

# カ ヱ パ ・ ロ ケ ヱ ヱ の テ レ メ ー タ 装 置

野 村 民 也

## 1. 緒 言

カ ヱ パ ・ ロ ケ ヱ ヱ の テ レ メ ー タ 実 験 の 目 的 は、 次 の 2 点 に 要 約 す る こ と が で き る。 そ の 第 1 は、 カ ヱ パ 型 ロ ケ ヱ ヱ 自 体 の 開 発、 設 計 の 基 礎 と な る 諸 デ ー タ を、 実 際 の 飛 っ しょう 中 に お い て 測 定 す る こ と で あ り、 第 2 は、 観 測 年 に お け る 本 観 測 に 使 用 す る 目 的 で 設 計、 製 作 を 進 め つ つ あ る テ レ メ ー タ 装 置 を 試 用 し、 そ の 性 能 を 確 め る と と も に、 さ ら に 改 良 を 要 す べ き 点 の 有 無 を 調 べ る こ と で あ る。 こ れ ら の 成 果 に つ い て は、 別 稿 に 詳 細 に 考 察 さ れ て い る と お り で あ る が、 こ こ で は、 主 と し て、 テ レ メ ー タ 装 置 の 設 計 の 基 準 に な っ た 事 項 を 明 ら か に し て お き た い と 考 へ る。

## 2. FM-FM 方式の出力信号対雑音比

FM-FM 方式で、  $i$  番目のチャンネルの復調出力における信号対雑音比 (最大変調時)  $S_i/N_i$  は、 電圧比として次式で与えられる。

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{S_c}{N_c} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \left( \frac{B}{2f_{mi}} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{a_{oi}}{A} \cdot \frac{f_{di}}{f_{mi}} \cdot \frac{f_D}{f_i} \dots\dots\dots (1)$$

$S_c/N_c$ : 受信機中間周波段における無変調搬送波信号対雑音比 (電圧比)

$B$ : 中間周波等価雑音帯域幅

$f_{mi}$ :  $i$  番目のチャンネル復調出力回路の低域濾波器遮断周波数

$a_{oi}$ : ビデオ信号中の  $i$  番目の副搬送波 (無変調時) 成分振幅

$A$ : 単一正弦波で搬送波を最大変調した時のビデオ信号振幅

$f_{di}$ :  $i$  番目副搬送波の最大周波数偏移

$f_D$ : 搬送波の最大周波数偏移

$f_i$ :  $i$  番目の副搬送波中心周波数

(1) 式の信号対雑音比が実現できるためには、  $S_c/N_c$  がある限界値 (threshold) 以上でなければならない。 すなわち、 雑音が白色雑音のみであるとすれば、  $S_c/N_c$  は

$$\frac{S_i}{N_i} = 2\sqrt{2} \dots\dots\dots (2)$$

を超え、 かつ

$$\frac{S_{ii}}{N_{ii}} = 4 \frac{A}{a_{oi}} \frac{f_i}{f_D} \left( \frac{B_i}{B} \right)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (3)$$

を超えていなければならない。 ここに  $B_i$  は  $i$  番目の副搬送波分離のための帯域濾波器の通過帯域幅である。

$S_{ii}/N_{ii}$  は、 (3) より分るように、  $f_D$  を大にすることによって小さくできる。  $B$  は少なくとも  $f_D$  に比例す

るから、  $S_{ii}/N_{ii}$  は、  $(f_D)^{\frac{1}{2}}$  に逆比例して小さくなる。 しかし、  $S_{ii}/N_{ii}$  が  $S_i/N_i$  以下になっても無意味であり、 むしろ、  $B$  の増大が (2) 式の要求する  $S_i$  の値を大きくするので、 送信出力の増大を招来する点で、 かえって不利となる。 したがって、 設計の基準としては、  $S_{ii}/N_{ii}$  と  $S_i/N_i$  がひとしくして、 しかもこの限界値における  $S_i/N_i$  が、 要求する精度を実現しうるに足る最小必要限度の値となることを目標とすべきである。

$S_c/N_c$  が  $S_i/N_i$  ( $= 2\sqrt{2}$ ) に等しい時の出力における信号対雑音比を  $S_i/N_i$  とすれば、 (1)、 (2) より

$$\frac{S_i}{N_i} \Big|_t = \sqrt{6} \left( \frac{B}{f_{mi}} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{a_{oi}}{A} \cdot \frac{f_{di}}{f_{mi}} \cdot \frac{f_D}{f_i} \dots (4)$$

FM-FM 方式では、  $f_{di}$  は  $f_i$  に比例させて、 各チャンネルとも、  $f_{di}/f_i (= d)$  を一定にする。 これは、 副搬送波発振器の周波数安定度が、 ほぼ各チャンネルとも同一であるとした場合には、 妥当な方式である。

前述のように、  $B$  は  $f_D$  に比例し、 同様に  $B_i$  は  $f_{di}$  に比例する。 そこで、  $B/f_D$  を  $\beta$ 、  $B_i/f_{di}$  を  $\beta_i$  とし、 (4)、 (3) 式を書き改めれば、

$$\frac{S_i}{N_i} \Big|_t = \sqrt{6} \beta^{\frac{1}{2}} \frac{a_{oi}}{A} d \left( \frac{f_D}{f_{mi}} \right)^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (5)$$

$$\frac{S_{ii}}{N_{ii}} = 4 \frac{A}{a_{oi}} d^{\frac{1}{2}} \left( \frac{B_i}{\beta} \right)^{\frac{1}{2}} \left( \frac{f_i}{f_D} \right)^{\frac{1}{2}} \leq 2\sqrt{2} \dots\dots\dots (6)$$

という関係になる。

## 3. 設計例

われわれの目標は、 一応 5 チャンネルのテレメータにあり、  $S_i/N_i$ 、 すなわち、 最低の出力信号対雑音比として 100 ( $= 40$  db) 以上の値を確保することを条件としている。 設計基準としては、  $S_{ii}/N_{ii}$  が少なくとも  $2\sqrt{2}$  以下とならなければならない。 なお、  $f_i$  としては、 RDB 標準<sup>(1)</sup>に準拠して、 次の 5 周波数を採用する。

- ch. 1 2.3 kc/s, ch. 2 3.0 kc/s, ch. 3 3.9 kc/s
- ch. 4 5.4 kc/s, ch. 5 7.35 kc/s

**3.1  $S_{ii}/N_{ii}$  を各チャンネルとも同一値とする場合**  
 $S_{ii}/N_{ii}$  が各チャンネルとも同一値となるためには、 (6) 式より明らかなように、  $a_{oi}/A$  を  $(f_i)^{\frac{1}{2}}$  に比例させればよい。 すなわち、 搬送波の変調に当って、 各副搬送波出力を  $f_i^{\frac{1}{2}}$  に比例させて混合すればよい。

最大周波数偏移を絶対に超えることのない変調をするためには、  $\sqrt{2} a_{oi}$  の合計が  $\sqrt{2} A$  に等しくなければならないが、 チャンネルの数が増すにつれて、 尖頭値の位相が揃う確率が減ってくるので、 ある程度の過変調を許容すれば、  $a_{oi}$  の割合を若干増してもよいことが知られている。 Nichols および Rauch の計算によると、 過変調の生起する時間を全時間の  $10^{-3}$  まで許すとすれば、 チャンネル数  $n$  が十分多い場合には、  $a_{oi}/A$  を絶対

に過変調を許さない場合の  $0.43\sqrt{n}$  倍にしてよい<sup>(2)</sup>。  
すなわち、それだけ  $S_i/N_i$  の改善が許され、 $S_{ii}/N_{ii}$  の

第1表  $a_{oi}$  のテーパー

	$a_{oi}/A$
ch. 1	0.07
ch. 2	0.10
ch. 3	0.18
ch. 4	0.25
ch. 5	0.39

低下が期待できることになるが、5チャンネル程度では、この効果は1.6 db程度にすぎないので、ここではこれを省略することとする。したがって  $\sum a_{oi} = A$  となり、前述の条件から、 $a_{oi}/A = f_i^{3/2} / \sum f_i^{3/2}$

ととることになる。第1表は、前記5チャンネルについて、 $a_{oi}/A$  をこの方式で計算したものを示す。

(6)式から、 $S_{ii}/N_{ii} = S_i/N_i (=2\sqrt{2})$  なるためには、

$$f_D^{3/2} = \sqrt{2} \frac{A}{a_{oi}} \cdot d^{1/2} \cdot \left(\frac{\beta_i}{\beta}\right)^{3/2} \cdot f_i^{3/2} \dots\dots(7)$$

したがって、(5)、(7)より、

$$\left[\frac{S_i}{N_i}\right]_i = \sqrt{12} \beta_i^{3/2} \cdot d^{3/2} \left(\frac{f_i}{f_{mi}}\right)^{3/2} = \sqrt{12} \beta_i^{3/2} \left(\frac{f_{di}}{f_{mi}}\right)^{3/2} \dots\dots(8)$$

いま、 $i$ 番目のチャンネルの変調指数を  $D_i$  とすれば、 $S_i/N_i$  をもっともよくするためには、 $f_{di}/f_{mi} = D_i$  ととる必要がある。変調指数を与えた場合、どれだけの帯域幅、すなわち  $\beta_i$  が必要であるかは、無限に広がるFMの側波帯成分を、どこまで通すようにするかで定まる。Corrington<sup>(3)</sup>によって、無変調時の中心周波数振幅の1%の振幅をもつ側波帯成分まで通過させるに必要な帯域幅が求められているが、これによって(8)式より、 $S_i/N_i \geq 100$  になるための条件を求めると、

$$\frac{f_{di}}{f_{mi}} = 6.5, \beta_i = 3 \dots\dots(9)$$

となる。

(9)の数値を用い、かつ、 $d=0.075$  とすれば、(7)式より、必要な  $f_D$  の値として

$$f_D^{3/2} = \sqrt{0.45} \times \sum f_i^{3/2} / \beta^{3/2} = \sqrt{0.45} \times 1.6 \times 10^6 / \beta^{3/2} = 1.1 \times 10^6 / \beta^{3/2} \dots\dots(10)$$

ふたたび Corrington の結果を利用して、 $f_D$  および  $\beta$  を求めると、

$$f_D/f_{imax} = 0.63, \beta = 8.5 \dots\dots(11)$$

したがって、 $f_{imax} = 7.35$  kc/s であるから、

$$f_D = 4.6$$
 kc/s,  $B = \beta f_D = 39$  kc/s  $\dots\dots(12)$

となる。

以上の結果は、もっとも理想的な場合を求めたもので、実際には、たとえばマイクロフオニック雑音や、電源変動などにもとづく搬送波中心周波数の動揺などの影響をも考慮せねばならない。しかし、適当な考慮を払うことにより、伝送帯域は非常に圧縮され、したがって、送信電力もそれに伴って小さくできる可能性をしめしており、参考として一応検討しておくべき数値であろう。

RDB 標準によると、 $D_i (=f_{di}/f_{mi})$  として5を推奨している。Corrington によると、 $D_i=5$  に対応する  $\beta_i$  は、約3.3である。しかし、RDB標準の  $f_i$  の値は、ほぼ、 $f_{i+1}/f_i = 1.3$  にえらばれており、上記の  $\beta_i$  に対応する通過帯域を各チャンネルに要求することは、帯域

濾波器として、相当高級なものが必要となる。Keallは、変調指数が5程度の場合には、 $\beta_i$  として2.6を与えれば十分であるといっており<sup>(4)</sup>、この程度ならば比較的簡単な濾波器で間に合う可能性がある。

$D_i=5, \beta_i=2.6$  とすれば、(8)式の値は約62となつて、予定の100に達しない。したがって、この場合には、 $S_{ii}/N_{ii} = S_i/N_i$  の条件を放棄して、(7)の条件より大きく  $f_D$  をとる必要がある。(5)式に  $a_{oi}/A = f_i^{3/2} / \sum f_i^{3/2}$  の条件を入れて変形すれば、

$$\left[\frac{S_i}{N_i}\right]_i = \sqrt{6} \beta^{3/2} \frac{f_D^{3/2}}{\sum f_i^{3/2}} \cdot \frac{D_i^{3/2}}{d^{3/2}} \dots\dots(13)$$

前記の諸数値に対して、 $S_i/N_i \geq 100$  となるためには、

$$f_D^{3/2} \times \beta^{3/2} = 1.6 \times 10^6 \dots\dots(14)$$

$$\therefore D^{3/2} \times \beta^{3/2} = 2.5$$

したがって、 $\beta$  は多重変調として漏話などの点から条件が厳格なることを考慮して、Corringtonの結果を用いれば、

$$D = 1, \beta = 6.7, \therefore f_D = 7.4$$
 kc/s,  $B = 50$  kc/s  $\dots\dots(15)$

という結果をうる。この場合、 $S_{ii}/N_{ii}$  は  $S_i/N_i$  より約4 db 小さくなる。

いま、伝送系と諸元として次の数値を例とする。

搬送周波数	225 Mc/s	
受信空中線利得	10 db	
受信機雑音指数	8 db	$\dots\dots(16)$
送信空中線利得	0 db	
伝播損失 (150 km)	118 db	
伝送線路損失	3 db	
利得余裕	20 db	

$$\text{送信電力} = (148 \text{ dbm}) + (KTB)$$

(15)の結果から、 $S_i/N_i = 2\sqrt{2}$  を与えるための送信空中線電力は21 dbm (=130 mW) となる。

### 3・2 $a_{oi}/A$ を各チャンネルとも一定とした場合

$a_{oi}/A$  を一定とすれば、過変調を許さない場合、 $a_{oi}/A$  は  $1/n$  ( $n$  は全チャンネル数) となる。われわれの場合、

(5)式より、 $S_i/N_i \geq 100$  となるためには、

$$\left[\frac{S_i}{N_i}\right]_i = \sqrt{6} \beta^{3/2} \frac{f_D^{3/2}}{5} \cdot \frac{D_i^{3/2}}{d^{3/2}} \cdot \frac{1}{f_i^{3/2}} \geq 100$$

$$\therefore \beta^{3/2} \left(\frac{f_D}{f_i}\right)^{3/2} \geq 5 \dots\dots(17)$$

したがって、最高の副搬送周波数に対し、

$$D = 1.7, \beta = 5.2, \therefore f_D = 12.5$$
 kc/s  $B = 65$  kc  $\dots\dots(18)$

という結果となる。この場合も、最高副搬送周波数に対する  $S_{ii}/N_{ii}$  は  $S_i/N_i$  より小さくなり、約4 db 低い。

$a_{oi}/A$  が一定で  $f_{di}/f_{mi}$  が一定ならば、 $S_i/N_i$  は  $f_i^{3/2}$  に逆比例してよくなる。上記の条件は、一番  $S_i/N_i$  の悪くなる最高周波数のチャンネルに対して成立つもので、他のチャンネルでは当然それより  $S_i/N_i$  は良くなり、また  $S_{ii}/N_{ii}$  もさらに小さくなる。すなわち、 $a_{oi}/A$  を一定としたため、最高周波数のチャンネル以外では、

要求の最低信号対雑音比を上回る結果となり、3・1の結果より受信帯域幅が広がるのは、そうした冗長度に対応するものである。

$D_i$  を一定にすれば、上述のように最高周波数のチャンネル以外では、要求の信号対雑音比を上回る結果となる。復調回路の設計としては  $D_i$  を一定とするよりも、 $f_{mi}$  を一定とする方が、共通の素子を利用できる点で都合がよいともいえる。 $f_{mi}$  を一定にした場合には、

$$\frac{S_i}{N_i} \Big|_f = \frac{\sqrt{6} \beta^{3/2} f_D^{3/2} \cdot d \cdot 1}{f_{mi}^{3/2}} \dots\dots\dots (19)$$

となり、各チャンネルとも  $S_i/N_i$  は同一になる。 $S_i/N_i \Big|_f = 100$  になるためには、最高の副搬送波周数に対し、

$$\beta^{3/2} D^{3/2} = \frac{500}{\sqrt{6} d} \left( \frac{f_{mi}}{f_i} \right)^{3/2} \dots\dots\dots (20)$$

でなければならない。いま、 $f_{mi} = 150$  c/s とすれば (20) の条件は、

$$\beta^{3/2} D^{3/2} = 7.7 \dots\dots\dots (21)$$

これから

$$D = 2.4 \quad \beta = 4.5 \quad \therefore f_D = 17.6 \text{ kc/s} \quad B = 79 \text{ kc/s} \dots\dots\dots (22)$$

という結果になる。この場合、最高周波数のチャンネルに対する  $S_{ii}/N_{ii}$  は、 $S_i/N_i$  より約 8 db 低く、他のチャンネルでは、さらに下回ることになる。

もし、 $f_{mi}$  として 3・1 で採用した  $D_i = 5$  に対応する 110 c/s (最高周波数のチャンネル中心周波数の 1.5% に対応) をとれば、結果は当然 (18) と一致する。

(22) で与えられた数値にしたがえば、(16) でしめた条件の搬送波伝送系に対しては、送信空中線出力は 23 dbm ( $\approx 0.2$  W) あればよいことになる。

以上の結果は理想的条件の下における理論値で、実際には、種々の原因で若干の修正をせねばならない。たとえば、震雑音の影響を考えれば、あまりに小さい  $f_D$  をとることは危険である。また、搬送周波数の動揺を考えると、中間周波帯域もそれだけ余裕をとらねばならない。現段階では、後者の点は少なくとも受信機の局発周波数を、ロケットがランチャー上にある状態で調整できれば、ほとんど問題のないことがこれまでの経験で分っているが、前者についてはなお今後の資料の拡充にまたねばならない。

第 2 表

	2 型	3 型
搬送周波数	225 Mc/s	225 Mc/s
最大周波数偏移	$\pm 120$ kc/s	$\pm 120$ kc/s
空中線出力	0.3W	2.5W
受信帯域幅	2.2 Mc/s	1.2 Mc/s
副搬送周波数	2.5, 3.3, 4.5, 6.2 kc/s	2.3, 3.0, 3.9, 5.4, 7.35 kc/s
最大周波数偏移	中心周波数の $\pm 7.5\%$ max	中心周波数の $\pm 7.5\%$ max
混合方式	均等	均等
チャンネル遮断周波数	200 c/s	150 c/s

4. カップ用テレメータ装置

カップ用に使用したテレメータ装置は 2 種ある。その

一つは IIS-2 型テレメータ装置で、30 km 前後の到達距離を目標としたものであり、もう一方の IIS-3 型テレメータ装置は、本観測用として、到達距離 150 km を目標としている。3 型を今回に用いたのは、本観測用として仕上げのための、第 1 回実用試験の意味である。それぞれの電気的性能は第 2 表の通りである。

伝送系の条件が (16) に与えられているものと同じであれば、2 型は約 40 km で、また、3 型は 150 km で限界値になる。

前節で与えた諸数値にくらべて、搬送波の最大周波数偏移も受信帯域幅も非常に大きくとってある。これは、前節の終りで考察した諸点に対し、十分の余裕を見ながらにはかからない。この結果、出力の信号対雑音比は、限界値においてさえも非常によく、2 型では 70 db、3 型でも 68 db に達している。

なおベビーの場合、すなわち 1 型と異なる主な点は、搬送波が 225 Mc/s になったこと、送信機が主発振一電力増幅の形式となったこと、3 型では RDB 標準に準拠した副搬送波を採用したことである。

5. 次期計画

本年 4 月に予定される 2 段式の第 1 次試しょう実験では、今回の実験の結果にもとづいて 3 型に若干の改良を施した 4 型テレメータ装置を使用する予定である。3、4 型テレメータ装置は、受信帯域幅が広いことにより、送信電力が大きく必要となり、そのため重量、容積の嵩む欠点をもっている。すでに従来の経験で、帯域幅も切りつめることが可能である見通しとなっているので、この線に沿った方式をその次の段階では用いたいと考えている。この 5 型の方式の一案は、次のようなものと考えているが、決定までには、なお、若干の検討が必要である。

5 型テレメータ方式

方式: FM-FM 5 チャンネル (内 1 $\frac{1}{2}$ ch. は機械式切替により、さらに多重化する。)

- 搬送波中心周波数: 225 Mc/s
- 最大周波数偏移:  $\pm 30$  kc/s
- 受信帯域幅: 250 kc/s
- 副搬送中心周波数: 3 型と同じ
- 同最大周波数偏移: 3 型と同じ
- チャンネル遮断周波数: 150 c/s
- 副搬送波混合方式: 各 ch. 共均等
- 送信空中線利得: 0 db
- 受信空中線利得: 10 db
- 伝送線路損失(送受): 3 db
- 受信機雑音指数: 8 db
- 利得余裕: 20 db

以上の諸元により、送信電力は 0.5 W (到達距離 150 km)、限界値における出力信号対雑音比は、約 50 db がえられる。なお、限界値における受信機入力信号レベルは約 -104 dbm である。送信電力の低下にもなつて、送信機の重量は現状に対して、数割軽減することができるものと期待している。(1957. 3. 14)

文 献

- (1) Nichols & Rauch: "Radio Telemetry" 2nd Ed. App. 12 $\frac{1}{2}$  & 14; Wiley, 1956.
- (2) ibid: p. 85.
- (3) Corrington: Proc. IRE, 35, 10, p.1013, Oct. 1947.
- (4) Keall: W.E., 18, 1, 2, p.6, 56; Jan & Feb. 1941.