

高感度受信機 I

鶴 宏・高橋 健一・原 宏徳

1. まえがき

カッパロケットによるテレメータ観測が始められてからすでに4年余、最近ロケットの性能がいちじるしく向上して、去る昭和36年4月に発射された9型ロケットでは高度350km、水平距離600kmに達し、今後ますます通信距離は拓げられようとしている。

これに対して、機上送信機の出力はロケットの積載量などから制約をうけて、現在の1Wのままで急に改善するわけにはゆかない。一方、従来のテレメータ受信設備¹⁾として作られたFM受信機は、数年前に低雑音受信機²⁾として改善されているが、その最大通信距離は自由空間で1,300km程度の感度である。このFM受信機は全真空管式による低雑音増幅回路と通常のリミッタディスクリミネータ復調方式によるものである。

さらに受信感度を上げるためには、受信アンテナの利得を上げること、受信機の雑音指数を低くすること、および方式的改善をはかることなどがある。

今回計画された高感度受信設備としては、まず従来の1素子ヘリカルアンテナを4素子の大型アンテナとして約6dBの利得を向上し、RF入力増幅回路にパラメトリックアップコンバータ回路を使って雑音指数を従来の6dBのものから約2dBとして約4dBの改善をはかり、さらに高感度受信機により約10dBのS/N改善を加えて、総合で約20dB近く感度を改善する目標が立てられ、現在研究試作が進められている。

これらの設備が整えば、通信距離は約10倍に拓げられる予定である。

上記のうち、高感度受信機は、かねて日本電気において開発された「FM帰還位相検波方式」³⁾、および米国における「位相同期検波方式 (Phase-Locked Demodulation)」など^{4) 5)}を検討して試作したもので、以下本文に方式および実験結果について簡単に説明する。

ロケットによるテレメータ観測は、FM-FM多重通信方式により、主搬送波は225Mc、また副搬送波はRDB標準の周波数分割⁶⁾を使用している。

従来の副搬送波は2.3KC~7.35KCの5Chを用いたが⁷⁾、今後は1.7KC~30KCの5~10Chに増加される予定で、ビデオ帯域は約35KCまでとした。

今回の試作は完成までの1段階であって、Chの選択を従来の5Chの範囲で各部の調整および測定をおこない、従来のFM受信機と比較して総合のS/N改善度を検討した。また試作装置を使ってロケットのテレメータ観測データを記録し、S/N改善のよい結果をえた。

2. 位相同期検波方式の概要

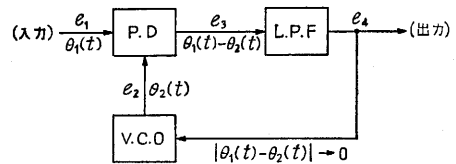
位相同期検波方式は、相関関数を利用したいわゆる同期検波方式である。

一般のリミッタディスクリミネータ方式では、広帯域利得 ($\sqrt{3}f_d/f_i$ ただし、 f_d は周波数偏移、 f_i は変調信号周波数をあらわす) によるS/N改善が与えられる利点を有するが、一方スレシホールドレベル以下において、急激にS/Nが劣化する。

位相同期検波方式は、この広帯域利得をそのままにして、スレシホールドを改善するという方式である。

この方式はAFC用位相同期発振器を初めとして早くから研究^{8) 9)}がおこなわれ、日本電気のマイクロ多重通信のほか、テレメータ、宇宙通信などにも応用されている。

以下に簡単にこの方式の原理を説明する。



第1図 位相同期検波ループ

第1図はこの方式の一般的な形を示したもので、位相検波器 (P.D.)、低域濾波器 (L.P.F.)、および電圧制御発振器 (V.C.O.) によって帰還ループを構成する。

PDは掛算回路で、IF入力 (e_1) とVCO出力 (e_2) のそれぞれの瞬時位相を比較して、その位相差成分 (e_3) をだす。 e_3 はLPFを通過して復調出力 (e_4) となる。

VCOは e_4 によってFMされ、その出力が e_2 である。

e_3 は、 $e_3 = K_D A \sin \{\theta_1(t) - \theta_2(t)\}$ であらわされる。ただし、 K_D は位相検波感度、 A は振幅定数、 $\theta_1(t)$ および $\theta_2(t)$ は e_1 または e_2 の搬送波位相内の変調波成分。

LPFは e_1 と e_2 との差周波数成分のみを通過させる特性を有する。

このような帰還ループの制御作用は $|\theta_1(t) - \theta_2(t)| \rightarrow 0$ であって、したがって、 e_2 は e_1 に対してほぼ $\pi/2$ の定位相差をもって同期する。そして復調出力は、 e_4 と e_2 のわずかな位相のずれによって生ずる。

復調動作の結果の式は

$$\theta_2(t) \approx \theta_1(t)$$

$$e_4 = \frac{1}{K_D} \frac{d}{dt} \theta_1(t) - \frac{\omega_1 - \omega_2}{K_D}$$

ただし,

- K_p : VCO の変調感度 (c/s/v)
- ω_1 : IF 角周波数 (rad/s)
- ω_2 : VCO 自己発振角周波数 (rad/s)
- $\omega_1 \approx \omega_2$

この式から, e_1 は搬送波位相内の変調波成分 $\{\theta_1(t)\}$ を微分してえられ, 復調される. また復調出力は, IF 入力の変幅に無関係となつて, リミッタ作用を有することがわかる.

IF 増幅器の出力に雑音があつたときに, この検波方式が S/N 改善に対して効果があるおもな理由は, 本質的に短時間相互相関器の機構を有するという点にある. すなわち PD によって e_1 と e_2 が掛算され, LPF によって短時間の積分がおこなわれる.

VCO の自己発振周波数を, 期待される IF 信号の中心周波数付近に調整しておいて, e_1 が e_2 の周波数に同期すると, LPF が適切な積分間隔をとるように設計されているとき (この LPF は必要な信号の変調成分を歪なく通す), e_2 と e_1 の周波数差が零になるように相互相関器としての動作がおこなわれて信号を復調し, 相関のない雑音は減少する.

しかしこの方式にもスレシホールドがあつて, それは e_1 と e_2 との位相同期が, 雑音のために生ずる位相誤差の尖頭値によって失なわれるときにおこる. すなわち定常状態では, $\theta_1(t) \approx \theta_2(t)$ で位相検波器は直線系となるが, 雑音によって位相誤差が増加すると, 非直線系に移行し, その尖頭値が $\pi/2$ をこえると, 位相検波器として動作しなくなり, 完全に同期はずれる.

スレシホールドは同期はずれの時間率によって決められるが, その定義は明確ではない.

一般にスレシホールドの改善度は次式のようになる.

$$R_{ih} = 6.6 \frac{m_{fe}^{1/2}}{|\eta(t)|^2}$$

m_{fe} : 実効変調指数

$|\eta(t)|$: 実効値で標準化された雑音の瞬時振幅

$|\eta(t)|$ は同期はずれの時間率を規定する量で, 同期している時間が 5% 失われたときをスレシホールドと定めると, $|\eta(t)|$ を 2 にとればよい. したがつて, R_{ih} は次の式になる.

$$R_{ih} = 1.66 m_{fe}^{1/2}$$

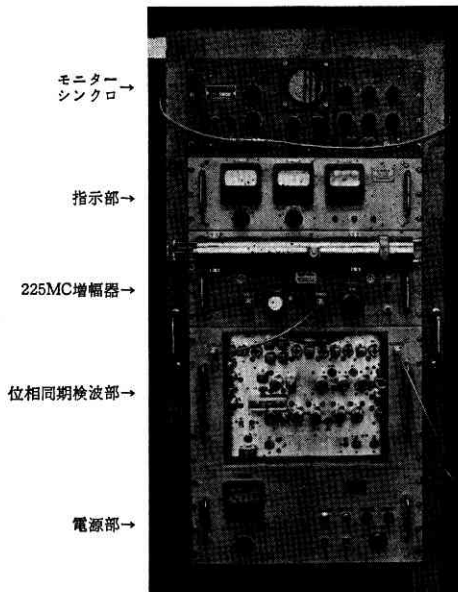
たとえば, $m_{fe} = 24$ のときの改善度は 9.1 dB となる.

3. 高感度受信機 I の概要

試作装置は, 225 Mc 増幅器, 位相同期検波部, 指示部, および電源部の 4 部にわかれたパネル構造になつていて, 従来のテレメータ装置と同様のラックに組み立てられる.

第 2 図は装置の写真で, 上段にモニター用シンクロス

コープを取り付けたものである.

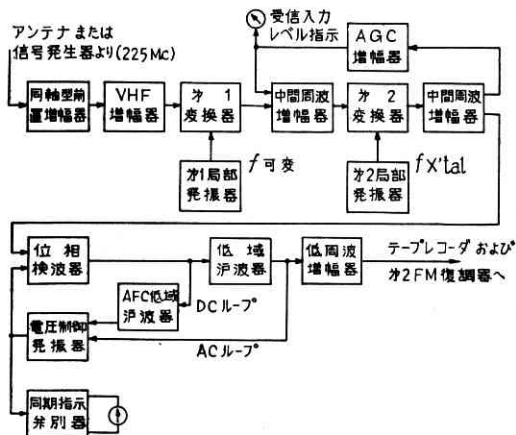


第 2 図 高感度受信機

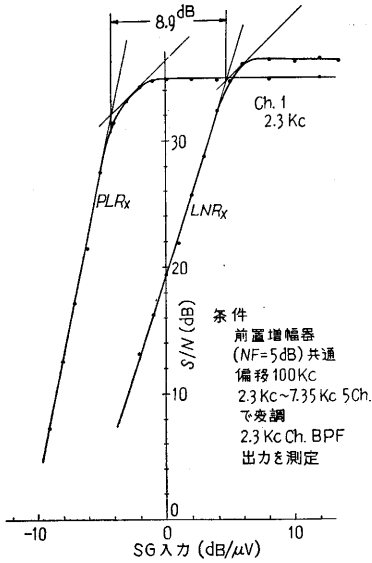
装置の回路系統図は第 3 図のとおりで, 225 Mc 入力をヘリカルアンテナからうけて, 副搬送波混合のビデオ出力を既設のテープレコーダおよび第 2 FM 検波器に送る. 従来の受信機との相異は, 入力段に同軸共振器による低雑音前置増幅器を有し, 第 1 FM 検波回路に位相同期検波回路を使って, 感度を約 10 dB 改善したことで, 新・旧受信機のレベルダイアグラムは第 4 図のようになる.

RF および IF の増幅回路は従来の受信機と大差はないが, とくに受信入力レベルの差が大きいので, 強力な AGC と十分な増幅利得をもって, レベル偏差の少ない IF 出力を位相検波ループ回路に送る.

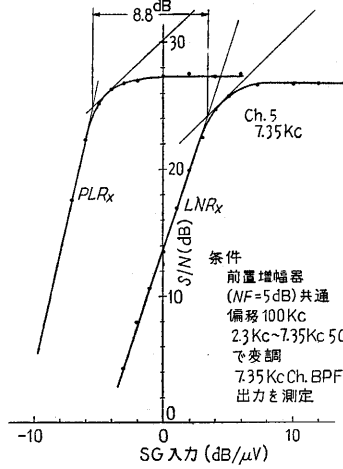
ビデオ増幅は, 従来の 5 Ch の副搬送波のときは, 各 Ch ともひとしい周波数偏移として合計 100 KC 偏移で



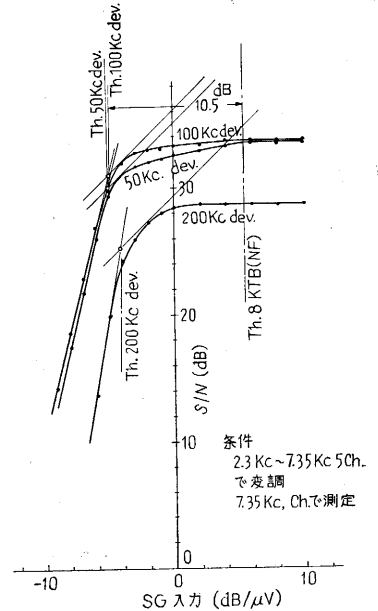
第 3 図 受信機回路系統図



第 6 図 真空管電圧計による S/N 特性



第 7 図 真空管電圧計による S/N 特性



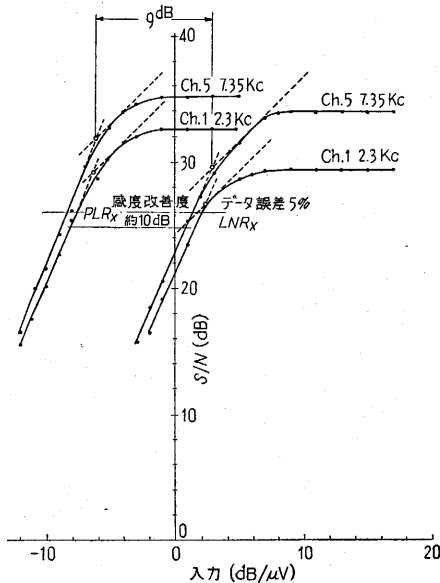
第 8 図 PLR_x の周波数偏移に対する S/N 特性

である。この特性を、同一条件の一般の FM 受信機によるスレシホールドの理論値と比較すると、偏移 100 KC として約 10 dB の改善がある。

(2) 第 2 FM 検波出力のペン書きオシロ記録による S/N 測定

FM-FM 受信機としての動作を知るため、副搬送波 (SC) を FM 検波し、そのペン書きオシロ記録から S/N 特性を検討した。

PLR_x では、同期はずれによりとくに大きい散発性の雑音があることを真空管電圧計による測定で知ったが、この性質はペン書きデータにうまく記録された。したが

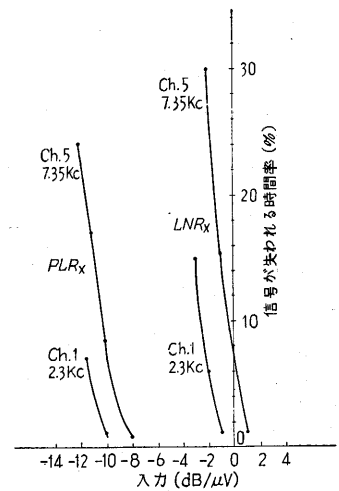


第 9 図 ペン書きオシロによる S/N 特性

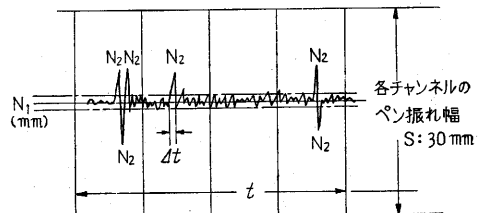
って、この散発性雑音によってデータの失われる時間率の入力レベルに対する特性も検討してみた。テレメータ受信装置では、直接テレメータデータを記録することと、ビデオをテープレコーダに録音してのち、再生してテレメータデータを記録する操作がある。

この二つの条件について、 PLR_x と LNR_x を比較して測定データをとった。

比較条件をほぼひとしくしてとったデータの一例を第 9 図および第 10 図に示す。この特性曲線における S/N および信号の失われる時間率



第 10 図 ペン書きオシロによる S/N 時間率の特性



第 11 図 ペン書き記録データ (雑音を含む)

をペン書き記録から求めるため、つぎのような定義を与えた。

第 11 図のペン書き記録データの例において、データの最大振幅 30 mm を S 、大部分の雑音の尖頭値を定常雑音として N_1 (mm)、および N_1 の 2 倍をこえる散発性雑音の t 秒間の回数を n_2 とし、次のように定義する。

$$\text{出力信号対雑音比} = S/N_1$$

$$\text{信号が失われる時間率} = \frac{n_2 \times \Delta t \times 100}{t}$$

ただし、 Δt は散発性雑音一個あたりの平均時間幅で、0.013 秒とした。

スレシホールドの決め方を前節同様にして、特性曲線から PLR_x の改善度、約 9.0 dB がえられた。これは、直接記録と再生記録とに大差がない。

また、データの誤差 5% ($S/N=26$ dB) の点の改善は約 10 dB である。第 10 図は、散発性雑音がデータ誤差に与える影響を調べるうえに重要である。また単位時間内に信号が失われる時間率であらわされた確率的な S/N ということができる。

定常的な雑音と散発性の雑音が、実際にテレメータデータにおよぼす影響は、そのデータのレスポンスがゆっくり変化するものか、またはパルス状に急に变化するものかなどの性質によってことになってくる。

5. K-9L ロケットの観測データについて

昭和 36 年 4 月 1 日に打ち上げられた K-9L ロケットのテレメータ観測において、位相同期検波方式による受信機の性能を実地に試験する機会がえられた。

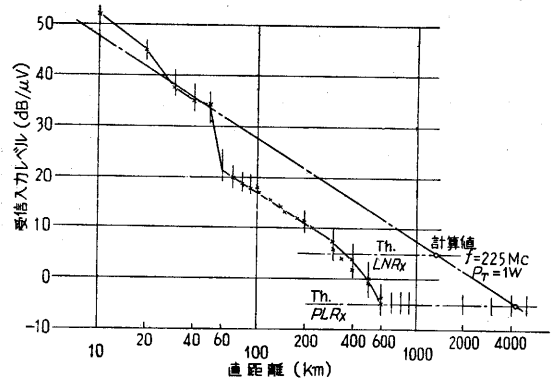
受信アンテナ、前置増幅器、および第二 FM 検波器などに関してほぼ同一条件のもとに、 PLR_x と LNR_x の両受信機を並列に使用し、比較する形式において受信データを記録した。

テレメータ観測における他のデータは第 2 表に示す。

第 2 表

送信機搬送周波数	226 Mc
“ 出力	0.52 W×2
“ 最大周波数偏移	約 100 KC
“ 変調信号	RDB 5 Ch
受信アンテナ	利得 約 8 dB 60° から予定角度にトラッキング
ロケット発射上下角	両受信系統にほぼ共通
“ 最高高度	80°
“ 最大水平距離	約 350 km 約 600 km

記録データには、テレメータデータのほかに受信入力レベルに対応する両受信機の AGC 電圧の変化も記録し、この AGC 電圧から SG で校正して受信機入力を求めた。第 12 図は、発射後の直距離の変化に対する両受信機の受信レベルの変化を示す。参照データは送信出力 1 W、および送受アンテナ利得 10 dB としたときの計



第 12 図 K-9L-1 受信入力カレレベル

算値である。実際の受信レベルが計算値より低いのは、送信条件によるためと思われる。

両受信機のテープ再生データのペン書き記録により、第 3 表のような結果がえられた。

第 3 表

ペン書きデータ	雑音混入の初め		データ解読不能	
	PLR_x	LNR_x	PLR_x	LNR_x
発射後の時間	480 s	220 s	506 s	230 s
直 距 離	580 km	390 km	600 km	400 km
受信レベル	-4.5 dB以下	+2.3 dB以下	-5 dB以下	+2 dB以下

第 3 表の結果にあるように、 PLR_x では飛しよう中の必要な観測データを雑音の混入もなく全部とることができ、位相同期検波方式の優位性を実証することができた。

6. あとがき

高感受受信機としての位相同期検波方式、および試作装置の実験結果について説明したが、そのおもな目的である感度の改善は、8~10 dB であった。

しかし、予定される Ch 増加に対して、装置はまだ最適の調整にはなっていない。この点について今後改良を加えることにしたい。なお、装置各部の回路動作および特性については、紙面の都合で割愛したが、別の機会にあらためて説明したい。

終わりに、装置の試作ならびに実験に関して、種々ご指導、ご協力をいただいた、東大生研の斎藤教授・野村助教授・所員の方々、また、日本電気通信機事業部の森田技術部長・伊東主任・および日本電気通技研の原島所長・山下主任に感謝する。(1961年8月17日受理)

文 献

- 1) 大井・高橋 1957-4, -11 生産研究
- 2) 仲丸・高橋 1960-3 生産研究
- 3) 森田・伊東 1959, 60 信学専門委
- 4) R. Jaffe 1955 IRE-Tr. I. T.
- 5) C. E. Gilchrist 1957 N. T. C. R.
- 6) D. D. McRae 1958 N. T. C. R.
- 7) M. H. Nichols 1954 Radio Telemetry.
- 8) 津村・小林・太田 1960 信学専門委