

SS-PM 多重無線送受信装置の一考察

Design Consideration of SS-PM Multi-Channel Radio System

増村 逸夫*

Itsuo Masumura

鈴木 虎雄*

Torao Suzuki

菅 公二*

Kôji Kan

岸田 安穂*

Yasuo Kishida

内 容 梗 概

日立製作所では各種多重通信用無線送受信装置の開発を行なってきたが、ここでは SS-PM 方式多重送受信装置に関する回路設計の理論的考察を行ない、このほど試作した 400 Mc, 24 通話路の SS-PM 多重送受信装置の検討結果の一例を示し、きわめて良質な通信回線が構成できることを述べている。

1. 緒 言

最近の無線多重回線はマイクロ波通信に見られるごとく、次第に使用周波数が高くなるとともに超多重化の傾向が見られるが、一方専用回線や主回線からの分岐回線として中継数の少ない小容量のものに適した 400 Mc 帯が昭和 34 年に開放されるとともに注目されるようになった。この帯域では普通 SS-PM 方式がとられ、多重回線数としては 24 通話路程度の小容量のものが普通である。

日立製作所ではすでに SEF-201 M 形 400 Mc 多重無線電話装置を製作し実用化した⁽¹⁾、このほど、さらに下記方針のもとに設計した装置を開発し、ほぼ所期の結果を得ることができた。

- (1) 400 Mc 帯における標準擬似回線を決めこれに基づいて、熱雑音、準漏話雑音、干渉雑音などの雑音配分を行なった。
- (2) これらの雑音配分に基づき、変調器、復調器、PM 伝送回路などにより発生するひずみによる準漏話雑音および高調波ひずみ率を求め、これらと各回路の微分特性および遅延特性との関係を明らかにした。
- (3) 干渉雑音の発生原因を明らかにするとともに、これらの原因のうち二、三について理論的解析を行なった。

さらに、これらの設計値と試作結果について比較検討し、若干問題になる点について考察を試みた。従来周波数変調方式については、その設計法および試作結果につき数多くの文献が見られるが、位相変調方式については、あまり例が多くないと思われるので、設計法およびその試作結果について、あえて報告することとし、大方のご叱正をお願いする次第である。

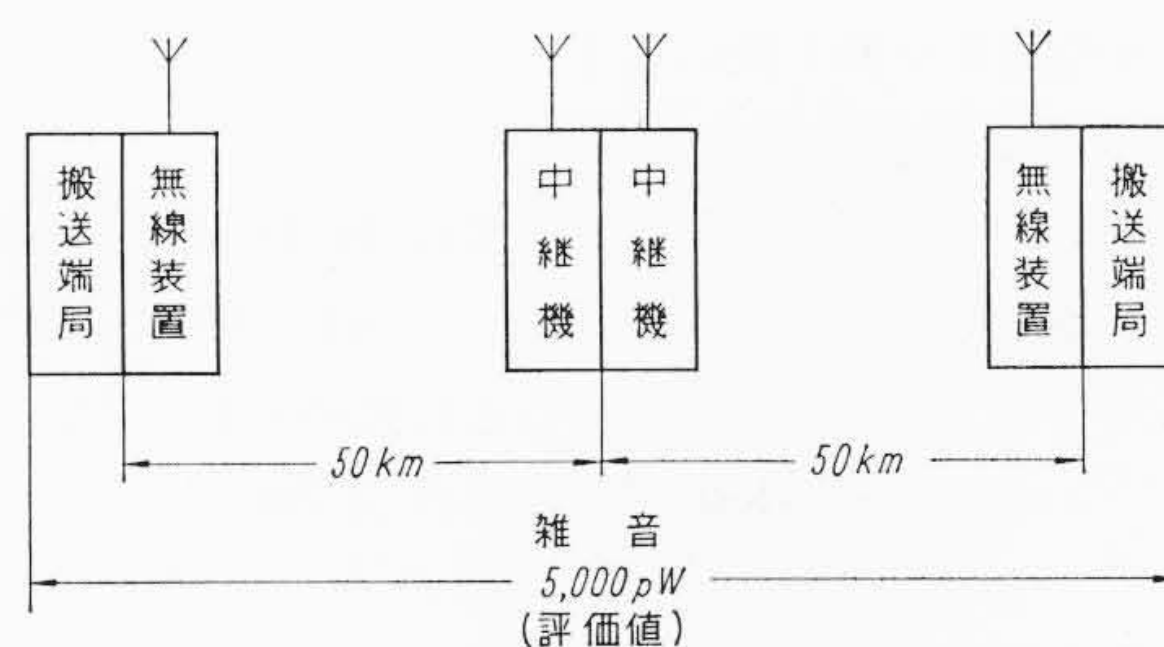
2. 回 線 設 計

2.1 回 線 規 格

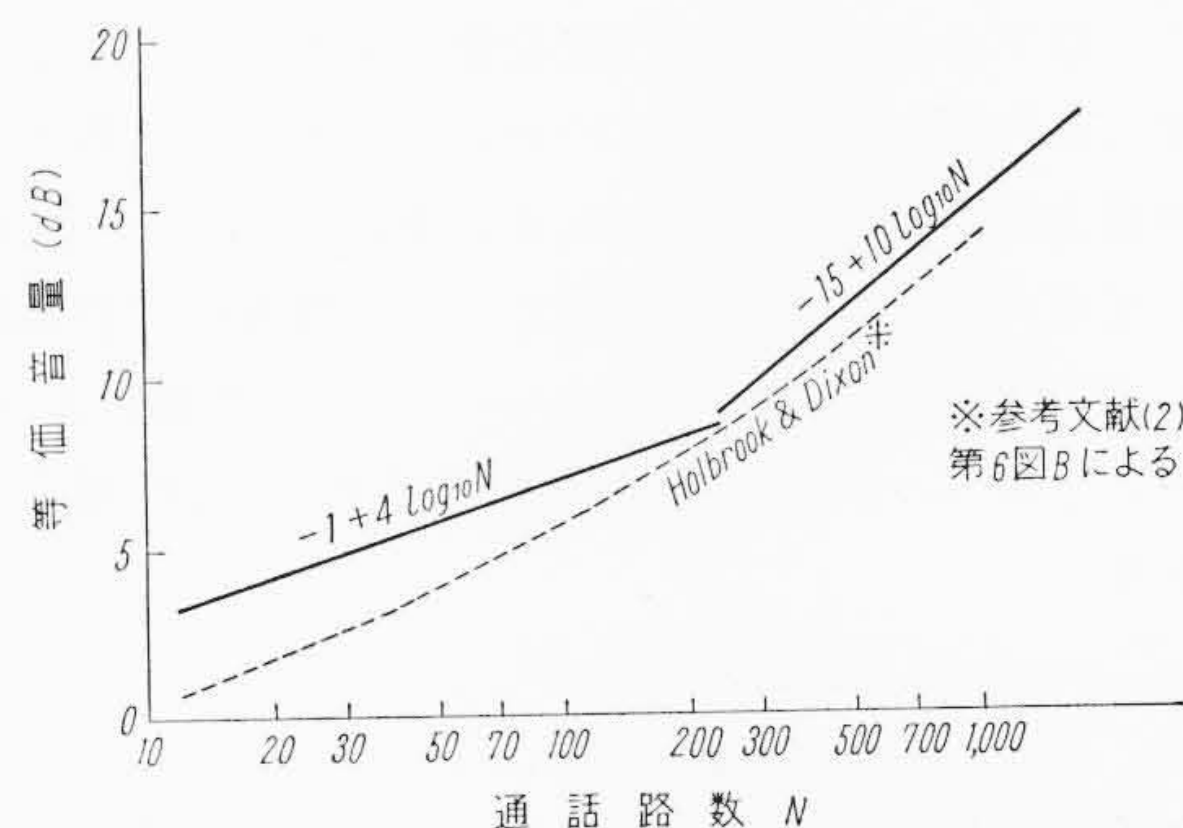
ここでは、すでに述べたように主として中継数の少ない地方回線や私設専用回線あるいは主回線よりの分岐回線を対象して考え、次の条件をもとに回線設計を行なう。

- (1) 検波中継方式
- (2) SS-PM 方式 (24 通話路)
- (3) 400 Mc 帯

回線規格を決めるにあたって標準擬似回線を考える。マイクロ波帯の多重無線回線では、60 通話路以上の SS-FM 方式の超多重電話回線に対しては、CC 1R によって標準擬似回線が決められているが、ここで考える回線はこれに該当せず、第 1 図に示すような標準擬似回線を想定した。すなわち、1 中継で 1 区間 50km 全区間 100km の回線とし、全体に 5,000 pW の雑音(評価値)を割当てる。



第 1 図 標準擬似回線



第 2 図 通話路数と等価音量の関係

2.2 雑 音 配 分

まずはじめに、搬送端局と無線区間とに配分する。

搬 送 端 局	600 pW
無 線 区 間	4,400 pW
合 計	5,000 pW (評価値)

したがって、無線 1 変調区間では 2,200 pW となり、これを無評価値に換算すると 4,000 pW となる。これを次に示す 3 種類の雑音に配分する。

- (1) 熱 雑 音 (1,330 pW)
- (2) 干 渉 雑 音 (1,330 pW)

- (3) 準 漏 話 雑 音 (1,330 pW) $\left\{ \begin{array}{l} \text{非直線ひずみ} \\ \text{遅延ひずみ} \end{array} \right\}$ $\left\{ \begin{array}{l} \text{変調ひずみ} \\ \text{復調ひずみ} \end{array} \right\}$

このうち熱雑音については、変復調部の搬送周波増幅器より発生するものと、受信機高周波入力回路より発生するものがあるが、前者は後者に比べて無視できる。伝播ひずみは比較的少ないので、これも無視する。また、準漏話雑音は非直線ひずみ、遅延ひずみおよびエコーひずみの 3 種類に分けられるが、このうち前二者のひずみに対し後者のエコーひずみは、空中線系の定在波比が 1.2 以内であるのでほとんど問題なく、以下の考察では除くことにする。また、受信機中間増幅部の振幅特性による振幅ひずみは、ここで考えているような多重度の低い、すなわち多重信号の帯域幅が狭い場合には、

* 日立製作所戸塚工場

第 1 表 雑 音 配 分 (最 悪 通 話 路)

	雑音量 (pW)	ひずみ率 (dB)	回 路 仕 様	備 考
無線一区间	熱 雑 音 (1,330 pW)	1,330	—	で ん ば 損 失 $L=118$ dB (50 km) 変 調 指 数 $m_0=0.41$ rad 送 受 空 中 線 系 利 得 $=22$ dB マ ー ジ ン $=7$ dB
	変 調 器 (200 pW)	二 次	送 信 出 力 50 W 受 信 雑 音 指 数 12 dB	
		三 次	0.3%/rad	
	復 調 器 (890 pW)	二 次	0.5%/rad ²	
		三 次	0.6%/±250 kc	
	回 路 (240 pW)	二 次	3.5%/±250 ² kc	
		三 次	30 mμs/±250 kc	
	干 渉 雑 音 (1,330 pW)	1,330	—	500 mμs/±250 ² kc $D/U < -10$ dB (1 Mc 離調) <20 dB (0.5 Mc 離調)
雑 音 合 計 (無 評 価 値)		4,000		

* 直線検波器にて測定

他のひずみに対してきわめて少ないので無視することにする。これらの雑音配分の結果を第 1 表に示す。

2.3 等価音量と雑音負荷レベル

これまで多重信号の等価音量については B. D. Holbrook, J. T. Dixon⁽²⁾の得た結果を利用してきたが、このほど CCITT で多重信号の平均電力 n ($\bar{P}$) を次式で表わすことに決められた⁽³⁾。

$$\left. \begin{aligned} n(\bar{P}) &= -15 + 10 \log_{10} N \text{ dB} & N \geq 240 \\ n(\bar{P}) &= -1 + 4 \log_{10} N \text{ dB} & 240 \geq N \geq 12 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

ここで N は通話路数である。この関係と上述の二氏により得られた関係を第 2 図に示す。たとえば $N=24$ のときには両者の間に約 2 dB の差がある。以下の考察では (1) 式を使用することにする。

次章で述べる準漏話雑音の計算において、多重電話信号をこれと等しい平均電力をもった一様なランダム雑音におきかえている。このようにして求めた信号対準漏話雑音比は、雑音信号の通話路当たりのレベルに対するもので、信号のレベルが実際の場合よりも少い。テストトーン レベルに対する S/N にするには次の補正項を加える必要がある。

$$\begin{aligned} [Z]_{\text{dB}} &= -n(\bar{P}) + 10 \log_{10} N \\ &= -1 + 14 \log_{10} N \dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

なお、多重電話信号がランダム雑音になるのは多重度が 60 ch 以上の大きい場合についていえることで、これより小さい場合には通話路別および時間別のレベルのパラツキが大きくなるので、これらを考慮して多少余裕をもった回線設計をする必要がある。

3. 回 路 設 計

3.1 熱 雑 音

まず熱雑音については、前に述べたように受信機より発生する雑音のほかは無視できるので、PM方式の通話路信号対雑音比は次式で表わされる。

$$\left[\frac{S}{N} \right]_{\text{dB}} = 10 \log \left(\frac{P_R \cdot m_0^2}{2 K T b F} \right) \dots\dots\dots (3)$$

ここに K : Boltzmann 定数

T : 絶 対 温 度

$[KT]_{\text{dB m}} = -174$ dB m

b : 通話路周波数帯域幅 (4 kc)

P_R : 受 信 入 力

m_0 : 通話路変調指数 (せん頭値)

F : 受信機雑音指数

受信入力 P_R は

$$P_R = x k_f P_T \dots\dots\dots (4)$$

ここで P_T : 送 信 出 力

k_f : フ ェ ー ジ ン グ 係 数

$x = L G_T G_R l_T l_R$: 自由空間状態の区間損失

G_T, G_R : 送受空中線利得

l_T, l_R : 送受給電線系損失

$L = (\lambda/2\pi d)^2$: 自由空間伝播 (ば) 損失

(d : 伝 播 距 離)
(λ : 波 長)

3.2 準 漏 話 雑 音

3.2.1 非直線ひずみの一般式

一般に非直線回路の入出力特性は、入力信号 e_i に対する出力信号 e_0 とすると、次のように表わすことができる。

$$e_0 = a_0 + a_1 e_i + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3 + \dots\dots\dots (5)$$

ここで $a_0, a_1, a_2, \dots$ は各項の係数である。入力信号として単一正弦波を考える。

$$e_i = A \cos pt \dots\dots\dots (6)$$

このときの二次および三次高周波ひずみ率をそれぞれ K_2, K_3 とすると

$$K_2 = \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1} A \dots\dots\dots (7)$$

$$K_3 = \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1} A^2 \dots\dots\dots (8)$$

となる。ところで、非直線回路の直線性を測定する場合には、普通微分特性の偏差を求めるので、ここで微分特性偏差と非直線特性の係数との関係を示す。すなわち、(5)式の各項を e_i で微分し a_1 に対する偏差を求めこれらを $d_1, d_2, \dots$ とすると

$$d_1 = 2 \frac{a_2}{a_1} \dots\dots\dots (9)$$

$$d_2 = 3 \frac{a_3}{a_1} \dots\dots\dots (10)$$

次に、入出力特性が (3) 式で表わされる非直線回路より発生する準漏話雑音を求める。このときの入力信号 e_i は多重電話信号を考え、これを一様なランダム雑音と仮定するとその電力スペクトルは次式で表わされる。

$$\begin{aligned} W(f) &= \frac{a^2}{f_b} & 0 \leq f \leq f_b \dots\dots\dots (11) \\ &= 0 & f < 0, f > f_b \end{aligned}$$

f_b : 通話路最高周波数 (信号の帯域幅)

(5)式で表わされる非直線回路に、このような電力スペクトルをもった入力があるとき、出力の二次および三次の準漏話雑音の電力スペクトルはそれぞれ次式で表わされる⁽⁴⁾。

$$\begin{aligned} W d_2(f) &= a_2^2 \int_0^\infty W(x) W(f-x) dx \\ &\quad + 2 a_2^2 \int_0^\infty W(x) W(f+x) dx \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

$$W d_3(f) = \frac{3}{2} a_3^2 \int_0^\infty \int_0^\infty W(x) W(y) W(f-x-y) dx dy$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{9}{2} a_3^2 \int_0^\infty \int_0^\infty W(x) W(y) W(-f+x+y) dx dy \\
& + \frac{9}{2} a_3^2 \int_0^\infty \int_0^\infty W(x) W(y) W(f+x+y) dx dy \\
& \dots \dots \dots (13)
\end{aligned}$$

したがって、通話路当たりの二次および三次の信号対準漏話雑音比は2.3で述べた補正項を入れて次のように表わされる。

$$\begin{aligned}
\left[\frac{S}{N_2} \right]_{dB} &= -20 \log \frac{a_2}{a_1} \sqrt{\frac{W d_2(f)}{W(f)}} + [Z]_{dB} \\
&= -20 \log \frac{d_1}{2} \sqrt{\frac{2 W d_2(f) / a_2^2}{W(f)}} + [Z]_{dB} \\
& \dots \dots \dots (14)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\left[\frac{S}{N_3} \right]_{dB} &= -20 \log \frac{a_3}{a_1} \sqrt{\frac{W d_3(f)}{W(f)}} + [Z]_{dB} \\
&= -20 \log \frac{d_2}{3} \sqrt{\frac{W d_3(f) / a_3^2}{W(f)}} + [Z]_{dB} \dots (15)
\end{aligned}$$

3.2.2 変復調器の高調波ひずみ率と S/N

上で述べた一般式により変復調器の高調波ひずみ率と準漏話雑音による S/N を求める。

(1) 変調器

変調器の出力は変調指数 M に比例するから、(6)式の A を M におきかえるだけでよい。したがって、二次および三次の高調波ひずみ率は

$$K_2 = \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1} M = \frac{1}{4} d_1 M \dots \dots \dots (16)$$

$$K_3 = \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1} M = \frac{1}{12} d_2 M^2 \dots \dots \dots (17)$$

となる。また、(11)式で表わされる電力スペクトルの a に対しては実効変調指数 m を対応させ、これを(14)、(15)式に代入して計算すると、二次および三次の S/N はつぎのようになる。

$$\left[\frac{S}{N_2} \right]_{dB} = -20 \log d_1 \frac{m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{1}{2} k} + [Z]_{dB} \dots (18)$$

$$\left[\frac{S}{N_3} \right]_{dB} = -20 \log d_2 \frac{m^2}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{1}{3} k^2} + [Z]_{dB} \dots (19)$$

$$k = \frac{f}{f_b}$$

(2) 復調器

復調器の出力は周波数偏移 $M f_p$ ($f_p = p/2\pi$: 変調周波数) に比例するから(6)式の A に $M f_p$ を対応させ、また復調後 PM 受信機では周波数に対し -6 dB/oct のデ・エンファシス回路がはいるから、この補正をすればよく、二次および三次高調波ひずみ率は、

$$K_2 = \frac{1}{4} \frac{a_2}{a_1} f_p M = \frac{1}{8} d_1 f_p M \dots \dots \dots (20)$$

$$K_3 = \frac{1}{12} \frac{a_3}{a_1} f_p^2 M^2 = \frac{1}{36} d_2 f_p^2 M^2 \dots \dots \dots (21)$$

となる。また、(14)式で表わされる電力スペクトルの a に対しては実効周波数偏移 $m f$ を対応させ、これを(14)、(15)式に代入して計算すると、復調器の二次および三次の S/N はそれぞれ次のようになる。

$$\begin{aligned}
\left[\frac{S}{N_2} \right]_{dB} &= -20 \log \frac{1}{\sqrt{10}} d_1 m f_b \frac{1}{k} \\
&\quad \times \sqrt{1 - \frac{5}{2} k + \frac{5}{3} k^2 - \frac{1}{12} k^5} + [Z]_{dB} \\
& \dots \dots \dots (22)
\end{aligned}$$

$$\left[\frac{S}{N_3} \right]_{dB} = -20 \log \frac{1}{4 \sqrt{15}} d_2 m^2 f_b^2 \frac{1}{k}$$

$$\times \sqrt{1 + \frac{40}{3} k^2 - 10 k^4 - \frac{k^8}{63}} + [Z]_{dB} \dots (23)$$

3.2.3 回路の高調波ひずみ率と S/N

FM波を伝送する回路の振幅特性および位相特性が与えられたとき、この伝送路より生ずるひずみについては、種々の解析がなされているが、ここでは J. R. Carson, T. C. Fry の準定常状態の解⁽⁵⁾を利用して、PM波の場合のひずみを求める。

変調信号 $\mu(t)$ で変調された PM波は次式で表わされる。

$$e_i = A \sin(\Omega_0 t + \mu(t)) \dots \dots \dots (24)$$

Ω_0 : 搬送角周波数

準定常状態の解では、上の PM波が振幅特性が $G(\Omega)$ 、位相特性が $\varphi(\Omega)$ で表わされる伝送路を通ったときの出力波は

$$e_o = A G(\Omega_0 + \mu'(t)) \sin\{\Omega_0 + \mu(t) + \varphi(\Omega_0 + \mu'(t))\} \dots \dots \dots (25)$$

これを理想的な振幅制限器を通して復調すると AM分は除去され、復調出力 E_0 は

$$E_0 = \mu(t) + \varphi(\Omega_0 + \mu'(t)) \dots \dots \dots (26)$$

となる。ここで位相特性 $\varphi(\Omega)$ を Ω_0 の点でべき級数に展開すると次のようになる。

$$\varphi(\Omega) = b_0 + b_1(\Omega - \Omega_0) + b_2(\Omega - \Omega_0)^2 + \dots \dots \dots (27)$$

$b_0, b_1, b_2, \dots$ は係数

これを上式に代入し b_0 (直流分) と b_1 (信号の進み分) を除くと

$$E_0 = \mu(t) + b_2 \mu'(t)^2 + b_3 \mu'(t)^3 \dots \dots \dots (28)$$

そこで $\mu(t)$ として、(6)式の A を変調指数 M で置きかえた単一正弦波を考え、これを上式に代入し、二次および三次の高調波ひずみ率を求めると、デ・エンファシス回路の補正をして

$$K_2 = \frac{1}{2} b_2 (2\pi f_p)^2 M \dots \dots \dots (29)$$

$$K_3 = \frac{1}{4} b_3 (2\pi f_p)^3 M^2 \dots \dots \dots (30)$$

ここで遅延特性 $T(\Omega)$ は

$$\begin{aligned}
T(\Omega) &= -\frac{d\varphi(\Omega)}{d\Omega} = -b_1 - 2b_2(\Omega - \Omega_0) \\
&\quad - 3b_3(\Omega - \Omega_0)^2 - \dots \dots \dots \\
&= -b_1 - 2b_2 \cdot 2\pi(F - F_0) \\
&\quad - 3b_3(2\pi)^2(\Omega - \Omega_0)^2 - \dots \dots \dots (31)
\end{aligned}$$

F : 周波数 ($= 2\pi\Omega$)

であるから遅延特性の一次および二次の係数は

$$\tau_1 = -2(2\pi)b_2 \dots \dots \dots (32)$$

$$\tau_2 = -3(2\pi)^2 b_3 \dots \dots \dots (33)$$

したがって(29)、(30)式は

$$K_2 = \frac{1}{4} \tau_1 (2\pi) f_p^2 M \dots \dots \dots (34)$$

$$K_3 = \frac{1}{12} \tau_2 (2\pi) f_p^3 M^2 \dots \dots \dots (35)$$

また、PM波が $\varphi(\Omega)$ なる位相特性で表わされる回路を通ったとき生ずる準漏話雑音を求めるには、(28)式からわかるように、ひずみ電力スペクトルを求める場合には、(11)式の入力信号の電力スペクトルの a を $mp = m \cdot 2\pi f$ で置きかえ

$$\begin{aligned}
W(f) &= \frac{(m \cdot 2\pi f_p)^2}{f_b} & 0 \leq f \leq f_b \\
&= 0 & f < 0, f > f_b \dots \dots \dots (36)
\end{aligned}$$

とし、信号出力としては

$$\begin{aligned}
W_s(f) &= \frac{m^2}{f_b} & 0 \leq f \leq f_b \\
&= 0 & f < 0, f > f_b \dots \dots \dots (37)
\end{aligned}$$

とすればよいことがわかる。このように考えれば、前項(2)で求めた復調器の非直線ひずみによる準漏話雑音と同様に取り扱え、容易に求めることができる。すなわち回路の遅延ひずみによる二次および三次の S/N は

$$\left(\frac{S}{N_2}\right)_{dB} = -20 \log \frac{2\pi}{\sqrt{10}} \tau_1 m f_b^2 \times \sqrt{1 - \frac{5}{2}k + \frac{5}{3}k^2 - \frac{1}{12}k^3} + [Z]_{dB} \dots (38)$$

$$\left(\frac{S}{N_3}\right)_{dB} = -20 \log \frac{2\pi}{4\sqrt{15}} \tau_2 m^2 f_b^3 \times \sqrt{1 + \frac{40}{3}k^2 - 10k^4 - \frac{k^8}{63}} + [Z]_{dB} \dots (39)$$

となる。

3.3 干 渉 雑 音

3.3.1 妨害信号の側帯波ビート成分による干渉雑音⁽⁶⁾

まず、希望信号と妨害信号の側帯波ビート成分による干渉雑音を求める。ただし、妨害信号は多重信号で変調され、その電力スペクトルは正規分布をするものと仮定する。希望、妨害両信号の電力スペクトルは

$$W_D = \frac{1}{2} D^2 \quad \left. \begin{array}{l} f = f_c \\ f \neq f_c \end{array} \right\} \dots (40)$$

$$W_{U0} = \frac{1}{2} U^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{20}} \varepsilon^{-\frac{(f-f_u)^2}{2\sigma_{20}^2}} \dots (41)$$

ここで D : 希望信号の振幅
 f_c : 希望信号の搬送周波数
 U : 妨害信号の振幅
 f_u : 妨害信号の搬送周波数
 σ_{20} : 妨害信号の実効周波数偏移

一方、受信機を選択特性を正規分布形と仮定する。すなわち

$$a(f) = \varepsilon^{-\frac{(f-f_c)^2}{2\sigma_s^2}} \dots (42)$$

で表わされる。そこで、(41)式の妨害信号がこの選択回路を通った後の電力スペクトルは

$$W_U(f) = a^2(f) \cdot \frac{U^2}{2} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{20}} \varepsilon^{-\frac{(f-f_u)^2}{2\sigma_{20}^2}} = \frac{U^2}{2} a_e^2(f) \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_2} \varepsilon^{-\frac{(f-f_u')^2}{2\sigma_2^2}} \dots (43)$$

ここで

$$\sigma_2 = \frac{\sigma_{20}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma_{20}}{\sigma_s}\right)^2}}$$

$$f_u' = f_c - (f_c - f_u) \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_{20}^2}$$

$$a_e^2(f_u) = \frac{\sigma_s}{\sqrt{\sigma_{20}^2 + \sigma_s^2}} [a^2(f_u)] \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_{20}^2}$$

ゆえに受信機出力における干渉雑音の電力スペクトルは

$$W(f) = \frac{2}{D^4} \int_{-\infty}^{\infty} W_D(x) \cdot W_U(x+f) dx = \frac{1}{2} \left(\frac{U}{D}\right)^2 a_e^2(f) \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_2} \varepsilon^{-\frac{(f_u' - f_c - f)^2}{2\sigma_2^2}} \dots (44)$$

で表わされる。したがって通話路当たりの干渉雑音 N_1 は、負の電力スペクトル成分も考えて次式のようになる。

$$N_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{U}{D}\right)^2 a_e^2(f_u) \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_2} \left[\varepsilon^{-\frac{(f_u' - f_c - f)^2}{2\sigma_2^2}} \right.$$

$$\left. + \varepsilon^{-\frac{(f_u' - f_c + f)^2}{2\sigma_2^2}} \right] \Delta f_{ch} \dots (45)$$

Δf_{ch} : 通話路帯域幅

3.3.2 復調器の非直線ひずみによる干渉雑音⁽⁷⁾

次に、隣接チャンネル干渉のように周波数偏移の大きい波を復調する場合、復調器の非直線ひずみを考慮する必要がある。すなわち、妨害波が復調器にはいるとその二次ひずみのうち差波成分が希望信号の帯域内に落ち込み干渉雑音となる。二次ひずみの差波成分は(12)式の第2項で表われているから、干渉雑音の電力スペクトルを(44)式とすれば、二次差波成分の電力スペクトル $W(f_{ch})$ は

$$W(f_{ch}) = a_2^2 \frac{1}{2} \left(\frac{U}{D}\right)^4 a_e^4(f_u) \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} (f_u' - f_c - f_{ch})^4 \varepsilon^{-\frac{(f_{ch})^2}{2\sigma^2}} \dots (46)$$

ここで σ : $\sqrt{2} \sigma_2$

f_{ch} : 通話路中心周波数

a_2 : 復調器の二次ひずみ成分

復調した後に -6 dB/oct の補正回路が入るので、通話路当りの干渉雑音 N_2 は

$$N_2 = a_2^2 \frac{1}{2} \left(\frac{U}{D}\right)^4 a_e^4(f_u) \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} \{ (f_u' - f_c - f_{ch})^4 \varepsilon^{-\frac{(f_{ch})^2}{2\sigma^2}} + (f_u' - f_c + f_{ch})^4 \varepsilon^{-\frac{f_{ch}^2}{2\sigma^2}} \} \frac{\Delta f_{ch}}{f^2_{ch}} \dots (47)$$

となる。

前項で求めた妨害波の側帯波ビート成分による干渉雑音 N_1 と復調器の非直線ひずみによる雑音 N_2 とは電力和になると考えられるので、両者を考慮した通話路信号対干渉雑音比は

$$\left(\frac{S}{N_1 + N_2}\right)_{dB} = 10 \log \frac{\frac{1}{2} m_0^2}{N_1 + N_2} \dots (48)$$

m_0 : 通話路変調指数

で求めることができる。

なお、干渉雑音による所要の信号対雑音比を得るための DU 比*も(45)、(47)式および上式より求めることができる。

3.4 各雑音の周波数特性

以上述べた各種の雑音について、最高通話路周波数 f_b と最低通話路周波数 f_a の S/N を比較すると第2表のようになる。ここで $f_b =$

第2表 最低と最高通話路の S/N の比較

			最高通話路の S/N*	最低通話路の S/N*
			(dB)	
熱	雑	音	0	
準漏話雑音	変調器の非直線ひずみ	二次	2.8	
		三次	1.7	
	復調器の非直線ひずみ	二次	28.6	
		三次	13.4	
	回路の遅延ひずみ	二次	9.5	
		三次	-5.7	
**干渉雑音	妨害波の側帯波ビート成分によるもの		-84	
	復調器の二次非直線によるもの		4.6	

** $\sigma_{20} = 31.2 \text{ kc}$, $f_u - f_c = 500 \text{ kc}$, $\sigma_s = 200 \text{ kc}$

* 最低通話路 $f_a = 12 \text{ kc}$, 最高通話路 $f_b = 108 \text{ kc}$

* DU 比 $= 20 \log \frac{D}{U}$ (Desired to Undesired Signal Ratio)

108 kc, $f_a=12$ kc とし S/N を dB で表わし, これらを比較している。この表からわかるように, 準漏話雑音による S/N は

- (1) 回路の三次ひずみによるものを除くと, 他はすべて最低通話路の方が悪い。
- (2) 熱雑音は通話路において変化しない。
- (3) 干渉雑音については, 妨害信号の測帯波ビート成分によるものは, 一般に復調器の二次非直線ひずみによる側帯波差波成分のものより小さく, 無視できると考えられるので, やはり最低通話路の方が悪い。

以上のうち(1)(2)項は PM 方式が FM 方式と異なる重要な点である。

3.5 送受信装置仕様

送受信各部の回路仕様を決めるにあたり, 下記のごとき回線の規格値を条件とした。

- (1) 変調方式 位相変調
- (2) 周波数範囲 360~470 Mc
- (3) 区間距離 (L) 50 km
- (4) 送信出力 (P_T) 50 W
- (5) 送受空中線利得 (G_T, G_R) 各 15 dB
- (6) 送受給電線系損失 (l_T, l_R) 各 4 dB
- (7) 受信雑音指数 (F) 12 dB
- (8) 通話路変調指数 (m_0) 0.41 rad peak
- (9) 通話路数 (N) 24 ch
- (10) 通話路帯域幅 ($f_a \sim f_b$) 12~108 kc
- (11) 標準変調指数 (M) 2 rad
- (12) 実効変調指数 (m) 0.5 rad r. m. s ($=mL_n/2$)
- (13) 等価音量 (L_n) 4.5 dB
- (14) 実効周波数偏移 (σ_0) 31.2 kc ($=mf_b/\sqrt{3}$)
- (15) 標準受信入力 57 dB μV

3.1~3.3 で述べた各式にこれらの諸元を入れ, 各回路に要求される仕様を求めた。結果は第1表の回路仕様に示すとおりである。各仕様を決めるに際してつぎのような考慮をしている。

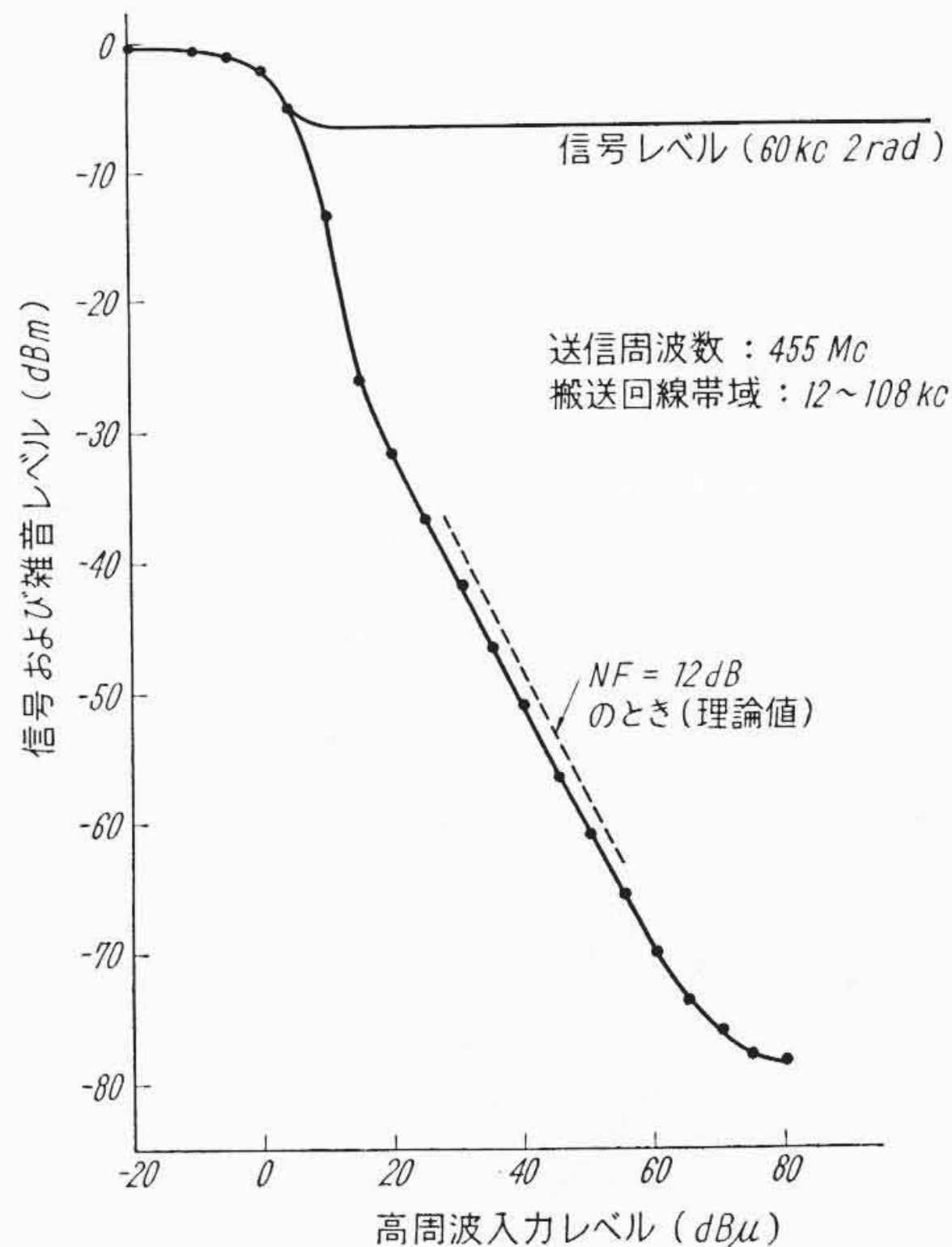
- (1) 熱雑音については, 上記回路設計による受信入力は 64 dB μV となるが, フェージングなどのマージンを 7 dB とし, 受信入力 57 dB μV において 1,330 pW とした。
- (2) 準漏話雑音の配分にあたっては, 復調器に他の 2 者より多く配分されているが, これは回路仕様に対する実現の難易を考慮して決められたものである。
- (3) 回路遅延ひずみについては, おもに受信機中間周波増幅部を対象に考えた。
- (4) 表中に示された回路仕様は S/N が最悪となる通話路に対する値である。したがって, 送受総合特性においてエンファシスをかけることにより, さらに良い S/N が得られるが, これはマージンとして考える。
- (5) 高調波ひずみ率は, 二次は変調入力信号が 54 kc, 2 rad, 三次は 36 kc, 2 rad の点の値であり, 総合ひずみ率の計算は二次ひずみは電力和で加え, 三次ひずみは電圧和で加え合わせたものを示している。

4. 試作結果

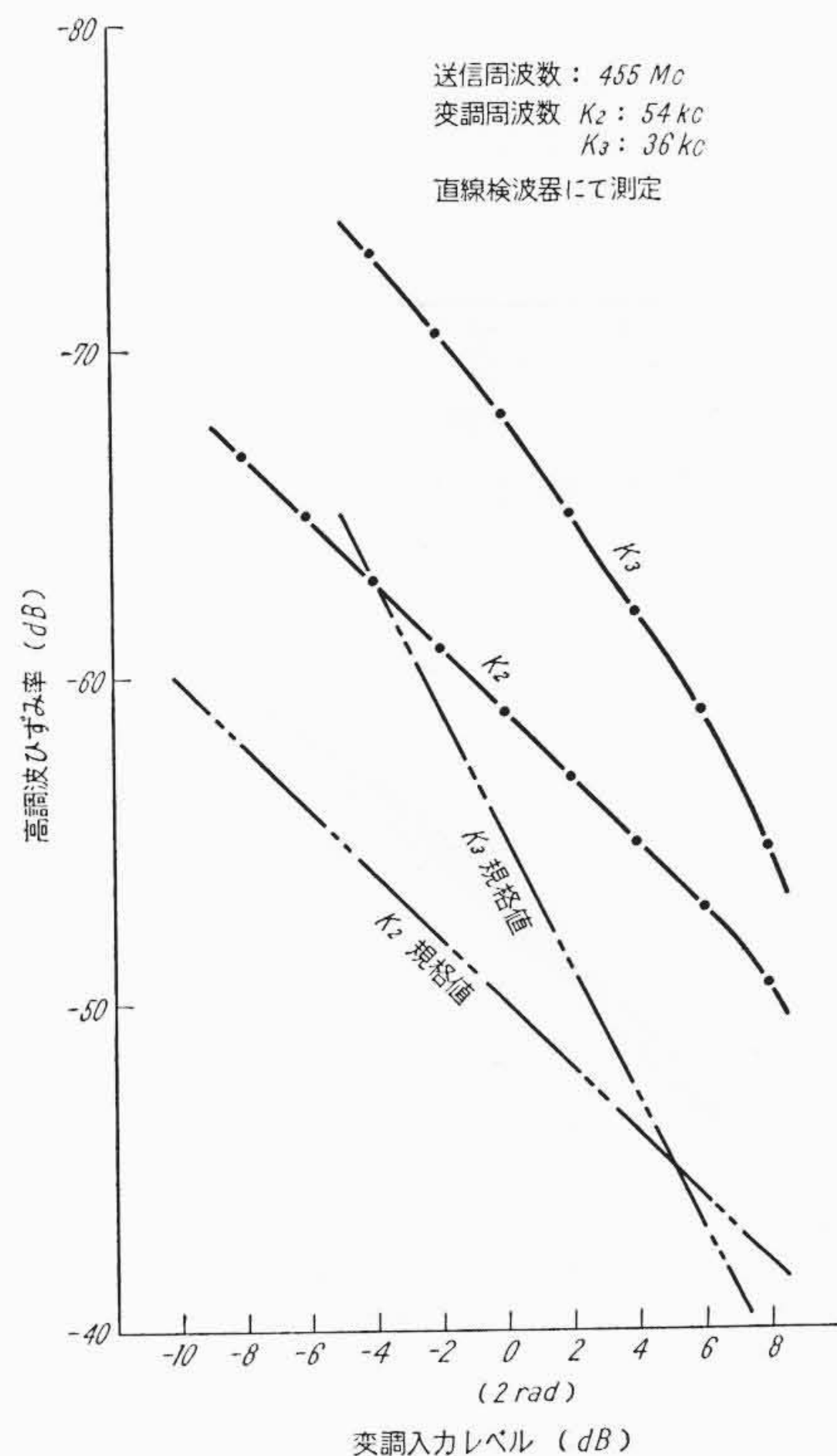
前項の回路仕様に基づき試作した送信装置の検討結果を示す。

4.1 熱雑音の測定結果

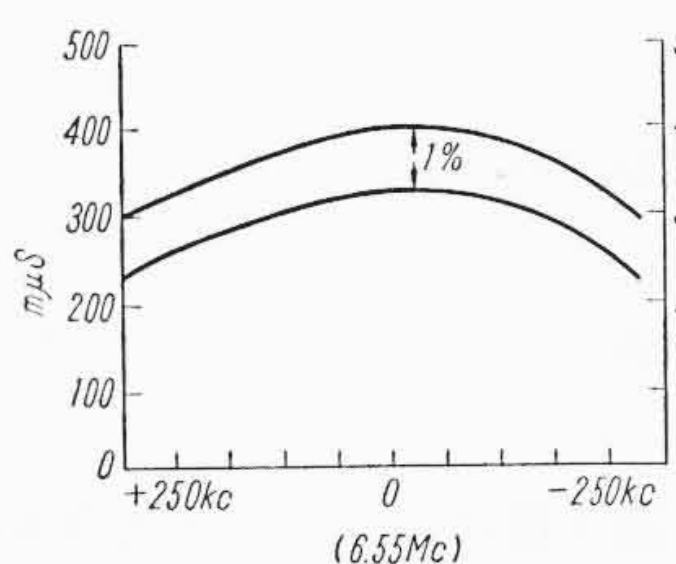
送受総合の信号対熱雑音比を第3図に示す。図中の点線は受信機雑音指数が規格 12 dB のときのもので, これより被測定受信機の雑音指数は約 9 dB であることがわかる。なお, 標準受信入力は 57 dB μV であり, このときの信号対熱雑音比は約 61 dB である。



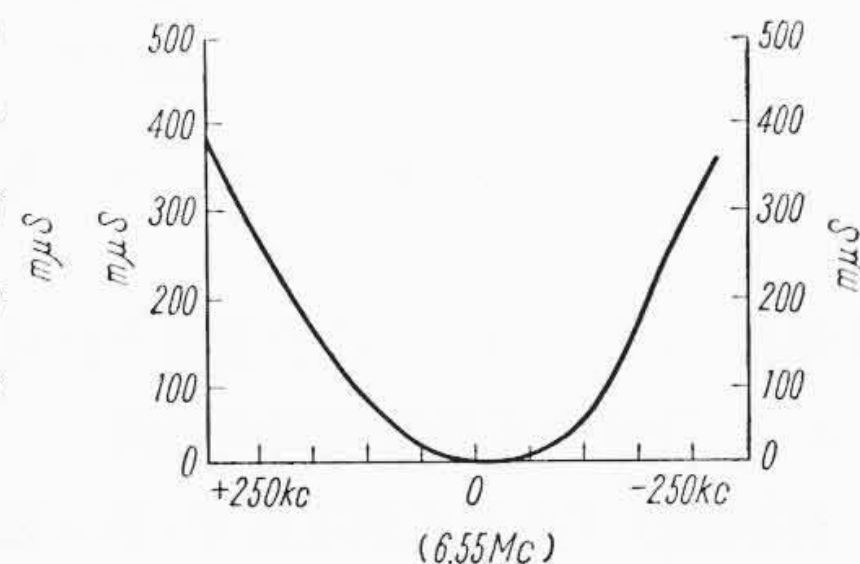
第3図 信号対熱雑音比



第4図 変調ひずみ率特性



第5図 復調微分特性



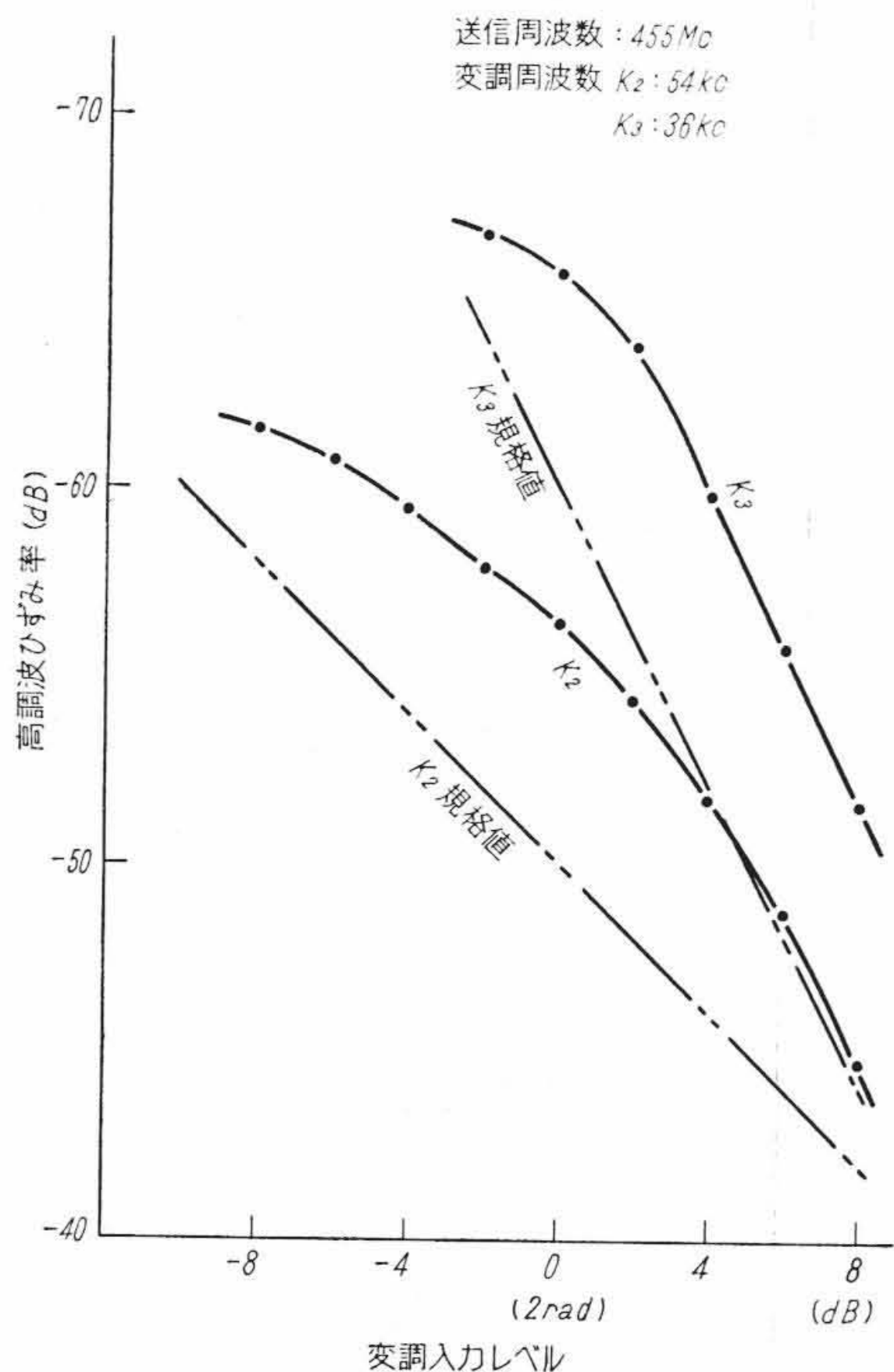
第6図 回路遅延特性

4.2 準漏話雑音とひずみ率の測定結果

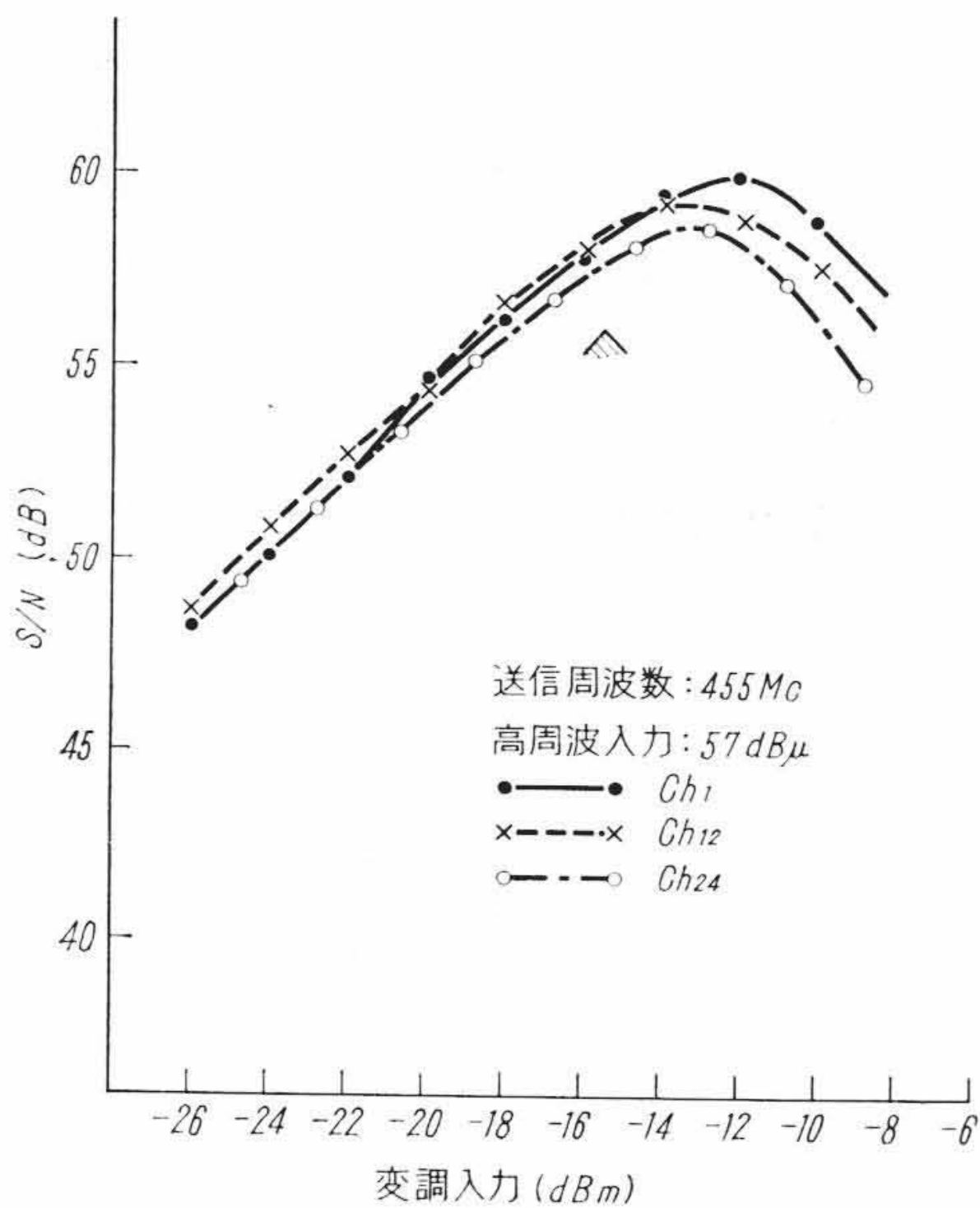
第4~6図に示すような, 変調ひずみ率, 復調微分特性, 回路遅延特性が得られるよう受信部が調整されたときに第7図のごとき総合ひずみ特性, 第8図に示す雑音負荷特性となり, 各回路のいずれ

第3表 ひずみ率の分類

	条 件	送信部ひずみ率 (dB)		総合ひずみ率 (送信+受信) (dB)
		直線検波器に よる測定値	PM受信機に 換算した値	
二次ひずみ率	54 kc 2 rad	-59	-65	-56
三次ひずみ率	36 kc 2 rad	-68	-77.5	-66



第7図 総合ひずみ率特性



第8図 雑音負荷特性

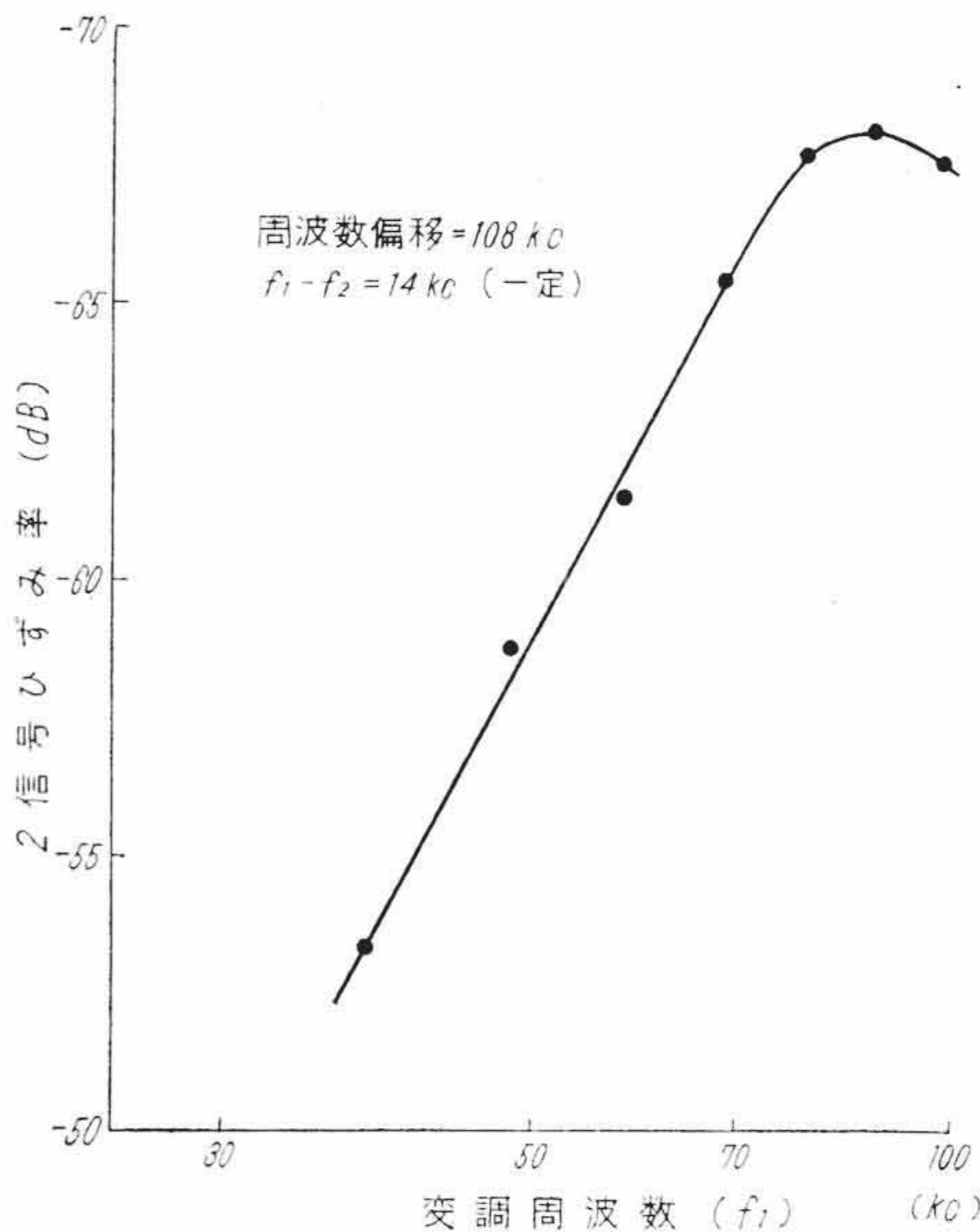
も規格内に入れば、総合雑音の仕様が満足されることがわかった。

4.3 ひずみの発生箇所の検討

高調波ひずみ率の測定結果(第4図, 第7図)において、入力0 dB 点のひずみ率を比較すると第3表のようになり、ひずみの大部分は受信部より発生しているといえる。さらに、送受信部におけるひずみ発生箇所を調べるために2信号法を用いて測定した。その結果

(1) 送信部ひずみ

第9図より変調周波数が80 kc まで直線的に変わっているから



第9図 送信部2信号ひずみ率特性

周波数偏移 160 kc までは変調ひずみによるものと推定され、したがって 54 kc, 2 rad (=108 kc) における二次ひずみは変調ひずみにより決まっていると思われる。

(2) 受信部ひずみ

復調微分特性と回路遅延特性によるひずみは、次式のように Δp を変化することによって区別することができる。

復調2信号ひずみ率

$$D_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{a_2}{a_1} \frac{p_m^2}{\Delta p} M \dots\dots\dots (49)$$

回路遅延2信号ひずみ率

$$D_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} b_2 p_m^2 M \dots\dots\dots (50)$$

ここで

$$p_m = \sqrt{\frac{p_1^2 + p_2^2}{2}}$$

$$\Delta p = p_1 \sim p_2$$

p_1, p_2 : 信号の角周波数

測定の結果は第10図に示すように、明らかに復調ひずみが支配的である。

以上の考察により、次のように結論づけることができる。

- 送受総合の二次ひずみは受信部ひずみが大半を占める。
- 受信部ひずみのうち復調ひずみが支配的である。
- 送信部ひずみのうち変調ひずみは標準変調 (2 rad) 以下の入力に対して支配的である。
- したがって、送受総合二次ひずみは受信部復調器によって決まっていると考えられる。

4.4 雑音負荷試験の検討

すでに述べたように、前掲の例では総合ひずみは受信部ひずみによって支配されており、さらに受信部ひずみは、二次については復調ひずみが大半を占めていると考えられるので、総合ひずみのうち二次ひずみが支配的であればch-1に比較してch-24は約29 dB S/Nが良くならなければならない。しかし、数多くの実測結果から見ると、たとえば、明らかに受信部二次ひずみが支配的と考えられる場合においてもch-1に対して2 dB 以上 S/Nが良くなった例は見当たらない。むしろ、高調波ひずみ率は種々変っているにもかかわらず、ch-1とch-24とはほぼ同程度のS/Nの場合が多い。これらの事実を説明するには、準漏話雑音の計算式において高次項を入

れた計算式を用いた場合、ch 偏差が少なくなることが予想されることから、微分特性の一次項、二次項のみならず、高次項まで考慮に入れる必要があると思われる。このことは遅延特性、微分特性などが増幅器の入出力特性のごとき単調な曲線でなく、調整によって、複雑な曲線をとることが考えられ、事実第5図の微分特性の一例について、多項式で表わして各係数を求めてみると、 d_1 のみならず、 d_3 の項が比較的大きいことからもうなずくことができる。幸いにも最近高次項を含めた一般式が桑原氏⁽⁸⁾、新保氏⁽⁹⁾らにより発表されており、これらを用いて通話路の周波数特性に関する項について求めてみると

(1) 変調器の場合

$$\left. \begin{aligned} D_2 &= 1 - \frac{1}{2}k \\ D_3 &= \frac{3}{4}\left(1 - \frac{1}{3}k^2\right) \\ D_4 &= \frac{2}{3}\left(1 - \frac{3}{8}k^2 + \frac{3}{32}k^3\right) \\ D_5 &= \frac{115}{119}\left(1 - \frac{6}{23}k^2 + \frac{3}{115}k^4\right) \\ k &= \frac{f}{f_0}, \quad 0 \leq k \leq 1 \\ D_n &: n \text{ 次のひずみ} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (51)$$

(2) 復調器の場合

$$\left. \begin{aligned} D_2 &= \frac{1}{5k^2}\left(1 - \frac{5}{2}k + \frac{5}{3}k^2 - \frac{1}{12}k^5\right) \\ D_3 &= \frac{1}{240k^2}\left(1 + \frac{40}{3}k - 10k^4 - \frac{1}{63}k^8\right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (52)$$

(3) 回路遅延の場合

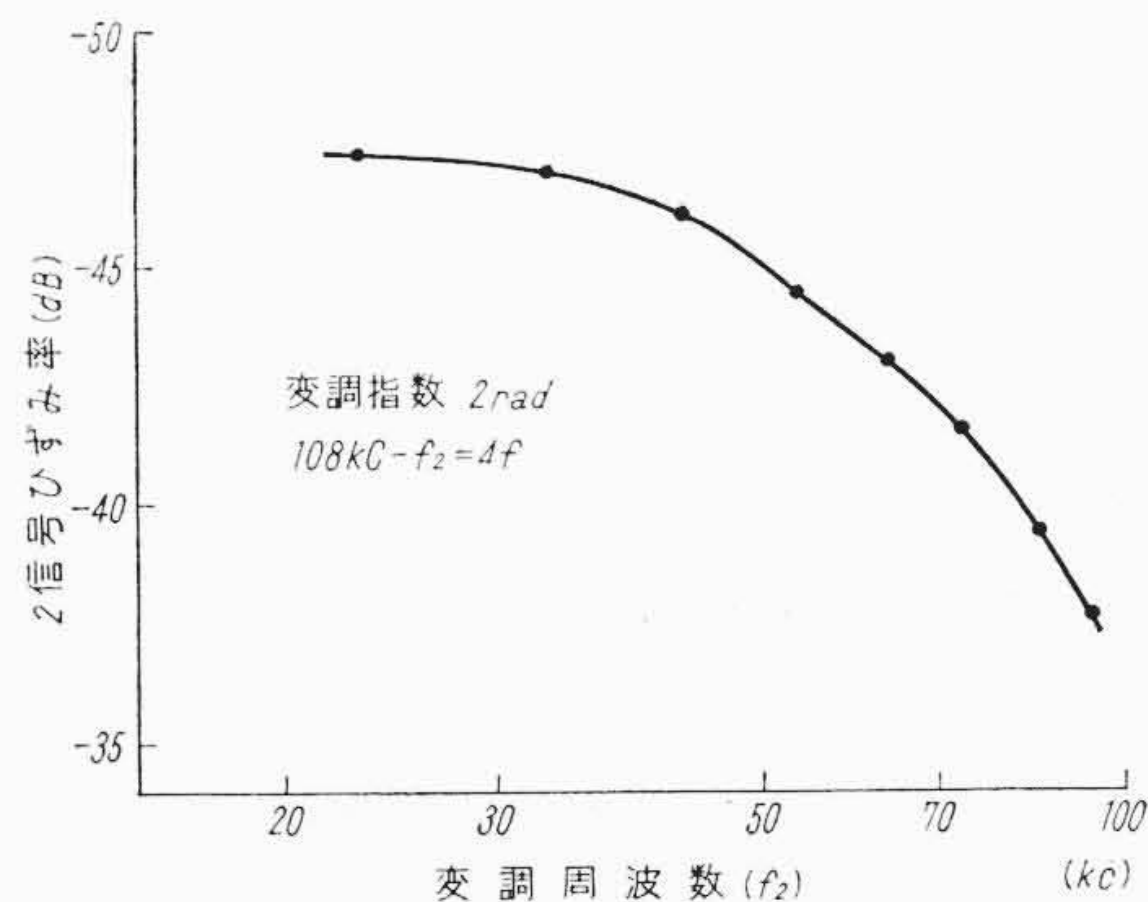
$$\begin{aligned} D_2 &= C_{22}b_2^2\left(1 - \frac{5}{2}k + \frac{5}{3}k^2 - \frac{1}{12}k^5\right) \\ &\quad + C_{24}b_2b_4\left(1 - \frac{7}{2}k + \frac{105}{4}k^3 - \frac{196}{3}k^4 - \frac{5}{24}k^7\right) \\ &\quad + C_{44}b_4^2\left(1 - \frac{9}{2}k + \frac{90}{7}k^2 - 21k^3 + \frac{153}{5}k^4 \right. \\ &\quad \left. - 27k^5 - 30k^6 - \frac{603}{1,240}k^9\right) + \{C_{2i2j}b_{2i} \cdot b_{2j} \text{ の項} \} \\ D_3 &= C_{33}b_3^2\left(1 + \frac{40}{3}k^2 - 10k^4 - \frac{1}{63}k^8\right) \\ &\quad + \{C_{2i+1,2j+1}b_{2i+1} \cdot b_{2j+1} \text{ の項} \} \\ i, j &= 1, 2, 3, \dots, i \geq j \\ C_{2i,2j}, C_{2i+1,2j+1} &: \text{定数} \end{aligned}$$

などが得られ、いずれも高次項を考慮した場合次第に実験値に近づくと思われる。

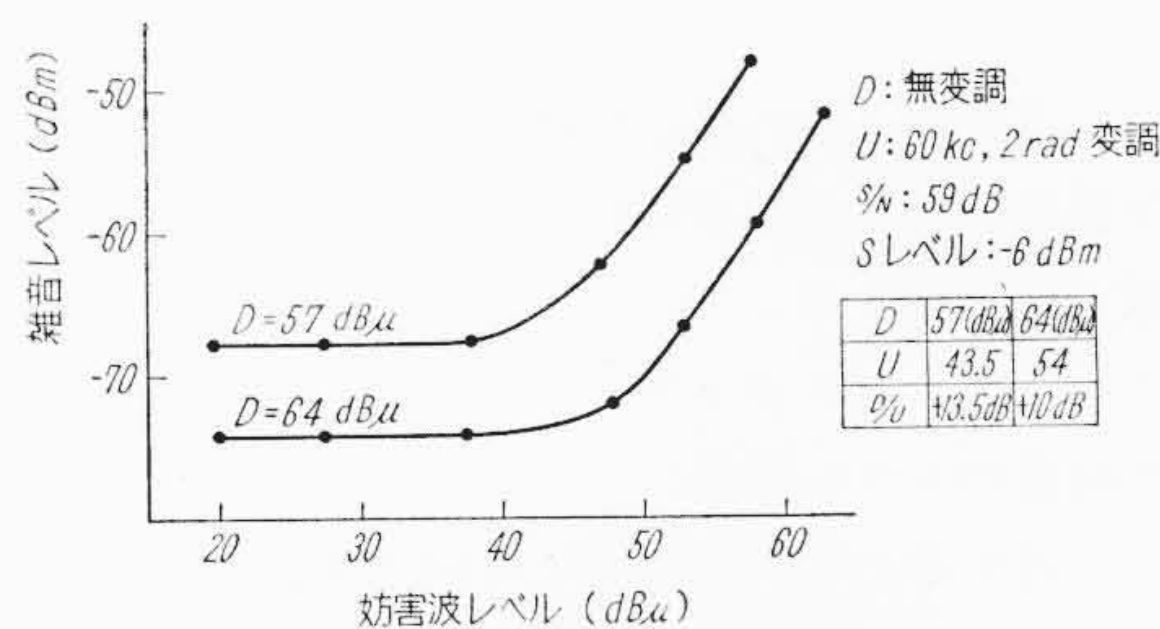
4.5 干渉雑音の測定結果

希望信号の高周波入力が57,64 dB μ V のとき、妨害信号との差周波数0.5, 1 Mc に対する干渉雑音特性の測定値を第11図(a)~(d)に示す。一方、3.3の干渉雑音の計算式より、多重信号で変調された妨害波の側帯波ビート成分によるものと、復調器非直線性による二次差波成分によるものを計算し、その結果を第12図に示す。この計算では、受信機を選択度特性は第13図に示す実測値を图中的点線のような正規分布形に近似させ $\sigma_s=200$ kc とし、復調器の二次微分偏差を第5図に示す実測値に近いようなものと仮定している。第12図に干渉雑音の実測値も示す。

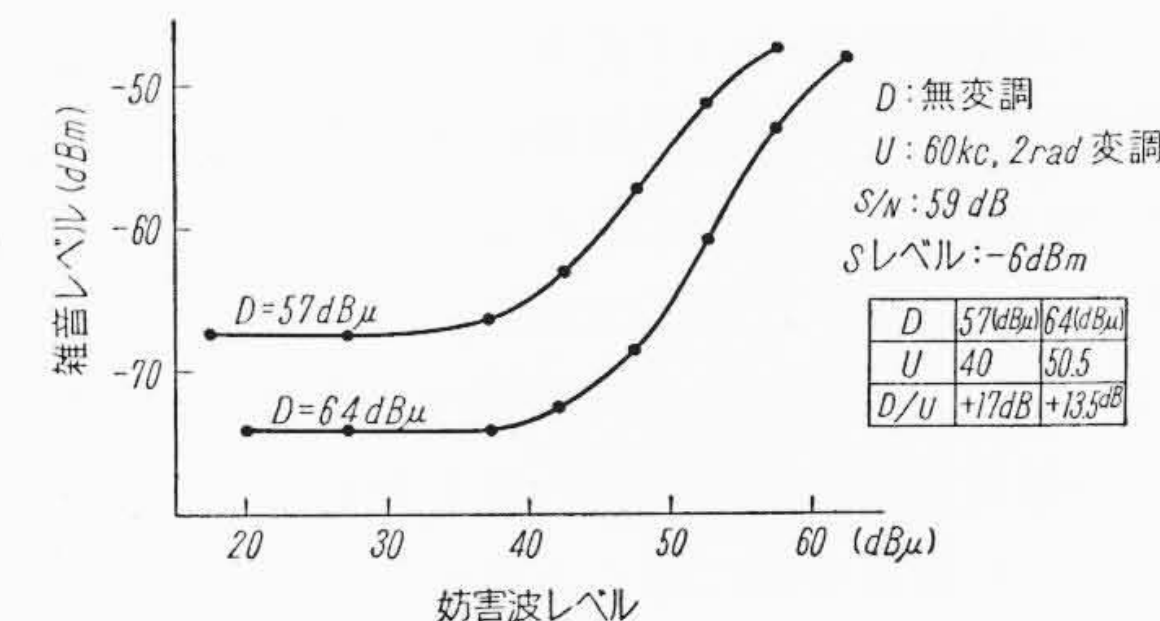
なお、理論計算では妨害波の側帯波分布は正規分布するものとして計算されているが、これは実効変調指数 $m \geq 10$ において成立するものであり⁽¹⁰⁾、ここで述べているような小容量 PM 変調方式においては $m < 1$ であり、むしろ AM 変調波の側帯波分布に近いと推定される。したがって、干渉雑音に関する設計式はさらに検討を要



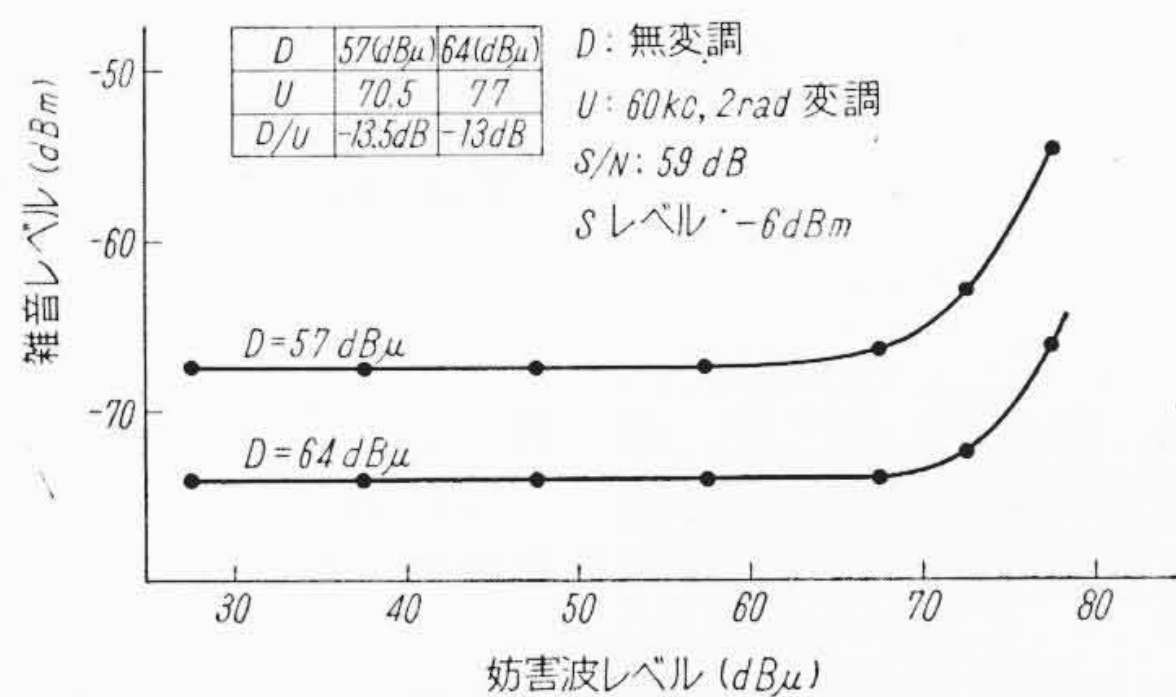
第10図 総合2信号ひずみ率特性



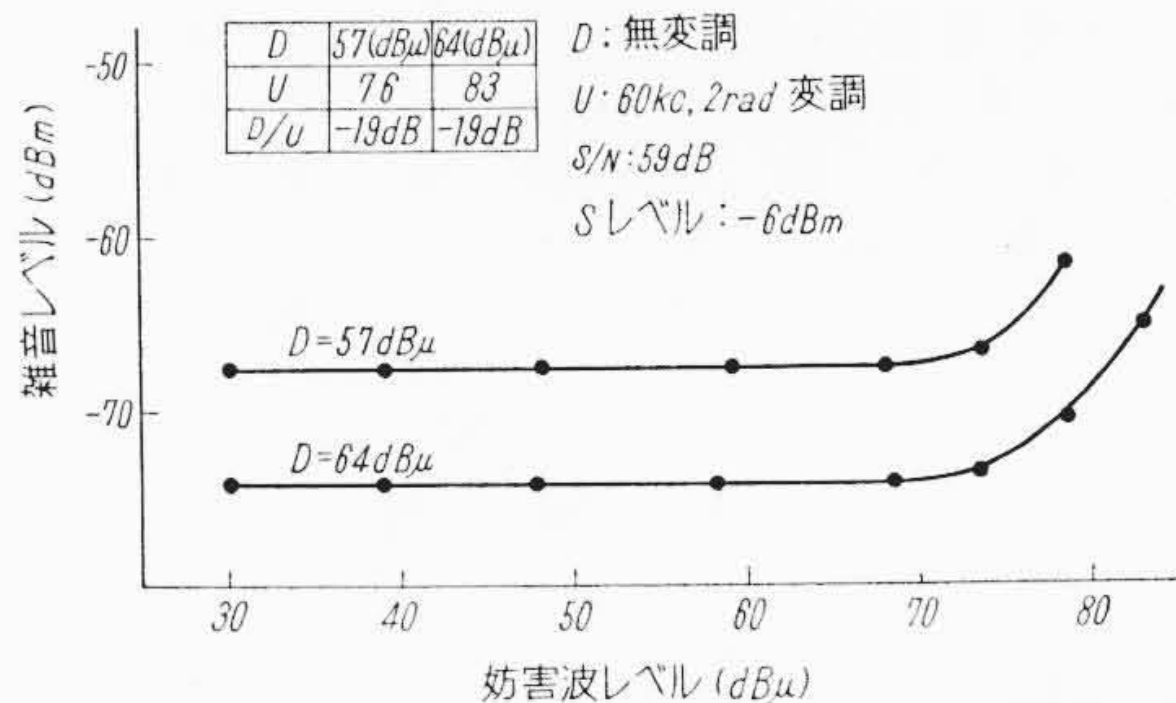
第11図(a) 干渉雑音特性 ($U=455+0.5$ Mc)



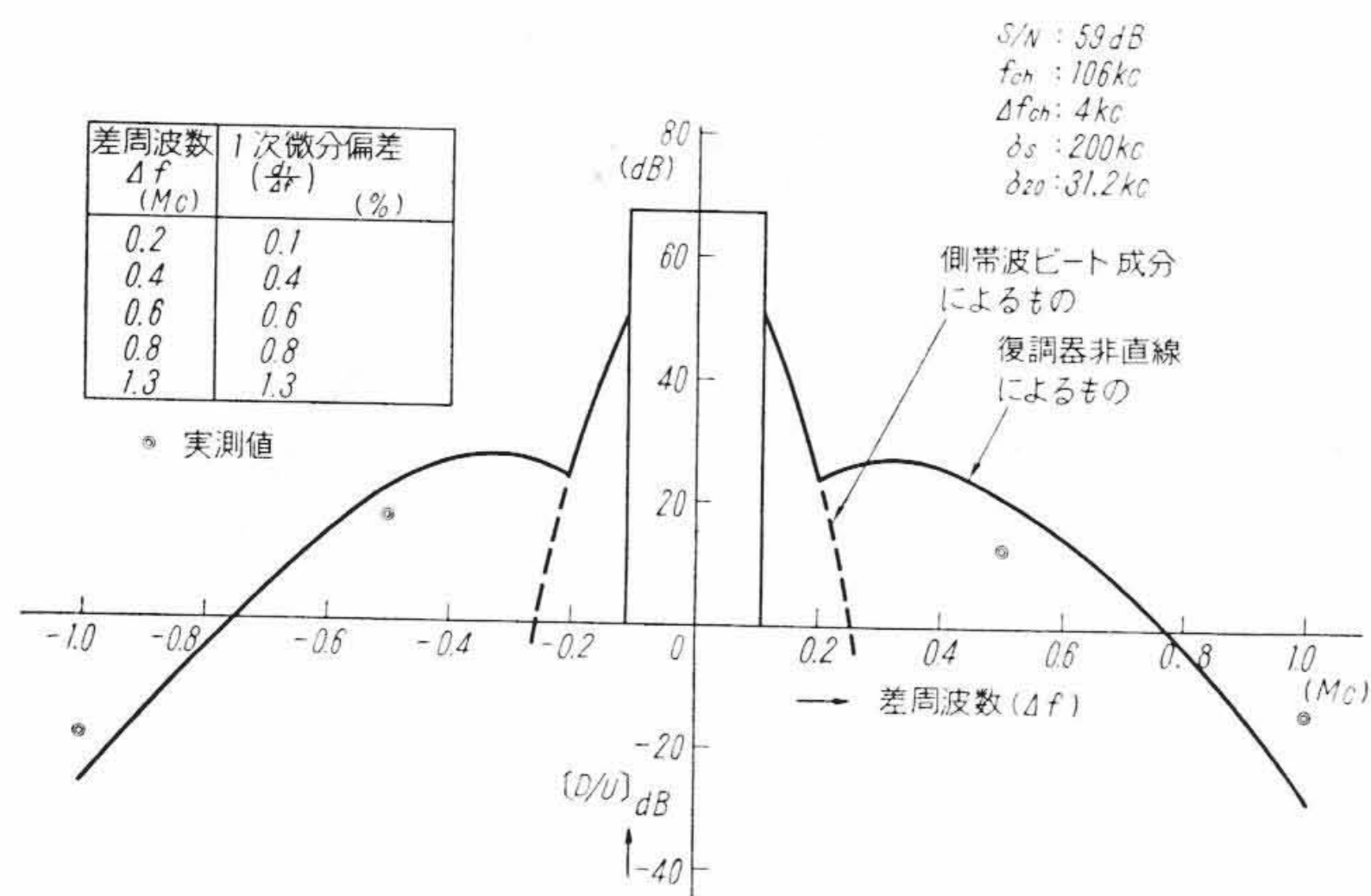
第11図(b) 干渉雑音特性 ($U=455-0.5$ Mc)



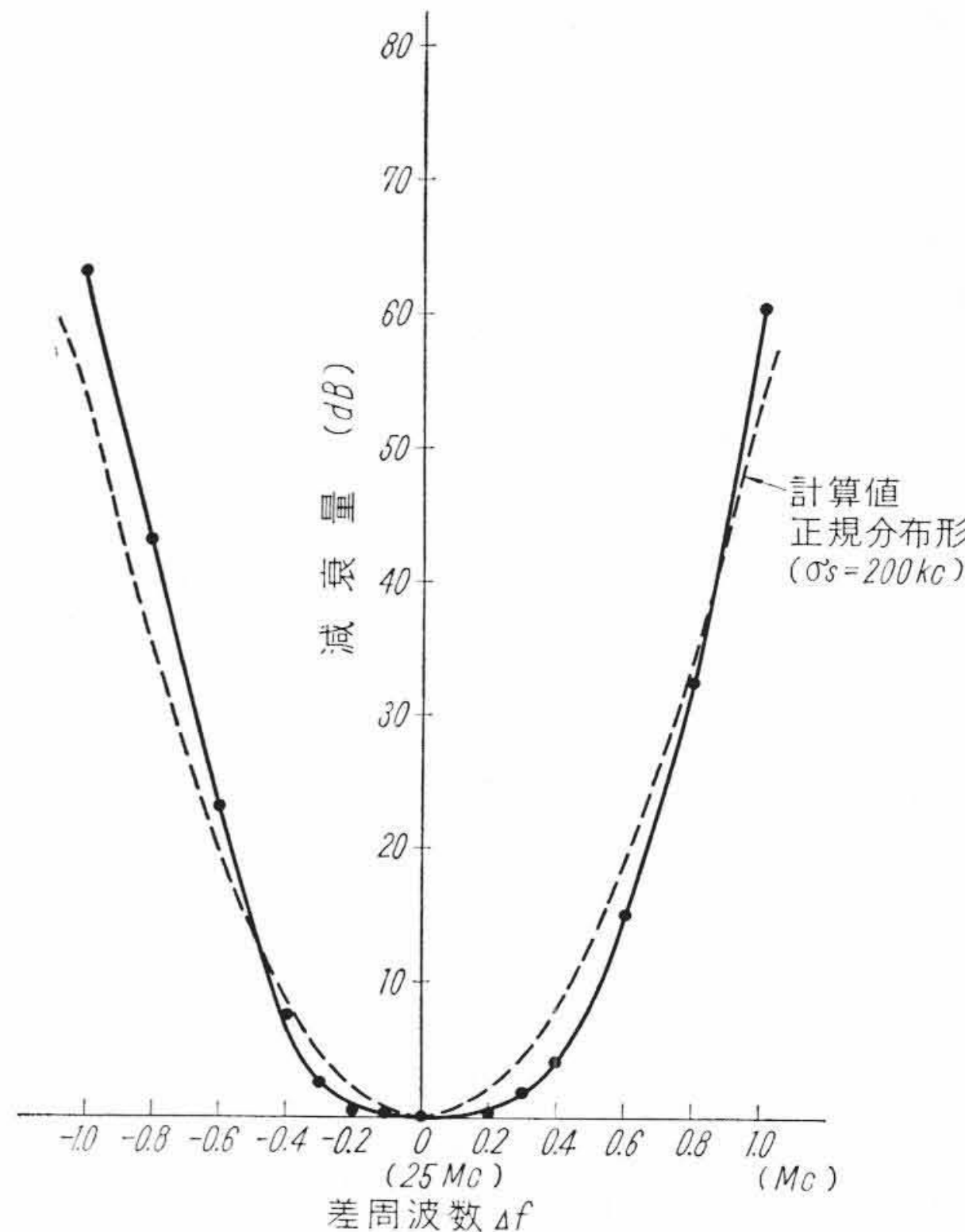
第11図(c) 干渉雑音特性 ($U=455+1.0$ Mc)



第11図(d) 干渉雑音特性 ($U=455-1.0$ Mc)



第 12 図 差周波数対 D/U 比曲線 (計算値)



第 13 図 受信部選択度特性

すると思われるが、これに関しては別の機会に譲ることとしたい。
なお、干渉雑音についてはさらに

- (1) 感 度 低 下
- (2) スプリアスレスポンス
- (3) 増幅器のミラー効果

などによる原因が考えられるが⁽¹¹⁾、今回の実験においては、いずれも、主原因となっていないことを確めてある。

5. 結 言

以上今回試作した 400 Mc 帯 SS-PM 送受信装置を例にあげ、設計法およびその試作結果について説明し、あわせて雑音の周波数特性、干渉雑音計算法など、若干問題になる点を述べたが、今後これらの問題についてさらに検討を進めるつもりである。以上皆さんのご参考になれば幸甚である。

終わりにのぞみ、今回の開発に懇切なご指導をいただいた日本電信電話公社技術局青木社員に感謝の意を表わすとともに、ご指導、ご協力いただいた関係各位に厚くお礼申しあげる。

参 考 文 献

- (1) 井上ほか 6 名： 400 Mc 帯多重無線電話装置，日立評論，44，633 (昭 37-4)

- (2) B. D. Holbrook, J. T. Dixon: Load Rating Theory for Multichannel Amplifier, BSTJ., 18, No. 4, 624 (Oct. 1939)
- (3) 重井： 超多重伝送方式，信学誌，44，686 (昭 35-5)
- (4) 菅原編： FM無線工学，日刊工業新聞社
- (5) J. R. Carson, T. C. Fry: Variable-Frequency Electric Circuit Theory with Application to the Theory of Frequency-Modulation, BSTJ., Vol. XVI No. 4 (Oct. 1937)
- (6) 林： 多重通信用 PM 受信機の干渉特性，信学誌，35，522 (昭 27-11)
- (7) 大谷津： 周波数弁別器の非直線ひずみによる干渉雑音の増加，信学誌，39，1041 (昭 31-12)
- (8) 桑原： フーリエ法による雑音装荷された FM あるいは PM 波の漏話量の解析，信学誌，42，689 (昭 34-7)
- (9) 新保： 多重信号の非直線ひずみについて，信学誌，44，256 (昭 36-2)
- (10) 喜安： 周波数変調波の周波数スペクトル分布について，信学誌，34，605 (昭 26-11)
- (11) 林： マイクロウェーブ通信方式，コロナ社

Vol. 45

日 立 評 論
目 次

No. 3

- ・東 海 道 新 幹 線 用 試 作 旅 客 電 車
- ・車 両 鋼 体 の 筋 違 い 柱 構 造 に つ い て
- ・北 海 道 電 力 株 式 会 社 雨 竜 発 電 所 納 自 動 負 荷 周 波 数 調 整 装 置
- ・核 燃 料 用 ウ ラ ン 中 の 微 量 不 純 物 分 析
- ・全 電 子 式 ボ イ ラ 制 御
- ・デ ジ タ ル 計 算 機 に よ る 並 行 2 回 線 送 電 線 の 異 相 地 絡 故 障 計 算
- ・最 近 の ボ イ ラ 給 水 ポ ン プ
- ・火 力 発 電 所 向 復 水 器 冷 却 用 循 環 水 ポ ン プ
- ・水 力 採 炭 用 ノ ズ ル に 関 す る 実 験
- ・日 産 自 動 車 環 境 試 験 装 置
- ・光 電 式 カ ー ブ リ ー ダ
- ・オ ー ス テ ナ イ ト 鋼 の 窒 化

- ・“セシリア” GF-610 14 形 カラー テレビ 受 信 機
- ・車 両 実 験 所 と 最 近 の 研 究 成 果 概 要
- ・海 峽 横 断 線 送 電 線 架 線 用 一 輪 式 ル ー プ 延 線 車
- ・マ レ プ ル バ ル ブ の 火 力 設 備 へ の 使 用 に つ い て の 考 察
- 火 力 特 集
- ・大 形 火 力 機 器 の 動 向
- ・火 力 発 電 プ ラ ン ト の 水 質 試 験 と そ の 解 析
- ・大 容 量 蒸 気 タ ー ビ ン の 材 料 に つ い て
- ・東 京 電 力 株 式 会 社 納 907 t/h UP ボ イ ラ に つ い て
- ・265,000 kW ク ロ ス コ ン パ ウ ン ド 再 熱 タ ー ビ ン 発 電 機
- ・265,000 kW 火 力 発 電 プ ラ ン ト の 概 要 と プ ラ ン ト 機 器
- ・日 本 に お け る サ イ ク ロ ン フ ァ ー ネ ス ボ イ ラ の 実 績
- ・新 清 水 火 力 発 電 所 納 1, 2 号 機 75,000 kW プ ラ ン ト の 運 転 実 績

発 行 所 日 立 評 論 社

東 京 都 千 代 田 区 丸 の 内 1 丁 目 4 番 地
振 替 口 座 東 京 7 1 8 2 4 番

取 次 店 株 式 会 社 オ ー ム 社 書 店

東 京 都 千 代 田 区 神 田 錦 町 3 丁 目 1 番 地
振 替 口 座 東 京 2 0 0 1 8 番