\omega_4 = 2\pi \times 10.5\text{KC}$, $\omega_5 = 2\pi \times 14.5\text{KC}$ を (3.5) 式に代入すれば $n = 7.5 \sim 8.2$ となる。したがって5チャンネルのテレメータとした

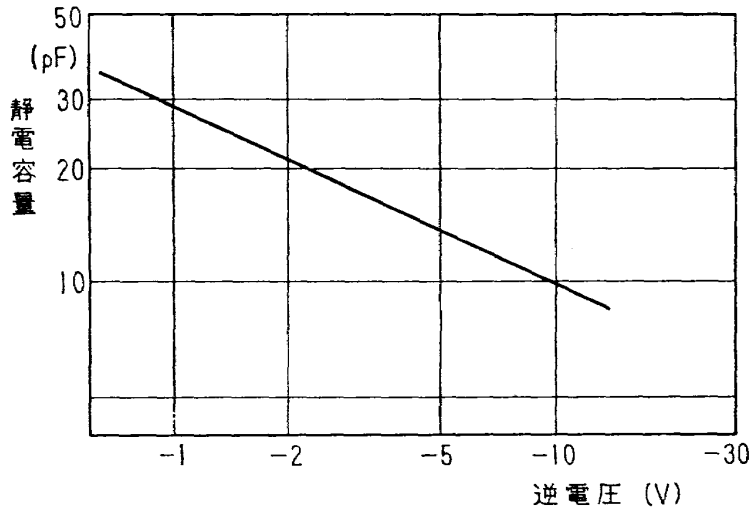


図4 シリコンキャパシS D111特性

場合でも、てい倍は 3×3 の2段を考慮すれば必要な変調指数が得られる。

4. 副搬送波変調器および直流増幅器

現在テレメータに使用されている副搬送波変調器には、単接合トランジスタのスイッチ特性を利用したもの、リアクタンススイッチ型のもの、もしくは無安定マルチバイブレータ型のものなど種々あるが²⁾、変調器として、直線性および感度がすぐれ、かつ回路構成も非常に簡単である点を考慮して、無安定マルチバイブレータ型を採用した。この変調器の直線性は1%以内、変調感度は約7.5%Deviation/0.4V(DC)である。

いま検出器として抵抗線歪計を用い、フルスケール $2,000\mu$ の歪に対し約4mVの出力が得られ

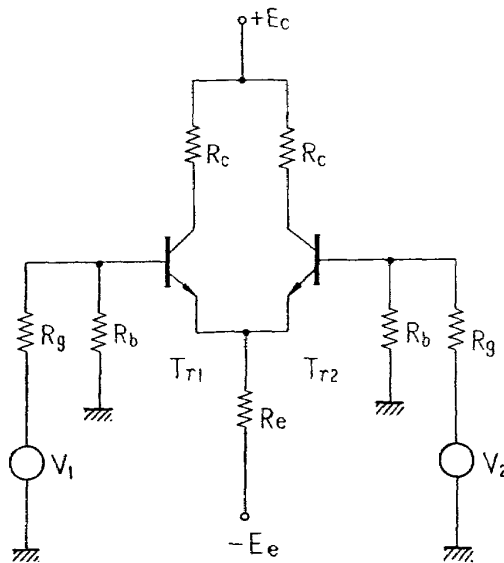


図5 差動直流増幅器

るとすれば、その間に約 40dB の直流増幅器が必要である。直流増幅器としては、構成が簡単で、かつ温度補償性をもつ差動増幅器を採用することとした。図 5 はその回路を示す。

このような差動増幅器の温度変化による入力換算ドリフト E_d は

$$E_d = \{[(\Delta V_{BE1}/\Delta T) - (\Delta V_{BE2}/\Delta T)]\Delta T + \overline{I_{CBO}}R_b[(\Delta I_{CBO1}/I_{CBO1}\Delta T) - (\Delta I_{CBO2}/I_{CBO2}\Delta T)] \\ \times \Delta T + [I_c R_b / \overline{h_{FE}^2}] [(\Delta h_{FE1}/\Delta T) - (\Delta h_{FE2}/\Delta T)]\Delta T \quad (4.2)$$

で表わされる。

ただし V_{BE1}, V_{BE2} : トランジスタ T_{r1}, T_{r2} のベースエミッタ間順方向電圧

I_{CBO1}, I_{CBO2} : トランジスタ T_{r1}, T_{r2} のコレクタせん断電流

$\overline{I_{CBO}}$: I_{CBO1} と I_{CBO2} の平均値

R_b : ベースのバイアス抵抗

I_c : コレクタ電流

h_{FE1}, h_{FE2} : トランジスタ T_{r1}, T_{r2} の直流電流増幅率

$\overline{h_{FE}}$: h_{FE1} と h_{FE2} の平均値

T : 周囲温度

したがって、トランジスタ T_{r1} と T_{r2} の V_{BE} の温度特性が等しく、 I_{CBO} が十分小さく、かつ低周波での h_{FE} が大きなものを使用すれば安定な差動増幅器が得られる。以上の理由から V_{BE} の温度特性の一致した複合シリコントランジスタを使用した。

5. 送信アンテナ

NAL-7 型ロケットのような小さな機体から 2m 近い波長の電波を効率よく発信することは非常に困難であり、一般のロケットに用いられている吹流しホイップ型やフック型では能率の高いアンテナ系は望めない。一方 FRP 板に金属薄膜を蒸着した航空機用のプレートアンテナ³⁾ が実用化されており、この方法によれば能率の高いアンテナ系が期待できるが、ロケットの場合には FRP 板の機械的強度が問題である。このよう理由からここでは金属製尾翼そのものを機体から絶縁して、アンテナとして使うことにした。図 6 の(a)はこの翼アンテナの側面図であり(b)は断面図であって、アンテナ素子となる翼を厚さ 1mm のテフロン板で機体から絶縁し、これに送信機からの同軸ケーブルを接合して給電する。

図 7 の(a)点はこのアンテナのインピーダンスを 50Ω で正規化した値をスミス図にプロットしたもので抵抗値は 0.57, リアクタンスは -4.05 である。すなわちこのアンテナ系は容量性を示しているが、この原因は翼の付根付近を、テフロンスペーサをかいしてトメ金具ではさんでいるためと考えられる。同図(b)点は、この容量を打消すように直列にコイルを負荷したときのインピーダンスである。反射係数 $|\Gamma|$, 定在波比 S , 効率 E についてもこの場合の値を求めると⁴⁾

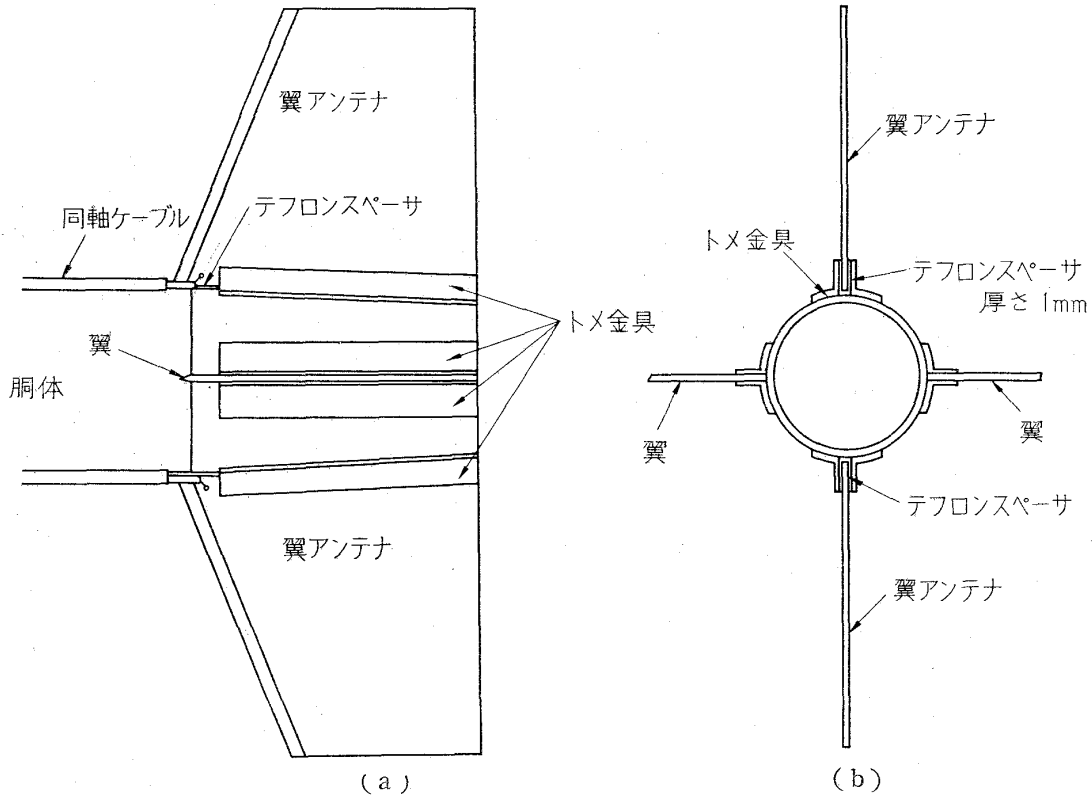


図6 NAL-7型ロケット翼アンテナ

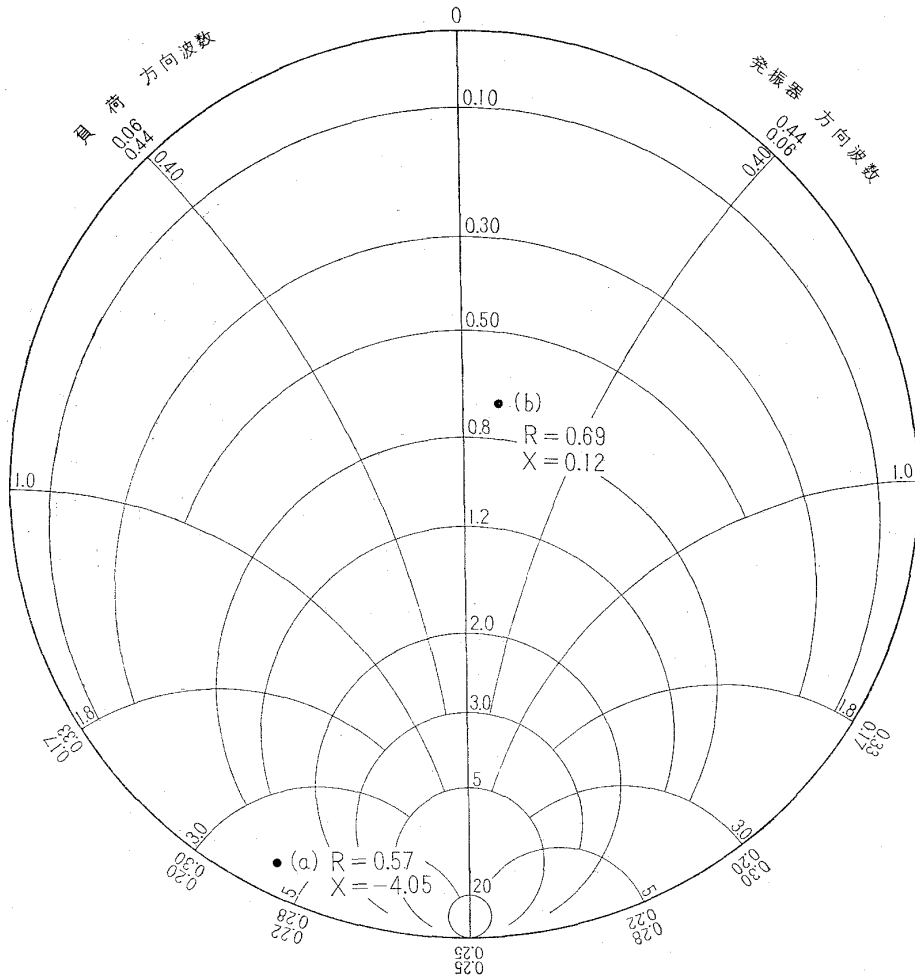


図7 翼アンテナインピーダンス

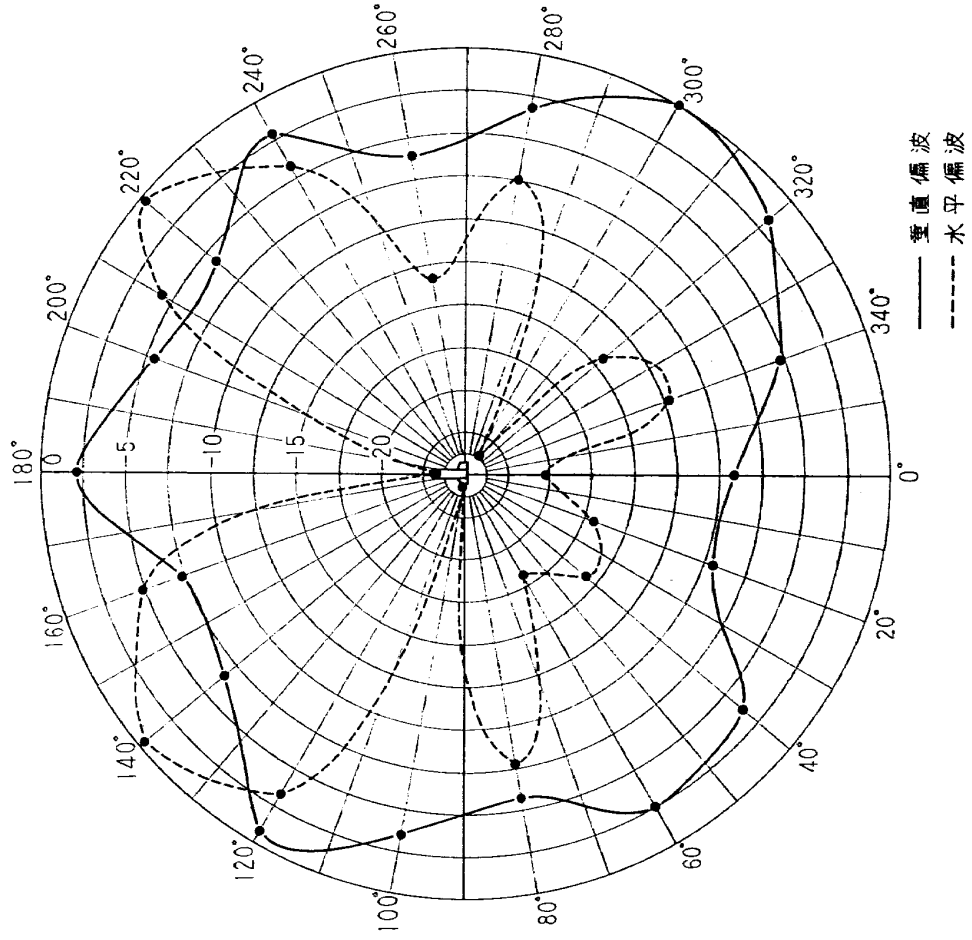


図9 アンテナ面を垂直にした場合の放射特性

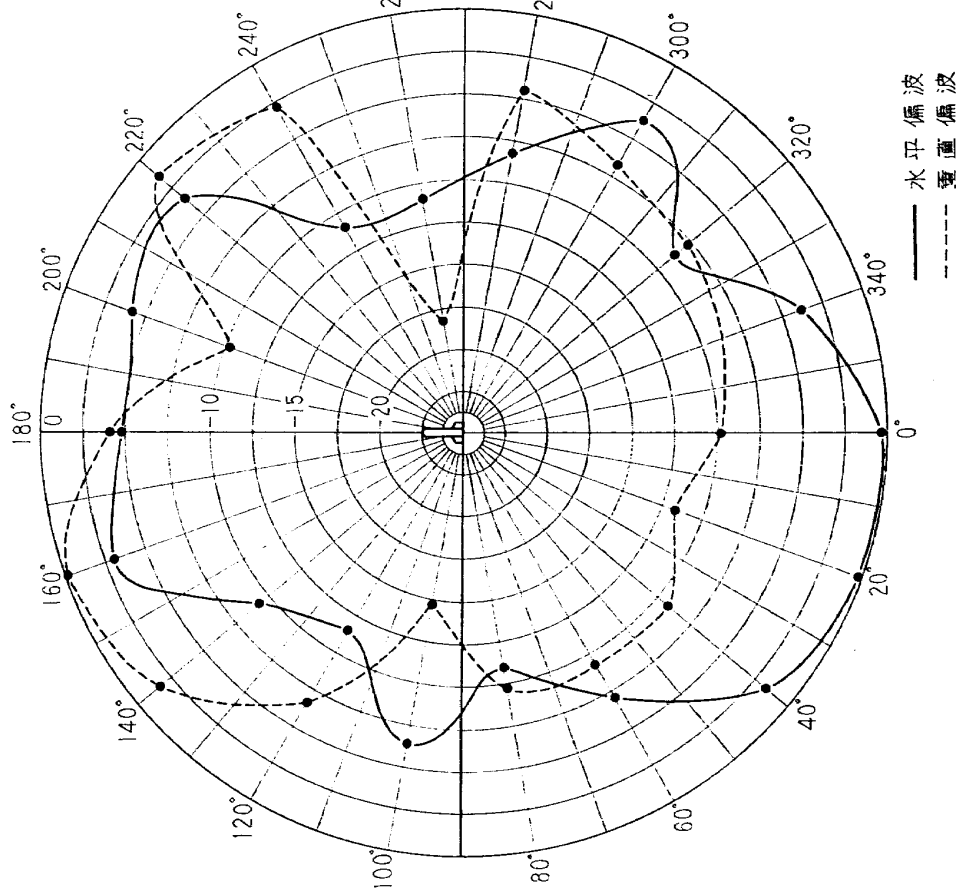


図8 アンテナ面を水平にした場合の放射特性

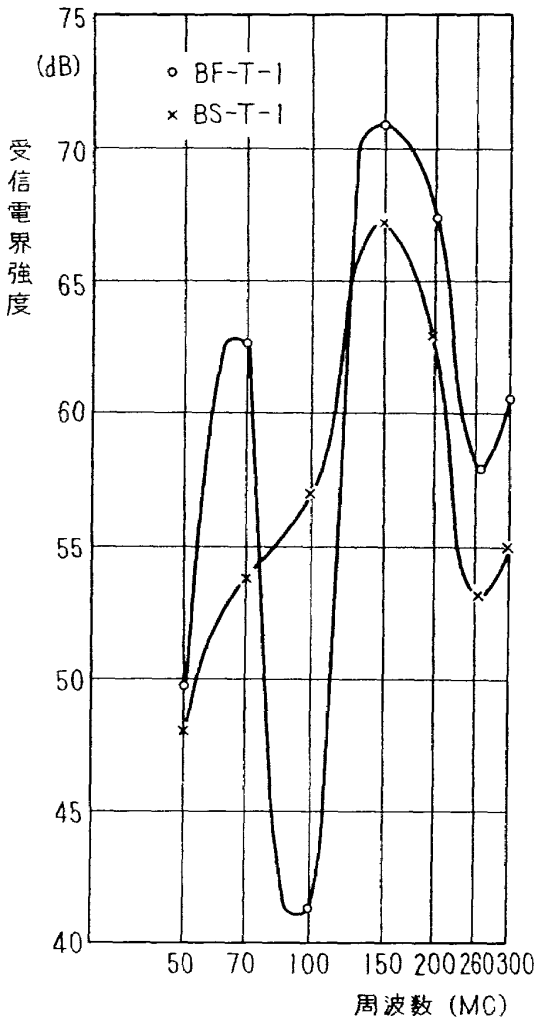


図10 アンテナ共振特性

$$|\Gamma| = |(1-Z)/(1+Z)| = 0.879$$

$$S = (1+|\Gamma|)/(1-|\Gamma|) = 15.54$$

$$E = (1-|\Gamma|^2) \times 100\% = 22.7\% \approx -6.5\text{dB}$$

となり、コイルを負荷した場合は

$$|\Gamma| = 0.0537$$

$$S = 1.3$$

$$E = 99.7\% \approx 0\text{dB}$$

となる。またこのアンテナの放射特性を図8および図9に示す。図8はアンテナ面を地表に対し水平にした場合の水平、垂直両偏波のパターンであり、図9はアンテナ面を垂直にした場合のそれである。したがって、受信にヘリカルアンテナを使用すれば良好な受信が期待できる。

図10はアンテナの共振特性を示す。このアンテナに120dBの電力を供給し約15m離れた位置で電界強度を測定したもので、169.65MCではかなり共振していることがわかる。

6. 試作テレメータ送信機

上述の検討結果を基とし、かつトランジスタをはじめ部品にできるだけ小型のもの、たとえば、集積回路化されたK社製水晶発振器ユニットEF353、マイクロデスク型トランジスタなどを使用して送信機を試作した。図11はその構成を、図12は完成したテレメータ送信機を示す。本送信機の要目は次のとおりである。

搬送周波数	169.65MC
搬送周波数安定度	2.5×10^{-5}
搬送波最大周波数偏移	26KC
送信電力	35mW
寸法	65mmφ×220mm
重量	850g

また、搬送波の変調特性は図13に示すとおりで、てい倍2段で十分な偏移が得られている。図14 (a), (b)は、直流増幅器を含めた副搬送波変調特性を、図15はその温度特性を示す。

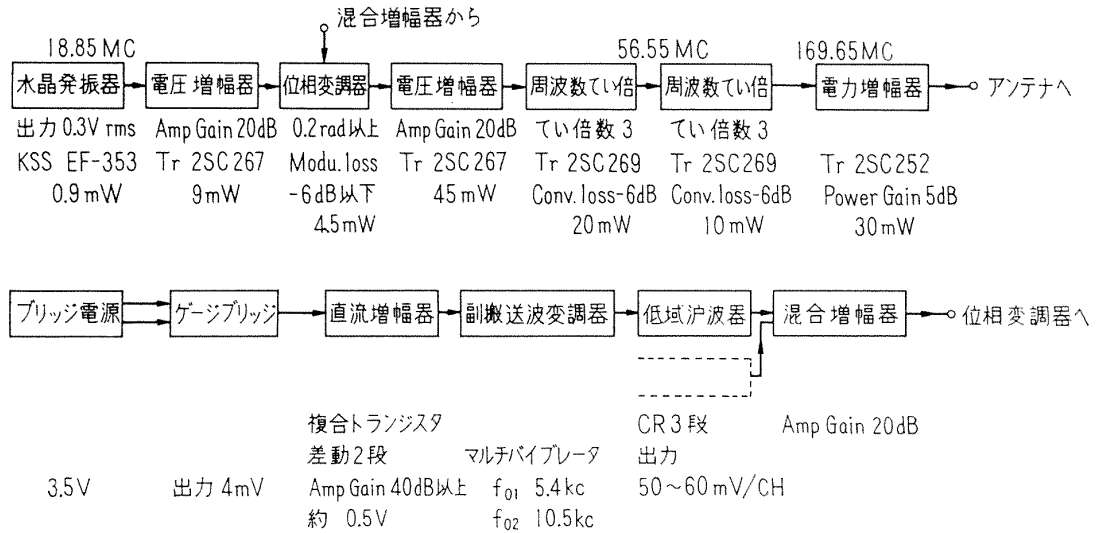


図11 送信機系統図

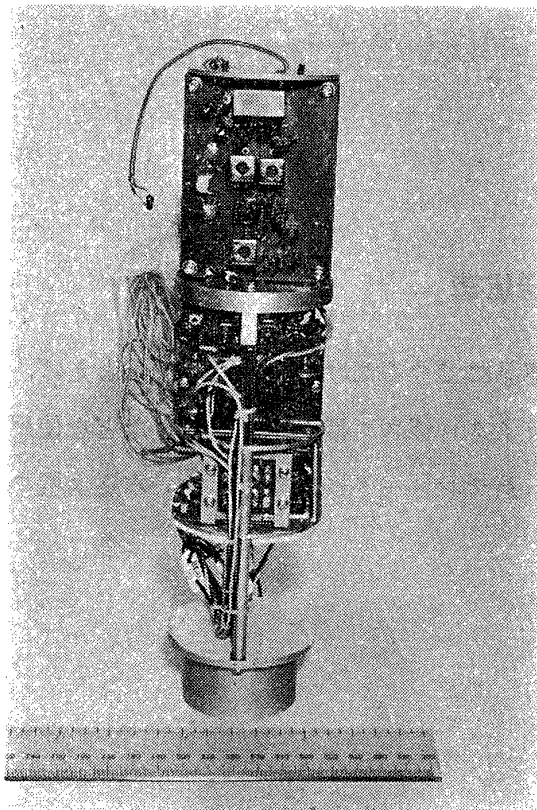


図12 試作テレメータ送信機

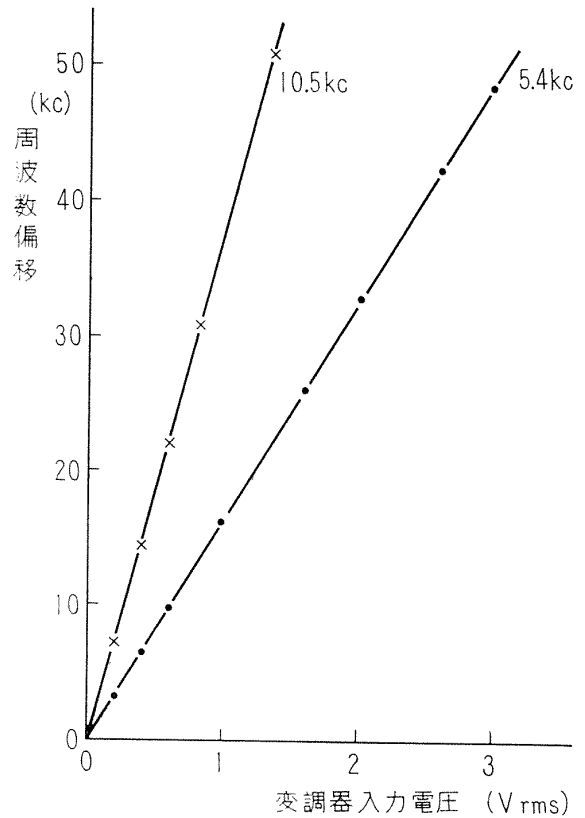


図13 搬送波変調特性

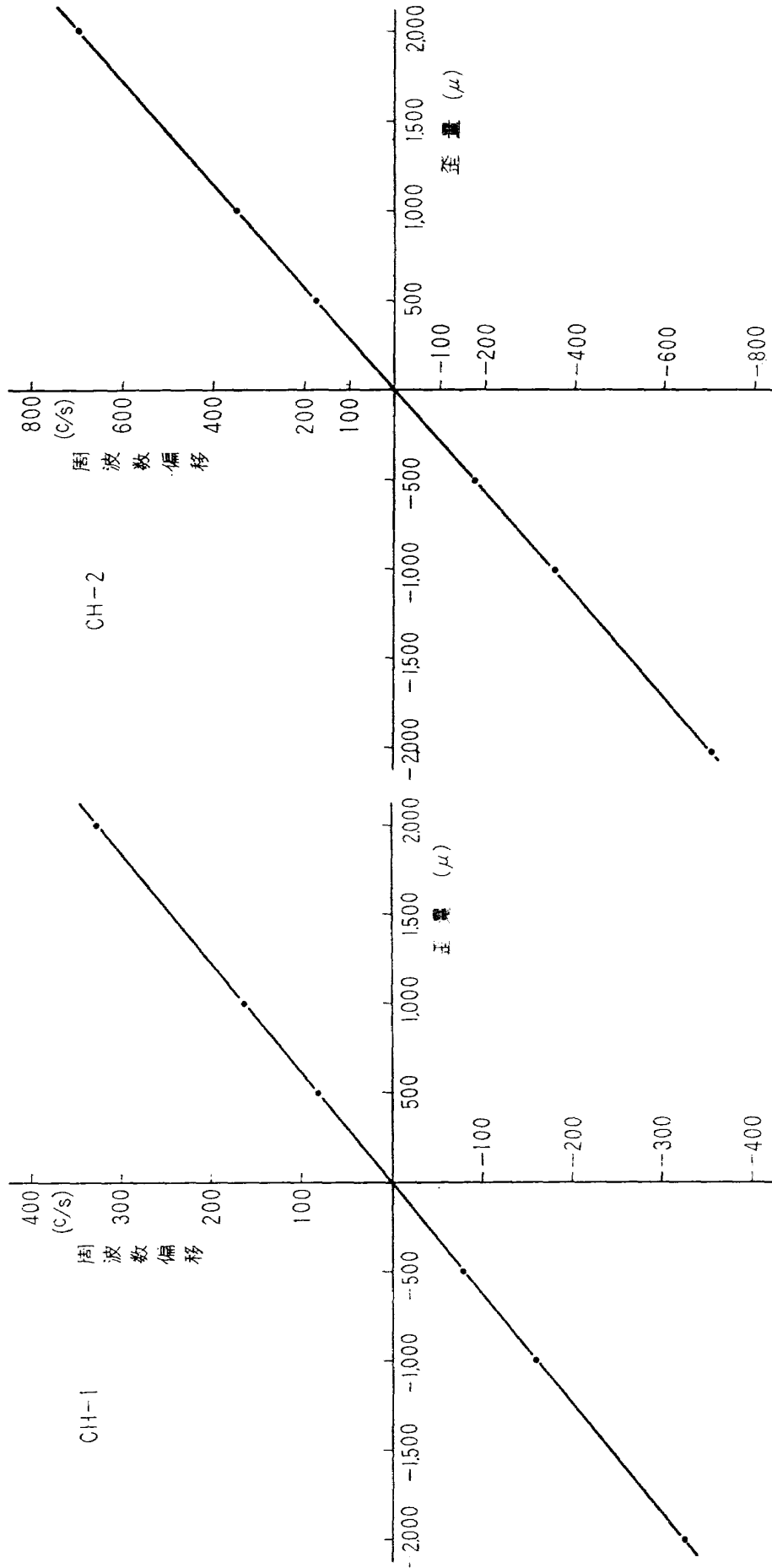


図14 (a) 副搬送波変調器変調特性

図14 (b) 副搬送波変調器変調特性

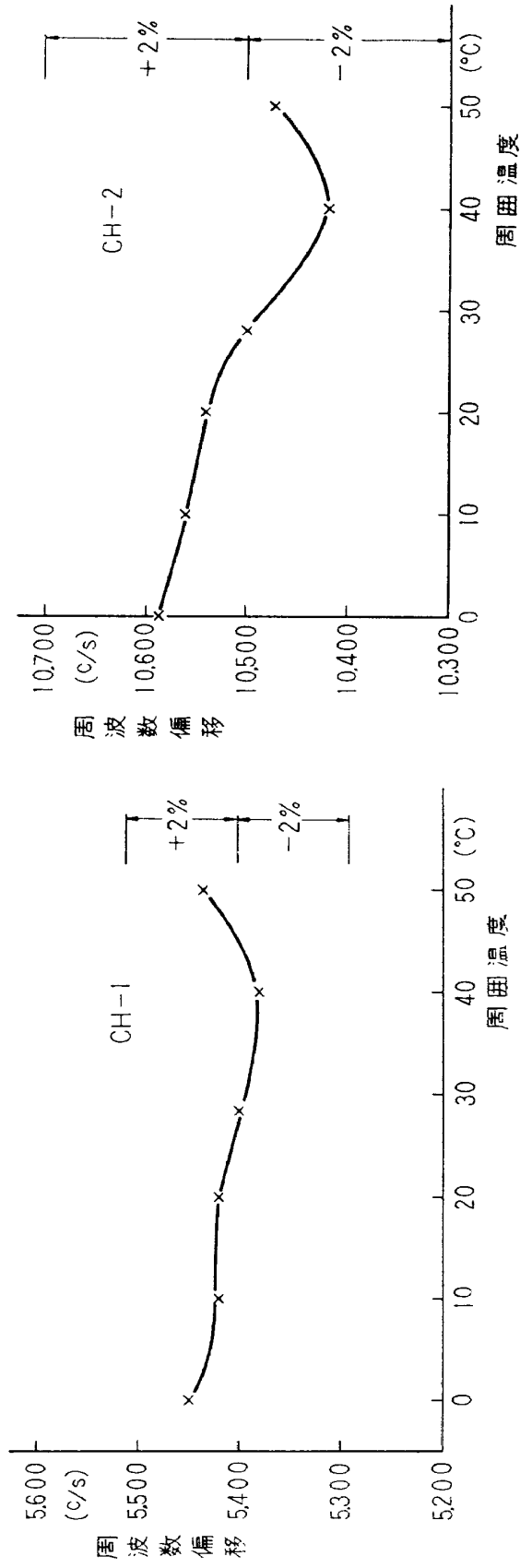


図15 副搬送波変調器温度特性

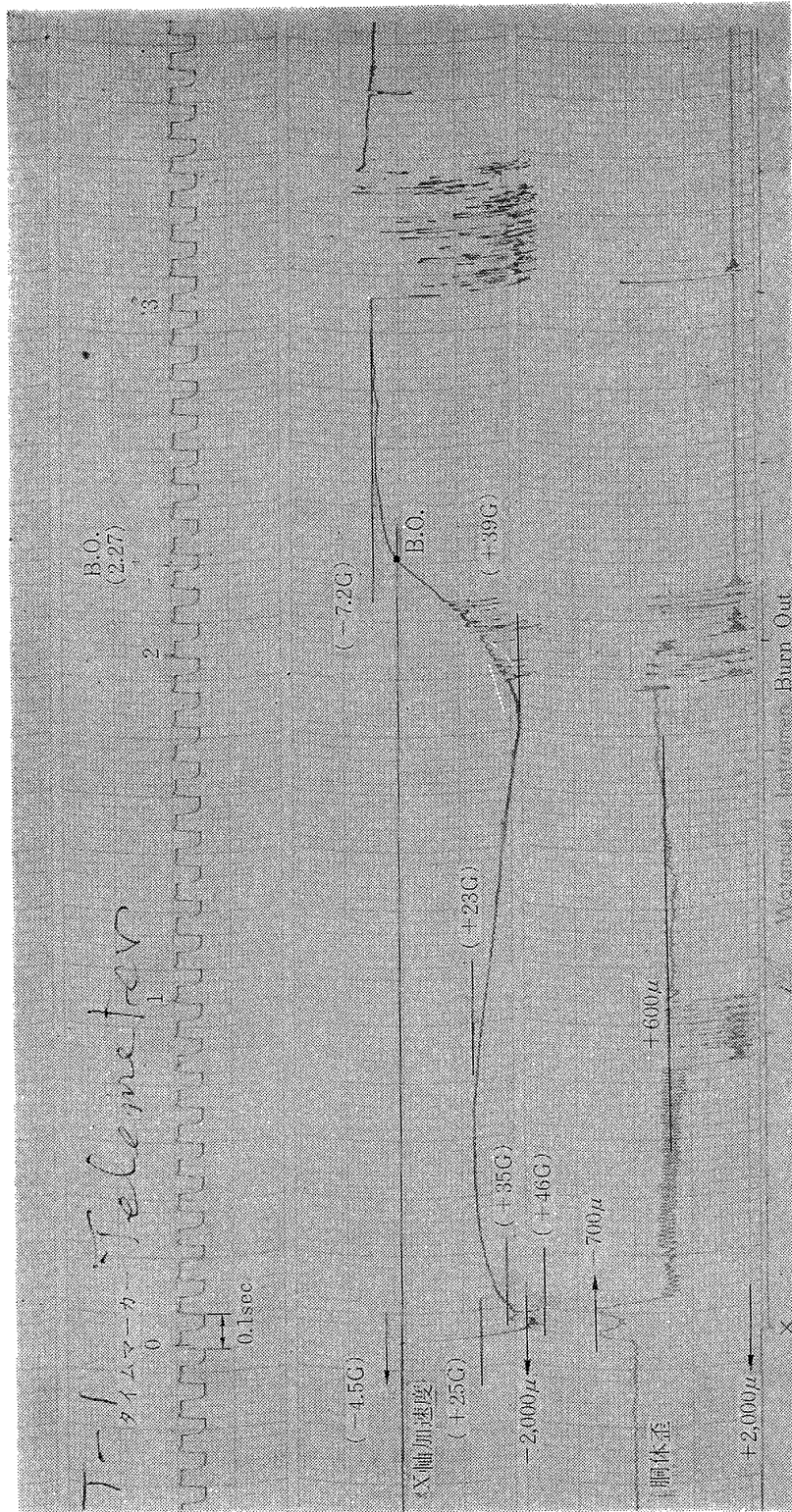


図16 B S-T-I 機受信記録

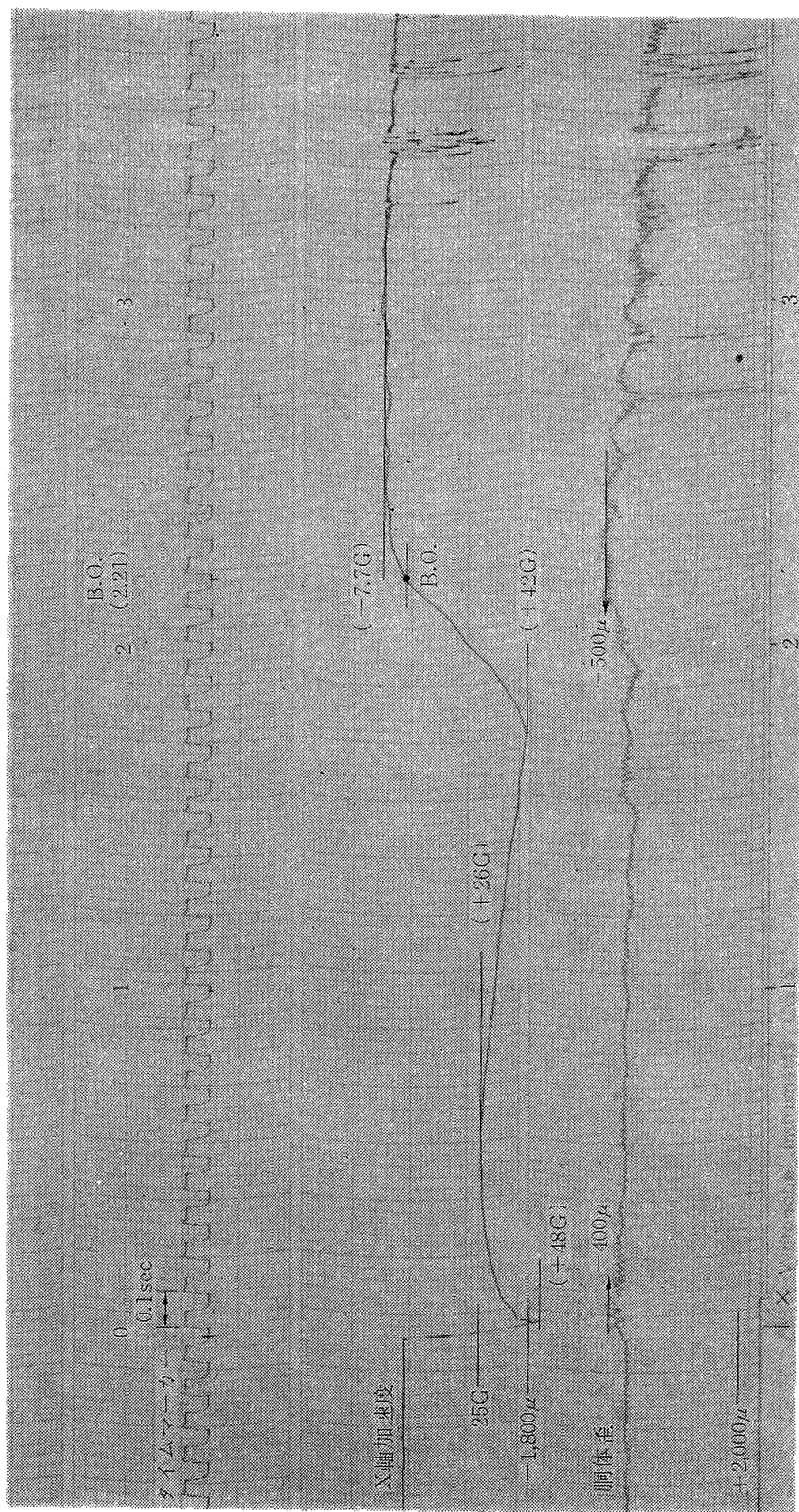


図17 B F-T-I 機受信記録

7. 飛しょう試験

昭和40年9月30日、秋田県道川海岸において、試作テレメータ装置を搭載した、NAL-7型ロケット BS-T-1 および BF-T-1 の2機の飛しょう試験が行なわれた。搭載テレメータの測定項目は機軸方向加速度ならびに胴体の歪み量であって、加速度計は歪ゲージ式のものを使用し、胴体の歪み量の測定は高温歪みゲージを胴体中央部にはり付けて行なった。ともに2ゲージ法であって飛しょうに先だち $\pm 500\mu$ 、 $\pm 1,000\mu$ 、 $\pm 2,000\mu$ に相当する抵抗をゲージに接続し較正を行なった。

図16に BS-T-1 の、図17に BF-T-1 の受信記録を示す。

8. 考 察

図16によると NAL-7, BS-T-1 機は最大加速度 $+46G$ に達し2.27秒で燃焼を終了した。胴体歪み量は発射台離脱時に -700μ となり離脱後 $+600\mu$ に変化、その状態で機体振動が生じ、しだいにその振動数が上昇、発射後0.8秒で同チャンネルが測定不能となり、0.2秒後回復、発射後2秒でふたたび測定不能となった。加速度計の記録が5.6秒まで受信され、また両チャンネルの広帯域改善利得が同じであることから歪み量のチャンネルだけ、スレシホールドレベル以下になることは考えられないので、たとえば、胴体にはり付けられたゲージと直流増幅器との間のリード線の切断等の事故が起きたものと考えられる。また、発射後0.1秒以内に、加速度、歪み量とも異常な変化を記録しているが、ロケットが台を離脱する際、尾翼の1部が台に当たったのではないかと思われる。

図17によると NAL-7, BF-T-1 機の最大加速度は $+48G$ に達し、2.21秒で燃焼が終了した。胴体の歪み量は発射時 400μ 程度の振動が生じたが、ただちに減衰し、以後 $6c/s$ 程度の低い振動が認められるだけで、大きな変化がなく、加速度、歪み量とも発射後4.7秒でスレシホールドレベルに達した。以上のように両機とも燃焼終了時までの計測は良好であったが、着水までのデータを得ることはできなかった。

原因としては送信アンテナの効率が予想より悪かったことが考えられる。「5」で述べたように一応インピーダンス整合をとったはずであるが、実際に、送信アンテナから放射された電力は、かなり低かったことを打上直前に観測している。この飛しょう結果から逆にアンテナ効率を算定すると次のとおりとなる。受信継続時間を発射後5秒とすれば、飛しょう性能計算からそのときの伝送距離は約2kmとなり図2と参照すれば伝送損失は83dBとなる。また今回使用した受信アンテナは1素子のヘリカルアンテナで利得は6.8dBである。したがって、受信アンテナ利得を+6.8dB、送信電力を35mW \Rightarrow 15.4dB、通路利得係数を-10dB、送信アンテナ利得をXdBとすれば $-(83-6.8-15.4+10-X)$ dBmとなるから $X=27.2$ dBとなる。

このように整合をとったにもかかわらず低い効率しか得られなかった原因は、放射抵抗に比べ損失抵抗がかなり大きく、この損失抵抗に整合をとってしまったのではないかと思われる。したがってこの場合のように寸法的に悪い条件でアンテナ系を取り扱う際には、通接定在波比を測定して調整をする必要があるものと考えられる。

9. 結 論

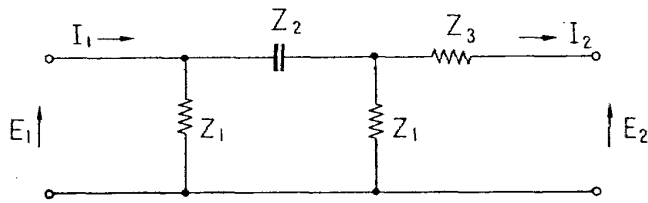
テレメータ送信機の変調特性を検討し、簡単かつ、小型化可能な方式を開発し、その実用性をNAL-7型ロケットの飛しょう試験によって確めた。今後に残された問題としては、副搬送波部の簡易化と全体を集積回路化することによって、さらに小型にすることである。また、NAL-7型のように小さな機体では送信アンテナの高効率化も重要な問題であろう。

最後に本装置の試作に際しご指導をいただいた当部計測研究室長田畑浄治技官ならびに製作を担当された三菱電機㈱松山宏氏に深く感謝いたします。

文 献

- 1) M. H. Nichols & L. L. Rauch, Radio Telemetry, (1956) p. 84 J. Wiley & sons Inc.
- 2) 太田・梶谷, 電圧一周波数変換回路, 電子技術 (1964) Vol 6-6 pp.116~119
- 3) 喜連川他, 広帯域8分1波長ユニポールアンテナ, 電気通信学会アンテナ研究会資料 64.12-9
- 4) Jasik, Antenna Engineering Hand Book, (1961) 31-3 McGraw-Hill Inc.

付 録



図A-1 位相変調器等価回路

図3の位相変調器の等価回路は負荷を Z_3 で表わせば図A-1のように表わされる。この回路の入出力を4端子マトリックスで表わせば

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_f & B_f \\ C_f & D_f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_2 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

となる。しかるにマトリックス

$$\begin{pmatrix} A_f & B_f \\ C_f & D_f \end{pmatrix}$$

は各々の要素に対するマトリックスを乗じたものとなるから

$$\begin{pmatrix} A_f & B_f \\ C_f & D_f \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & Z_2 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & Z_3 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

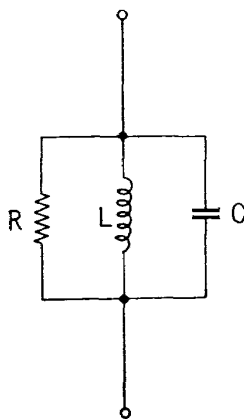
と表わされる。

したがってこれを解くと

$$\left. \begin{aligned} A_f &= 1 + Z_2/Z_1 \\ B_f &= Z_2 + Z_3(1 + Z_2/Z_1) \\ C_f &= (2Z_1 + Z_2)/Z_1^2 \\ D_f &= 1 + Z_2/Z_1 + Z_3(2Z_1 + Z_2)/Z_1^2 \end{aligned} \right\} \quad (A.1)$$

となる。

Z_1 の等価回路は図A-2 で与えられる。



図A-2 共振回路等価回路

この等価回路のアドミタンス Y_i は

$$Y_i = 1/R + j(\omega C - 1/L\omega) \quad (\text{A.2})$$

$|Y_i|$ が min のとき, $Y_i = Y_{i0}$ とおき, この場合, すなわち共振時の角周波数を ω_0 とおけば

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (\text{A.3})$$

共振時に対し $\sqrt{2}$ 倍の電流の流れる角周波数を ω_1, ω_2 とすれば, 尖鋭度 Q は

$$Q = \omega_0 / \omega_2 - \omega_1 \quad (\text{A.4})$$

であり Y_i を $\omega = \omega_1, \omega_2$ のときのアドミッタンスと考えれば次の関係が成立する。

$$|Y_i|^2 = 2|Y_{i0}|^2 \quad (\text{A.5})$$

したがって (A.2)~(A.5) 式を使って Q を求めると

$$Q = \sqrt{C}R/\sqrt{L} \quad (\text{A.6})$$

となりこれを (A.2) 式に代入すれば

$$1/Y_i = 1/\{(\sqrt{C}/\sqrt{L})[1/Q + j(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)]\} \quad (\text{A.7})$$

となり, $Z_1 = 1/Y_i, Z_2 = 1/j\omega C_1, Z_3 = R_2$ および $\omega = \omega_0$ を (A.1) 式の B_f に代入し整理すれば

$$1/B_f = [R_2 + j(1/\omega_0 C_1)(1 + C\omega_0 R_2/Q)]/[R_2^2 + (1/\omega_0 C_1)^2(1 + C\omega_0 R_2/Q)^2] \quad (\text{A.8})$$

が得られる。

I. 新田 慶治
II. NAL TM-79
III. 621.396.6/934

NAL TM-79
航空宇宙技術研究所
テレメータ機上装置の小型化の研究
—ロケット用テレメータ送信装置Ⅲ型の試作—
1966年3月 18ページ

ロケット用テレメータ機上装置を小型化するため、RF 変調器の解析を行ない、てい倍段の少ない安定なものが得られた。その結果に基づいて小型化されたテレメータ機上装置を試作し、NAL-7型ロケットにより飛しょう実験を行なった。
実験の結果 RF 変調器は異常なく動作したが、アンテナの低放射効率のため、一部期待どおりの性能を示さないところがあった。

I. 新田 慶治
II. NAL TM-79
III. 621.396.6/934

NAL TM-79
航空宇宙技術研究所
テレメータ機上装置の小型化の研究
—ロケット用テレメータ送信装置Ⅲ型の試作—
1966年3月 18ページ

ロケット用テレメータ機上装置を小型化するため、RF 変調器の解析を行ない、てい倍段の少ない安定なものが得られた。その結果に基づいて小型化されたテレメータ機上装置を試作し、NAL-7型ロケットにより飛しょう実験を行なった。
実験の結果 RF 変調器は異常なく動作したが、アンテナの低放射効率のため、一部期待どおりの性能を示さないところがあった。

I. 新田 慶治
II. NAL TM-79
III. 621.396.6/934

NAL TM-79
航空宇宙技術研究所
テレメータ機上装置の小型化の研究
—ロケット用テレメータ送信装置Ⅲ型の試作—
1966年3月 18ページ

ロケット用テレメータ機上装置を小型化するため、RF 変調器の解析を行ない、てい倍段の少ない安定なものが得られた。その結果に基づいて小型化されたテレメータ機上装置を試作し、NAL-7型ロケットにより飛しょう実験を行なった。
実験の結果 RF 変調器は異常なく動作したが、アンテナの低放射効率のため、一部期待どおりの性能を示さないところがあった。

I. 新田 慶治
II. NAL TM-79
III. 621.396.6/934

NAL TM-79
航空宇宙技術研究所
テレメータ機上装置の小型化の研究
—ロケット用テレメータ送信装置Ⅲ型の試作—
1966年3月 18ページ

ロケット用テレメータ機上装置を小型化するため、RF 変調器の解析を行ない、てい倍段の少ない安定なものが得られた。その結果に基づいて小型化されたテレメータ機上装置を試作し、NAL-7型ロケットにより飛しょう実験を行なった。
実験の結果 RF 変調器は異常なく動作したが、アンテナの低放射効率のため、一部期待どおりの性能を示さないところがあった。

TM-49	Queen-Air 機の失速特性について	1965年2月	幸尾治朗, 岡田幸一	尾井祐之, 田幸武
TM-50	LS-A 型ロケットの曲げ剛性および振動試験について	1965年5月	中井日出夫, 高島一史	泉谷原利, 近藤洋史
TM-51	超音速風洞空力データ表示記録装置	1965年5月	板垣芳雄	
TM-53	ベクトルのノルムと行列のノルム—数値解法の収束条件その他への応用—	1965年5月	武藤洋治郎, 池田為治	坂元思無邪, 光山敏雄
TM-54	熱衝撃試験用風洞整備試験	1965年5月	河崎俊夫	
TM-55	ロケット模型風洞試験における超音速相似則の応用	1965年5月		
TM-56	2024-T4 アルミニウム合金平滑丸棒の常温回転曲げ疲労試験	1965年7月	石田誠	河野哲雄
TM-57	極超音速における軸対称物体の前面抵抗	1965年7月	曾我 国男	
TM-58	試験用飛しょう体の超音速風洞試験	1965年8月	斎藤秀夫, 木村友昭	近藤博, 増田惣平
TM-59	ジェットリフトエンジン空気取入口の実験 (I)	1965年9月		
TM-60	吹出式超音速風洞における実験データの処理方式について (II)	1965年9月	原 巨利, 高島一明	関根英夫, 中 正夫
TM-61	クインエア機の風洞試験	1965年9月	戸川保子, 矢沢健司	広末健雄, 吉田征一
TM-62	高温歪ゲージの温度特性試験	1965年10月		
TM-63	2024-T3アルミニウム合金の有孔補強平板の軸荷重による疲労特性	1965年10月	飯田宗四郎	
TM-64	応力集中による材料の疲れ強さに関する一実験 (I)	1965年10月	池田為治, 坂元思無邪	光山敏雄, 宮地敏雄
TM-65	ジェットエンジンの翼の固有振動に関する実験	1965年11月	武内澄夫, 宮地敏雄	星谷昌二, 堀内正司
TM-69	質量分析計による水蒸気を含む試料のガス分析	1965年12月	斎藤浩子, 計測部	中村浩子
TM-71	可動アイアンバードの構造および機能	1965年12月	機体第一部, 計測部	原動機部
TM-72	地上付近の風の影響による小型ロケットの姿勢角変化	1965年12月	戸川隼人	石黒登美子
TM-73	固定端を有する薄肉円筒殻の自由振動について	1966年1月	田寺木一	泉 日出夫
TM-74	回転振動試験装置の計画, 構造および特性	1966年2月	武内澄夫, 宮地敏雄	星谷昌二, 清水福寿
TM-75	高マッハ数風洞の消音装置について	1966年2月	吉永崇一	
TM-76	コーティングの断熱効果のアナログシミュレーション	1966年2月	小川 鉦一	
TM-77	テレメータ電波の偏波面の回転を利用したロケットのスピン測定について	1966年3月	田畑浄治, 桜井善雄	三浦雅男, 森 幹彦
TM-78	昇降舵の操舵力特性に関するシミュレーション解析	1966年3月	堀川勇直	

注：欠番は配布先を限定したもの

航空宇宙技術研究所資料79号

昭和41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 奥村印刷株式会社
東京都千代田区西神田1-10