

# 高感度受信機 (その2)

高橋 健一

## 1. 緒言

ロケットと地上局間の距離の増加に伴い、テレメータ信号受信の感度増大のために本装置を設計、試作して、すでに昭和36年3月の飛しょう実験から使用して効果をあげている。本装置の回路構成は、(1) 225 Mc/s 同軸型前置増幅器、(2) 周波数変換部、(3) 中間周波増幅および FM 負帰還位相検波部、(4) ビデオ増幅部、(5) 指示部、(6) 定電圧電源部の6部分からなっている。

この装置の主要部については、概要を前に本誌(13巻10号)で述べてあるので、ここでは本装置の主要な特性、すなわち雑音指数および改善限界に関する事項について簡単に説明する。

## 2. 同軸型前置増幅器

真空管増幅器により低い雑音指数をうるため、入出力共振回路を同軸で構成し、この中に低雑音セラミック真空管 GL-6299 を結合した構造を有している。

まず、設計の基準をつぎのようにした。

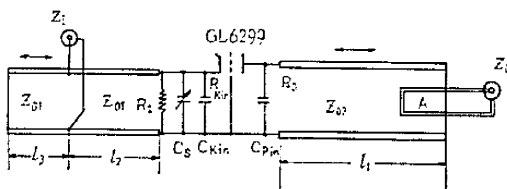
同調周波数範囲	220~230 Mc/s
帯域幅	2 Mc/s 以上
利得	14 dB 以上
雑音指数	5 dB (目標値)
入力インピーダンス ( $Z_i$ )	50 $\Omega$
出力インピーダンス ( $Z_o$ )	50 $\Omega$
使用真空管	GL-6299

$$\left\{ \begin{array}{l} g_m = 12 \text{ m}\bar{\Omega} \\ r_p = 9.6 \text{ k}\bar{\Omega} \\ \mu = 115 \\ C_p \text{ in} = 1.7 \text{ PF} \\ C_k \text{ in} = 4 \text{ PF} \end{array} \right.$$

第1図は増幅器の等価回路であるが、これに対して設計基準から求めた設計データは、つぎようになる。

ただし、データは 225 Mc/s を基準とする。

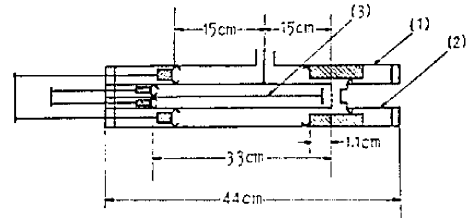
$Z_{o1}$	50 $\Omega$
$Z_{o2}$	75 $\Omega$



第1図

陽極負荷抵抗 ( $R_o$ )	9.5 k $\Omega$
陽極同軸長さ ( $l_1$ )	30 cm
出力ループ面積 (A)	2.6 cm <sup>2</sup>
(ループ中心の電気角 10°)	
陰極入力抵抗 ( $R_k \text{ in}$ )	152 $\Omega$
陰極入力アドミタンス ( $Y_k \text{ in}$ )	$1/152 + j 1/202 \times S'$
( $S' = 1.5$ ; $C_k$ による補償率)	
陰極同軸長さ ( $l_2$ )	14.9 cm
整合用同軸長さ ( $l_3$ )	13.7 cm
補償容量 ( $C_k$ )	0~4 pF
増幅利得 (整合状態)	約 16 dB
雑音指数 (整合状態)	約 3.4 dB

以上のデータからまとめた増幅器の、構造、寸法を第2図に示す。



(1) 60.5φ/57.5φ (2) 25φ/21φ (3) 6φ/4φ  
第2図

試作した増幅器について測定した結果、つぎのような特性がえられた。

共振周波数	225 Mc/s
調整範囲	220~230 Mc/s (後段増幅を含む)
出力ループ	0.8 cm × 2.5 cm
利得	約 18 dB (電力比)
帯域幅	約 2 Mc/s
雑音指数	4.8 dB ~ 5.0 dB

同軸増幅器の後段には、225 Mc/s 増幅器1段をもつ周波数変換部、30 Mc 中間周波増幅部と連続しているが、この後段増幅器の総合雑音指数は、約 8 dB である。

## 3. FM 負帰還位相検波部の改善限界

FM 波に対する高感度受信機の試作に関連して、その概要をすでに説明したが、この方式の出力 SN 比、および改善限界について若干検討を加えたので以下に述べる。

複合波による周波数変調波の側波帯の拡がりについて

は種々の考え方があがるが、ここでは最大周波数偏移の外の第 1 番目までの側波までをとることにする。この場合、受信帯域幅  $B_i$  は、

$$B_i = 2(\Delta F + f_h) = 2(m_f + 1)f_h \dots\dots\dots (1)$$

$m_f$  = 変調指数 =  $\Delta F/f_h$

$\Delta F$  = 最大周波数偏移

$f_h$  = 最大変調周波数

改善限界における位相検波部入力 SN 電力比は、

$$\left[ \frac{S_i}{N_i} \right]_r = 0.86 \frac{\sqrt{m_f}}{m_f + 1} |\eta(t)|^2 \dots\dots\dots (2)$$

$\eta(t)$  は、実効値で基準化した雑音の瞬時振幅を表わす。

通常の FM 復調方式に対する、改善限界の低下の割合  $A_r$  は、

$$A_r = 9.3 \frac{m_f + 1}{\sqrt{m_f}} \cdot |\eta(t)|^2 \dots\dots\dots (3)$$

入力 SN 比が、改善限界レベル以上にあるとき、出力の SN 比は、

$$\left[ \frac{S_o}{N_o} \right] = 3 m_f^2 (m_f + 1) \left[ \frac{S_i}{N_i} \right] \dots\dots\dots (4)$$

(4)式において、入力の SN 比が次第に劣化して、雑音の突頭値によって同期はずれがおこるとき、雑音の振幅が同期限界以下に存在する確率を  $(1-r)$  とすれば、

$$(1-r) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\eta(t)\sqrt{2}} e^{-x^2} dx \dots\dots\dots (5)$$

いかえれば、雑音の実効値の  $|\eta(t)|$  倍以上の振幅で同期はずれをおこすとき、同期はずれの確率は  $r$  となる。

いま、出力波形の一部に同期はずれがおこったとき、この部分には信号出力の  $S_o$  成分も、通常の雑音出力の  $N_o$  成分もなくなり、別の性質の雑音  $N_x$  になると考え、出力 SN 比を書きかえると、

$$\begin{aligned} \left[ \frac{S_o}{N_o} \right]_r &= \frac{S_o(1-r)^2}{N_o(1-r)^2 + N_x r^2} \\ &= \frac{S_o}{N_o + N_x r^2 / (1-r)^2} \dots\dots\dots (6) \end{aligned}$$

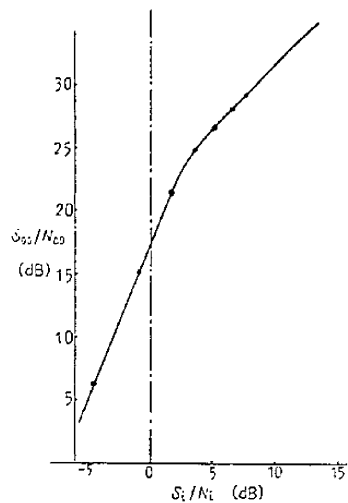
ここで、 $N_x$  の電力値をつぎのようにとる、

$$N_x = \frac{S_o}{8 \sin^2\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{D_s}{D_M}\right)} \dots\dots\dots (7)$$

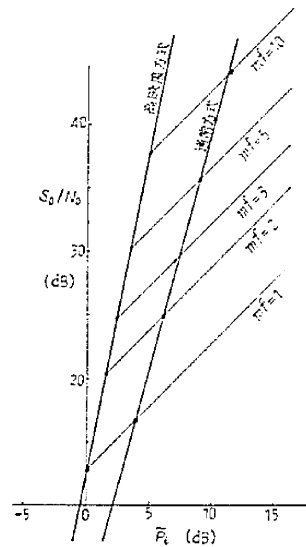
$D_s$  は通常の信号出力  $S_o$  に対する周波数偏移、 $D_M$  は雑音が存在しないときの信号による同期限界における周波数偏移である。

具体的に、(4)、(5)、(7) 式の結果を (6) 式に代入して、出力の SN 比を計算することができる。

1例として、 $D_m = 400$  kc、 $D_s = 100$  kc、 $m_f = 3.3$  であるとき、任意の  $|\eta(t)|$  の値に対して、(2)式から入力の SN 比、(6)式から出力の SN 比をそれぞれ計算すれば、入力 SN 比対出力 SN 比の一つの関係が求められる。これを図に示すと第 3 図のようになり、この曲



第 3 図



第 4 図

線から改善限界を与える  $\eta(t)$  の値を決めることができる。

つぎに、 $m_f$  をパラメータとして、本方式の通常方式に対する改善限界低下の効果を求めてみる。

(4)式から入力と出力の SN 比の関係、(2)式から改善限界における入力 SN 比、(3)式から改善限界低下の割合をそれぞれ計算して、両方式の改善限界点の軌跡を作れば、第 4 図のようになる。図において  $\bar{P}_i$  は、 $m_f$  が 1 のときの改善限界入力力で基準化した入力の相対値である。この図から  $m_f$  の変化に対する改善限界、およびその低下の程度がわかる。

終わりに、これら受信機の開発に際し、ご指導いただいた高木・斎藤・野村各教授に厚く感謝する次第である。

(1963 年 4 月 11 日受理)