# IIS-TM 3型テレメータ送信機

大井克彦・佐伯昭雄

## 1. まえがき

IGY の本観測ロケット，カッパ 128 S に搭載するテレメータ装置 IIS-TM 3型の送信機として 5 ch FM-FM 方式の第一次試作を筆者等は担当していたので，カッパ 128 J-T 4 号機に搭載して送信機の実用動作の確認と飛しょうデータとして加速度，静圧および動圧の測定値をテレメータリングすることを目的として飛しょう実験に参加した．

この実験の結果，いくつかの問題点をはつきり捕捉でき，次の試作の資料が得られたのであわせて送信機の概要や特性とともに報告する．

## 2. 送信機の概要

### 2・1 送信機に対する要求事項

TM-3型テレメータ送信機はカッパ 128 S に搭載することを基準とし，カッパ 128 J にも搭載使用できるものとして計画した．そのためには計測器の搭載量との関連からきわめて小型軽量であることが要求される．その上 128 S の上昇限界は地上 100 km 以上であり，大気の圧力が $10^{-3}$～$10^{-4}$ mmHg にも達するので，このような条件においても確実に送信機が動作するようにしなければならない．さらに一般的なロケットテレメータとしての問題点である発射時の大きな衝撃と加速度に耐えうることが要求されるのである．

しかし他方には飛しょう時間が数分に過ぎないために，その間安定な動作をすればよく，ロケット上昇に伴う気温の変化は −50°C～+300°C 程度になり，また高速度飛しょうによるロケット外板の温度上昇が +300°C に達するものと考えられるが，短時間のため熱遮断をおこなえば，搭載機器は発射時の温度からあまり変化なく使用でき，温度変化はおもに自己の電気回路による電力消費によるものを考慮すればよいと考えられる．さらに発射時の整備などは室内やテストスタンドにおいておこなわれ，この温度は常温に保たれており，ランチャーに置かれて直接外気に曝される時間はあまり長くないという予測から，送信機の外囲温度は 15～25°C をあまり逸脱しないものと推定した．

以上のような外囲条件のほかに，観測精度を上げるため電気的にも高度の性能が要求されるので，回路上からも部品の点からもこれらの諸点を考慮して設計を行った．

### 2・2 通信方式

テレメータの通信方式としては FM-FM 方式を採用した．この方式の選定に当ってはトランデューサからのデータを正しくレコーダまで伝送するために重要な S/N，回路や構造上の難易，チャンネル数に対するこれらの利害得失，占有帯域幅，などの諸点を考慮して決定した．一般的にいって 5 ch 程度の多重においては FM 方式が PTM 方式にくらべ送信装置が簡単であるので FM-FM 方式とした．

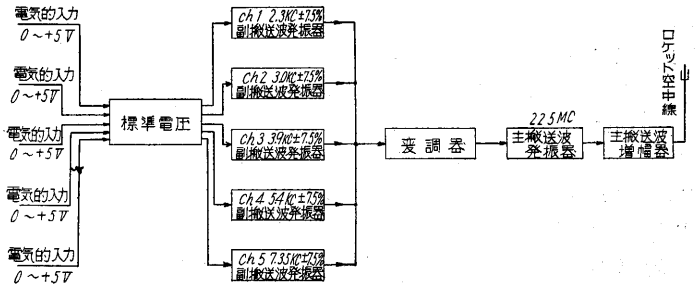
### 2・3 周波数の選定

副搬送波周波数およびその偏移の選定は，漏話や入力信号のレスポンスなどを考慮して決定せねばならないのであるが，本装置においては米国の RDB 規格[1]にならってこれを選定した．各 ch の中心周波数およびその偏移は第1表にしめしてある通りである．

第 1 表

| チャンネル | 中心周波数 (c/s) | 下限 (c/s) | 上限 (c/s) | 偏移 | 周波数レスポンス (c/s) |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 2 300 | 2 127 | 2 473 | ±7.5% | 35 |
| 2 | 3 000 | 2 775 | 3 225 | 〃 | 45 |
| 3 | 3 900 | 3 607 | 4 193 | 〃 | 60 |
| 4 | 5 400 | 4 995 | 5 805 | 〃 | 80 |
| 5 | 7 350 | 6 799 | 7 901 | 〃 | 110 |

主搬送周波数は当初 400 Mc/s 帯の予定であったが，アンテナの関係より 200 Mc/s 帯に変更になった．主搬送波周波数偏移は FM としての方式利得を考えると大きい方が望ましいが，占有帯域幅の点よりあまり大きくとることはできないので，海外での例[2][3][4]を参考にして ±120 kc に選定してある．送信出力については本観測の場合のロケットの飛しょう状態を考えて距離 150 km




第1図 IIS-TM 3 送信機系統図

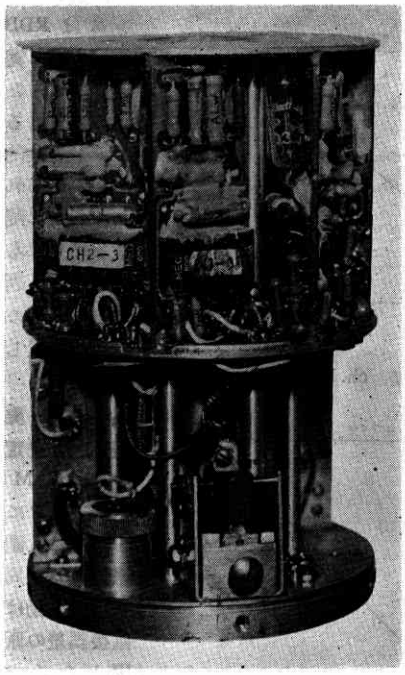
の通信が可能であるように十分の余裕を見て 2W を定格としている．

### 2・4 キャリブレータ

入力信号は計測器との関連で，すべて直流電圧として与えられる．したがって副搬送波発振器はすべて電圧制御周波数変調方式となっている．この場合入力回路に適当な時間間隔で標準の電圧を印加することによって，副搬送波発振器からレコーダまでの較正をおこなうことができる．この較正を測定中に自動的におこなうキャリブレータを装備し，常時較正をおこなうことは測定データの解析の確度を上げるのに非常に役に立つものである．

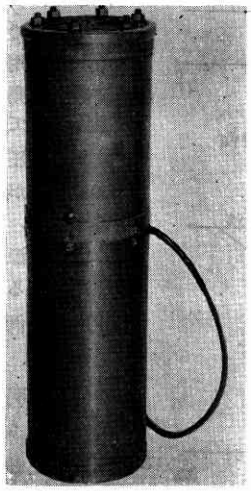
### 2・5 構成および構造

前述のような検討の結果にもとづき第1図のような送信機構成を基本として各部の研究試作を進めた．構造はロケット本体の形状にあわせて直径 108 mm 長さ 162 mm の円筒形の構造とした．その写真を第2図にしめしてある．




第2図 送 信 機

128 S の場合にも使用できるように気密構造とした．これは O リングにより，かん合部とケースの気密を保った．



第3図 送信機外観

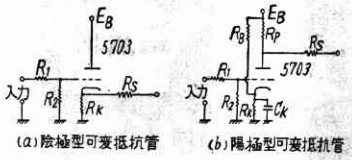
電源スイッチはマイクロスイッチを用いて，外部より機械的に開閉するようにしてある．電源としてはまだ問題が多く，これについては別項にて詳しく述べるはずであるが，塩化銀電池を使用している．使用真空管は全部傍熱型の Sub—MT (5702, 5703) で，衝撃試験の結果では 400 g までは確実に耐えることが確められている．

TM-3 型送信機の機械的な強度の設計に当っては，トランスポンダが付加されるので，テレメータ送信機の自重のほかにトランスポンダの重さをも加味して発射時の衝撃や加速度に耐えうるようにした．最終的な寸法重量は $108^{\phi}\times385$(mm)，3.2 kg (電池部を含む) で第3図のごとき形状のものである．

## 3. 副搬送波発振器

### 3・1 回路およびその動作

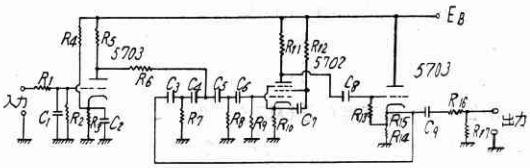
副搬送波発振器は位相推移発振器の一種であって，位相回路の抵抗の一辺を真空管の内部抵抗で置換したものである．位相回路は4段の抵抗並列型で，発振回路はカソードホロワを用いて安定化をはかっている．副搬送波発振器としては，周波数安定度と変調の直線性が特に重要な問題である．入力はインピーダンス 500 kΩ で，入力信号レベルは 0～+5 V と規定されているが，この入力で発振周波数を ±7.5% 偏移するような変調感度を持つ変調器として，前述の可変抵抗管は陰極型と陽極型の二つが考えられる．第4図 (a)，(b) にこれらの回路図をしめす．




第 4 図

実験の結果，陽極型の方が陰極型より変調感度，直線性ともに良好であったので，これを採用することにした．陽極型の場合，入力信号の全域にわたっても格子電流を流さずに変調がかけられるように，適当なバイアスの選定が大切で，これはまた同時に直線性にも影響するところが大きい．可変抵抗管としては傍熱型 Sub-MT の 3 極管 5703 を使用し，変調感度は $R_1$ $R_2$ $R_s$ を調整することによっておこなった．

$R_s$ は直線性ならびに発振周波数にも影響するので，一義的に決定できない．直線性はバイアスを調整して行うがなかなか微妙であった．

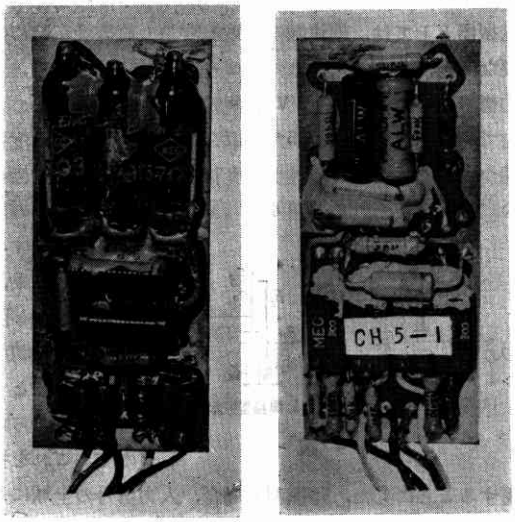



第5図 副搬送波発振器

陽極型の変調器を付加した副搬送波発振器の回路は第5図のごときものである．発振回路は前述したように4段の抵抗並列型位相推移発振回路で，位相回路にはテーパをつけて所要増幅度を下げている．またカソードホロワを付加して饋還する方式をとり，発振周波数の安定度を高めると同時に，各副搬送波を混合する場合，特に混合器を用いないですませている．発振管には Sub-MT

5極管 5702 を使用し，カソード回路のパスコンを除いて電流饋還をかけている．発振周波数は位相回路の定数で大体決定されるので，計算により大体の定数を決定し，微調は $R_7$～$R_9$ に並列に抵抗を付加して調整した．微細な周波数調整をおこなうことはなかなか困難であり，位相回路の定数の変化は直線性にも関係するので，データをとりつつ個々の発振器について最良の特性をうるように努力した．

入力回路に並列に入っている $C_1$ は，高周波のバイパスを目的としたものである．実際のセットについては高周波部は完全にシールドされているので，高周波の影響はなかった．陽極電圧は最初 200 V の予定であったが電池の重量の軽減のため 130 V とした．




(a)　　(b)

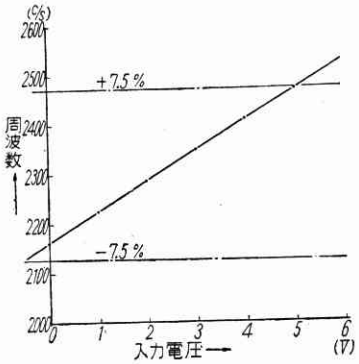
第 6 図

回路素子は極力小型で信頼度の高いものを選定するようにし，組立は両面のプリント配線によっておこなった．第6図の写真はこの副搬送波発振器のユニットである．プリント基板に組み込んだ部品や真空管およびそのリード線などは，特殊の材料[5]によってキャストして衝撃や振動に耐えうるようにした．

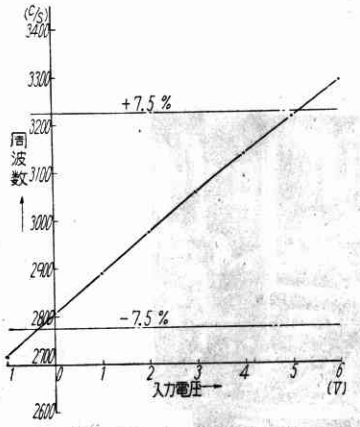
### 3・2　電気的特性

副搬送波発振器の電気的特性としては，発振周波数の安定度，変調特性の直線性．出力の歪率などが特に重要な要素であるので，これらの諸点に特に留意した．

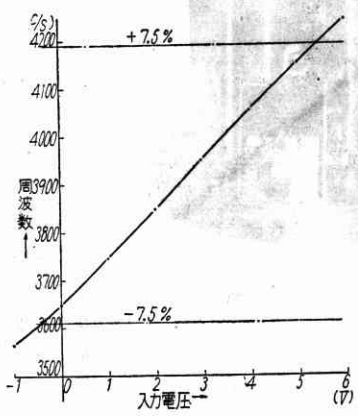
**3・2・1　変調感度ならびに直線性**　信号入力は 0～＋5 V として与えられるので，周波数変調特性としては 0 V の時に中心周波数の －7.5%，＋5 V の時に ＋7.5%の偏移をもつようにすれば良いのであるが，実際の特性は信号入力のドリフトを考慮して多少感度を下げている．変調特性としては 0～＋5 V で ±7.5% 偏移があり，負の電圧と ＋5 V 以上の入力では変調感度が小さくなるようにできていれば，入力信号が規定値を越えた時の過変調を防止することができるので理想的である．実際にはこのような特性を作ることは容易ではない．第7～11図に各チャンネルの変調特性の一例をしめした．直線性はレスポンスの高い入力信号の伝送に対し特に重要な影響があるので，この点についても相当の努力をはらった．（入力信号の周波数レスポンスは RDB の規格より実際にはもっと大きくとれることが実験的に確かめられた．これに関する結果はもっと詳しく調べた上で別の機会に発表したいと思う．）



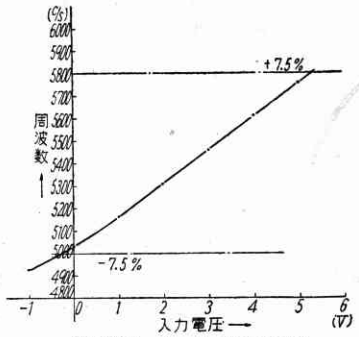

第 7 図　ch. 1　変調特性




第 8 図　ch. 2　変調特性

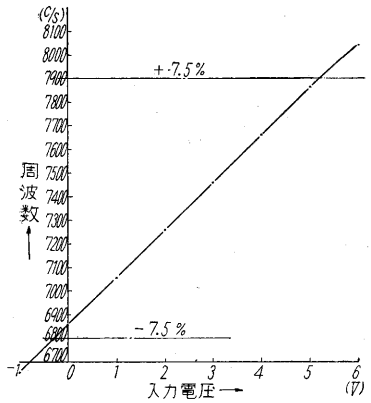



第 9 図　ch. 3　変調特性

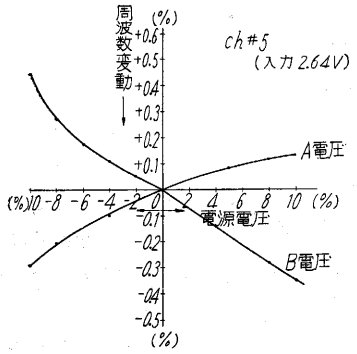



第10図　ch. 4　変調特性

**3・2・2　発振周波数安定度**　FM-FM テレメータにおいては，副搬送波発振周波数の変動は直接誤差の原因となるので，とくにこの点が重要である．発振用周波数の変動の原因としては，電源電圧によるものが一番大きい．第12図に電源電圧に対する安定度の一例をしめした．この図にて明らかなように，A電圧とB電圧との変




第11図　ch. 5 変調特性

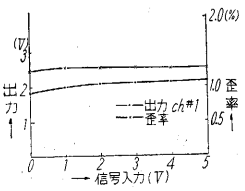



定格電圧　A：　6V
　　B：130V
発振用周波数　7 394
(ch 5 で入力 2.64V)

第12図　副搬送波発振器電源変動特性

動に対する特性が逆であるので，電池の特性がA Bともに同じような傾向で変化するとすれば，実際の変動は相当小さいものと考えられる．実験的には可変抵抗管のバイアス（第4図(b)の$R_B$, $R_k$）を適当に選定することによって，B電圧の変動に対しては 200±50 Vの範囲でさえも ch 1 において発振周波数変動が 1 c/s 以下という例もあった．しかしこの場合の特性は入力信号のある一点についてのみ可能であり，0～+5 V の全範囲においては実現しえないので，実際の調整に当っては入力信号の全域にわたって比較的変動が少いように努力した．このほか，温度による変化も考えられるが，電源電圧の変動にくらべては無視できる程度のものである．また，振動試験の結果では 600～3,000cpm, 3 mm の振動に対し，発振周波数の変化は検出できなかった．

**3·2·3　出力特性および歪**　入力信号に対する出力特性は，受信機の信号弁別器の振幅制限特性から考えて多少の AM 分は許さるべきであるが，はなはだしい AM 分は，高周波の変調レベルの設定をくずす恐れがある．




第13図　副搬送波出力特性

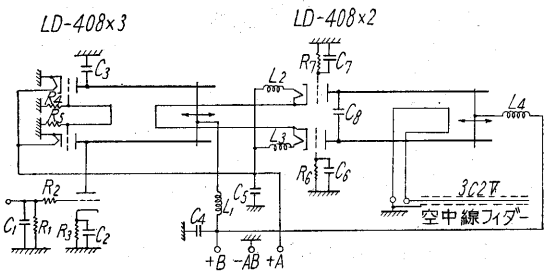
第13図は出力特性および歪率の一例である．歪率は漏話の点を考慮してできうるかぎり小さくした．発振レベルを大きくすると歪率は悪くなるので，発振が安定でかつ高周波の変調に差支ない程度の出力となるよう，発振管のバイアスを調整して歪率を小さくした．各副搬送波の出力にレベル差をつけて各チャンネルの周波数に対する高周波の変調指数を一定とすることは今回は特に行わなかった．

## 4. 高周波部

高周波部は第1図の系統図にしめすごとく，変調器，主搬送波発振器および電力増幅器からなる．発振方式は受信機の設計上からは水晶制御が望ましいが，寸法，重量の点からレッヘル線自励発振とし，主搬送波の電力増幅段を1段つけて，負荷側の影響を小さくした．使用真空管は，試作高周波用 Sub-MT 管 LD-408 である．この真空管は 5703 を高周波用にステムおよびプレートのリードを改造したものである．

構造としては高周波部のみを完全にシールドして，高周波の漏洩を防止している．

### 4·1　回路およびその動作

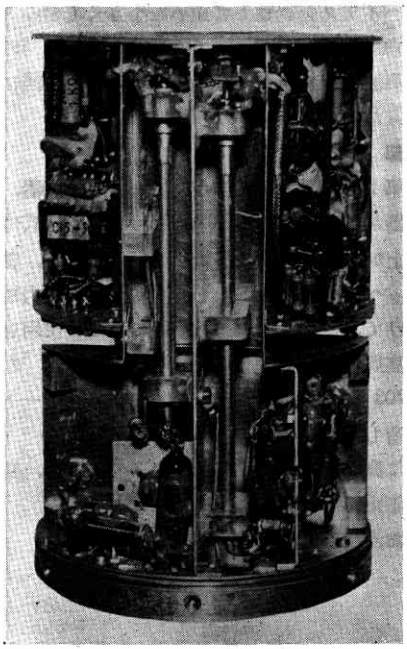



第14図　高周波部回路

第14図は高周波部の回路図である．変調方式は，リアクタンス管をレッヘル線自励発振器に付加しておこなう直接変調方式であるが，変調回路で問題となったのは，発振がプッシュ・プルであるのに，単一のリアクタンス管により変調をおこなうため，発振が電気的にアンバランスになることと，リアクタンス管の抵抗分が，発振出力に損失を与える点であった．アンバランスの点については，次段の増幅器の入力にも影響があり好ましくないので，リアクタンス管を付加しない発振管のプレートにコンデンサを付加して，ある程度の効果を上げることができた．リアクタンス管の抵抗分による損失は，発振レベルがかなり高いために相当の値になるので，できうる限りこれを減少するように努力した．

高周波電力増幅器は格子接地型増幅器である．この増幅器の増幅度はあまり大きくとれないが，発振の恐れもなく，中和をとる必要がないのでこれを使用した．しかし使用真空管の LD-408 は，本質的に格子接地型の真空管ではないので，格子の遮蔽効果が完全でなく，実験的には中和の必要を認めたこともあった．出力はM結合により取り出している．

同調回路の周波数調整は，レッヘル線の短絡板を微動しておこなう．レッヘル線の長さは構造上あまり長くと



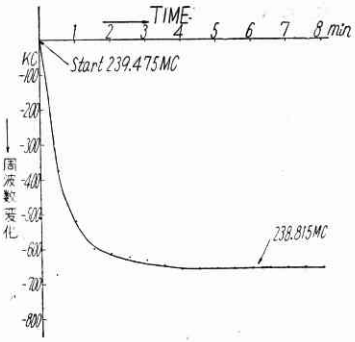
第15図　高周波部の構造

れないため約 $\lambda/10$ にしてある．レッヘル線や真空管はすべて加速方向に配置し，加速度の影響をあまりうけないように工夫してある．第15図は，高周波部の写真である．

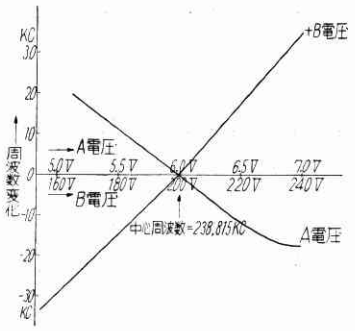
**4・2　電気的特性**

高周波部の電気的特性としては，発振周波数の安定度，変調特性，出力特性などが重要である．

**4・2・1　発振周波数安定度**　高周波の発振周波数の変動が大きいと受信機高周波部の設計が難しくなるので，できうる限りこれを小とすることに努力した．発振周波数の安定度は時間，電源電圧，衝撃などにより大きく左右されるので，以下これらに対する特性について述べる．



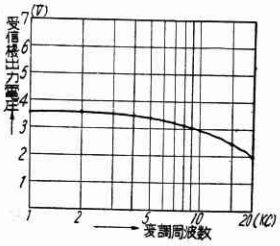

第16図　レッヘル線自励発振器の周波数安定度特性



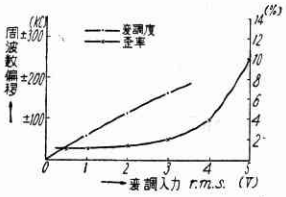

第17図　レッヘル線自励発振器の電源変動特性

第16図は時間に対する発振周波数の変動をしめすもので，電源を入れてから3分間は急激に周波数が変ることをしめしている．したがって実際の使用に際しては電源を入れてから3分以後に使用すべきである．第17図は電源電圧に対する変動特性で，これも副搬送波と同じくA B両電圧の特性が逆になっているので好都合であった．衝撃や振動に対する変動は，前記二者にくらべて無視できる程度である．

**4・2・2　変調特性**　副搬送波周波数の全域にわたって平坦な周波数変調特性が望ましいが，変調器の入力回路に貫通型蓄電器を用いているので，実際の変調特性は第18図のごとく変調周波数の高い方において入力レベルがやや下る傾向にある．副搬送波の出力レベルに対する高周波の周波数偏移ならびに歪率の関係を第19図にしめす．これでわかるように周波数偏移が±200 kc 以上では，急激に歪が多くなる．振幅変調成分は受信機のAM分検出回路にはほとんど現われない程度であって，これの定量的な測定は測定器を入手次第おこなう予定である．

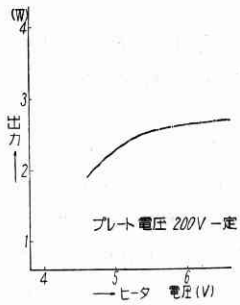



第18図　変調周波数特性

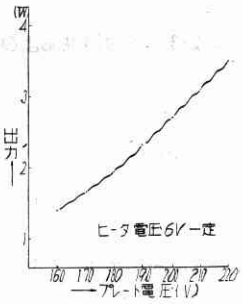



第19図　高周波変調特性

**4・2・3　出力特性**　高周波の出力は電源の許す限りにおいて大とすべきで，一応の目標はB電圧 200 V にて 2 W 以上とした．飛しょう時間が短いので真空管の許容損失をかなりオーバーして使用している．実験の結果では，LD-408 は，その許容損失の4倍以上の使用に対しても，数時間 $gm$ の変化は認められなかった．第20図・第21図に電源電圧に対する出力特性の一例をしめした．実際の使用状態においては，電池の特性より考えて 3 W 以上の出力があるものと推定できる．




第20図　ヒータ電圧に対する出力特性

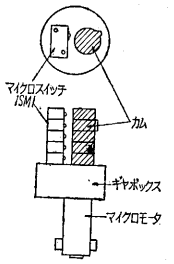



第21図　プレート電圧に対する出力特性

## 5.　キャリブレータ

### 5・1　構造およびその動作

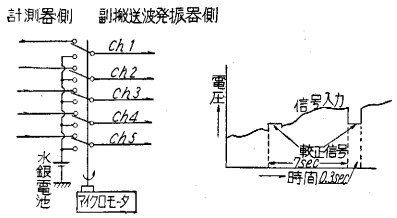
動作中信号入力を較正電圧に各チャンネルを順次短時間自動的に切り換える装置である．本装置は，マイクロスイッチを機械的に開閉する方式を採用した．




第22図　キャリブレータの構造

カムの作動機構はマイクロモータを用いた第 22 図のごときものである．回路は第 23 図にしめしてある．

キャリブレータの動作で重要なことは，較正点とサンプリングレートである．容積の点より較正点は 1 個所とし，水銀電池を用いて 2.64 V の基準電圧を入れるようにした．較正時間は許しうる限り短い方が測定上は望ましいが，マイクロスイッチやレコーダの関係で，あまり短くすることはできないので，300 ms とした．サンプリングレートとしては，マイクロモータとそのギヤーボックスの関係より 7 秒間に 1 回の割合となり，結局測定データに対しては 3/70 の損失となる．この程度の損失は測定データに対しあまり影響がないものと思われる．




第23図　キャリブレータの回路およびその動作説明図

較正信号は矩形波として記録されるので，この再生波形の良否は較正の精度を決定するには重要な要素となる．

この再生に関しては副搬送波発振器，信号弁別器，レコーダの周波数レスポンスが直接影響する．

## 6. 飛しょう実験

カッパ 128 J-T 4 号機の飛しょう実験における測定量は静圧，動圧，加速度，ヒータ電圧でありこれらと副搬送波発振器との結合はあらかじめ実験をして確かめた．

### 6・1 変換器との結合

各変換器と副搬送波発振器との組合せは以下のごとく定めた．

ch. No.　変換器または入力信号

1　頭部気圧計　$P_1$（−500〜+400 mmHg）
2　胴部気圧計　$P_2$（0〜500 mmHg）
3　ヒータ電圧（6 VDC）
4　軸方向加速度計（燃焼時）$X_1$（0〜55 g）
5　軸方向加速度計（燃焼後）$X_2$（0〜25 g）

圧力計 $P_1$ $P_2$ との結合は日本電気研究所において気圧計較正装置を使用し，東京計器と協同して $P_1$ $P_2$ の入力より副搬送波発振器の出力までの総合試験をおこない，$X_1$ $X_2$ については，糸川研究室との協同でおこなった．

### 6・2 飛しょう実験の経過

秋田における実験では飛しょう前，副搬送波発振器，高周波部の試験をおこない，副搬送発振周波数ならびに高周波出力を確認し，さらに $P_1$ $P_2$ $X_1$ $X_2$ との総合試験をもおこなった．飛しょう当日は塩化銀電池の wake up をおこない，この電池にて送信機を動作させ受信機との総合試験をおこなった．以上の試験の結果を第 2 表にかかげた．

第 2 表　飛しょう前の試験結果

| 高度（m） | Sea Level | 1000 | 2000 | 3000 | 4000 | 5000 | 6000 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $P_1$+ch 1 周波数(c/s) | 2268 | 2284.5 | 2303 | 2317 | 2333 | | |
| $P_2$+ch 2 周波数(c/s) | 2843 | 2866 | 2910 | 2954 | 3015 | 3072 | 3112 |

（a）　$P_1$，$P_2$ との試験結果

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| $X_1$ 出力（V） | (0 g) 0.05 | 1 | 2.01 | 3 | (+40 g) 4 |
| $X_1$+ch 5 (c/s) | 6854 | 7022 | 7242 | 7474 | 7675 |
| $X_2$ 出力（V） | (0 g) 0 | 1.05 | 2 | 3 | (−20 g) 3.9 |
| $X_2$+ch 4 (c/s) | 5610 | 5186 | 5342 | 5475 | 5640 |

（b）　$X_1$，$X_2$ との試験結果

| A 電圧 | $B_1$ 電圧 | $B_2$ 電圧 | 高周波出力 |
|---|---|---|---|
| 6.0 V | 215 V | 126 V | 2.7 W |

（c）　電池および高周波の動作

飛しょう実験の結果，受信機はロケットが発射して海中に没するまでデータを記録し，一応所期の目的を達したといえる．測定データの解析についてはここでは省略する．

## 7. あとがき

今回のカッパ 128 J-T 4 号機の飛しょう試験における送信機として最大の目的であった耐加速度性は十分であることが確認された．このほかにキャリブレータの較正点として入力零の点を追加する必要が認められ，これに伴い現在のキャリブレータの不備を改善した新しい構造のものの試作を進めている．重量容積の軽減のために副搬送波部のトランジスタ化の準備をしているが，測定精度向上の意味からもキャリブレータの改善が重要な課題である．

飛しょう距離の増大に伴う時間の経過にしたがい送信出力の低下を極力少くする必要があり，現在の変調回路のリアクタンス管の抵抗分を少くして，高周波発振能率の向上をはかることも必要である．

副搬送波部においても調整の困難さを可変素子の導入により除くことや，変調特性の両端を飽和特性とすることなど多くの問題が今後に残されている．

終りに終始御指導，御協力をいただいた生研高木昇教授，野村民也助教授，猪瀬博助教授，黒川兼行助手，当研究所仲丸第二研究室長およびご協力下さった糸川研究室，富士精密工業ならびに東京計器の関係者各位に深謝の意を表する．

(1957. 3. 14)

### 文　献

(1) Radio Telemetry: PP 419〜420
(2) 〃　〃　: PP 441
(3) Tele-Tech Dec 1953: FM/FM Telemetering
(4) Jan 1954: 〃　〃
(5) PRC Technical Data Sheets: PR-1201-Q