

航空宇宙技術研究所報告

TECHNICAL REPORT OF NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

TR-124

FM 多重テレメータの動特性

新田 慶治・桜井 善雄・松崎 良継

1966年12月

航空宇宙技術研究所
NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

既 刊 報 告

- TR-100 回転翼の線型理論 (Ⅲ)
—揚力線の方程式の解法—
Linearized Aerodynamic Theory of Rotor
Blades (Ⅲ)
—Method for Solving Lifting-Line
Equations— 1966年2月 市川輝雄
- TR-101 航空機の着氷気象条件について (Ⅰ)
Meteorological Conditions on Aircraft Icing
(Ⅰ) 1966年2月 古関昌次, 田寺木一
泉日出夫, 太田幹雄
峰岸正勝
- TR-102 ロケット胴体をまわる超音速流の一近似解法
(Ⅱ) —迎角のあるとき—
An Approximate Calculation for Super-
sonic Flow Past Bodies of Rocket Vehi-
cles (Ⅱ)
—Linearized Flow with Attack Angel— 1966年3月 谷 喬
- TR-103T Basic Consideration for Treating Non-
Equilibrium Fluids
—A Functional Approach to Non-Equilib-
rium Statistical Mechanics— March 1966 Iwao HOSOKAWA
- TR-104 翼幅方向に一様な揚分布をもつ三次元後退
翼のそり
The Camber Distribution of a Spanwise
Uniformly Loaded Subsonic Wing 1966年4月 河崎俊夫, 海老原正夫
- TR-105 パイロットの心理的負担に関する研究 (Ⅰ)
—操縦時の脈拍と呼吸の変化—
A Psychological Study on the Mental
Stress of Pilots (Ⅰ)
—Pulse and Respiratory Rate Dduring
Flight— 1966年4月 三好範子, 百名盛之
岡部正典
- TR-106 遷音速における操縦面の逆効き
On Reversal of Effectiveness of Control
Surfaces in Transonic Flow 1966年5月 神谷信彦, 瀬川晋策
- TR-107 円錐型電磁衝撃波管内の流れ
Ionized Flow in a Conical Shock Tube 1966年5月 松崎利一
- TR-90T The Shape of Mechanical Hysteresis Loop,
Its Deformation Due to Stress Repetition
and Resulting Increase in Flow Stress
(Part 1. Experiment, Part 2. Theory for
Torsion) June 1966 Fujio NAKANISHI, Yasuo
SATO & Fumio NAGAI
- TR-108 二次元遷音速衝動タービン翼列の一実験
Some High-Speed Tests on Impulse
Turbine Cascades 1966年6月 近藤博, 蓑田光弘
山崎紀雄, 古川昇
- TR-109 大型空気エジェクタの研究
A Study on the Large-Scale Air Ejector 1966年7月 藤井昭一, 五味光男
菅原昇
- TR-110 電磁流体の非粘性境界層
Some Investigations on Inviscid Boundary
Layer of Magnetohydrodynamics 1966年8月 井上建二
- TR-111T An Asymptotic Solution of the Nonlinear
Equations of Motion of an Airplane Aug. 1966 Hiroshi ENDŌ
- TR-112 圧縮性と壁形状を考慮した軸流ターボ機械の
作動円盤理論 (Ⅱ)
—円周速度のある流れ—
A Theoretical Investigation of the Com-
pressible Flow Through the Axial Turbo-
Machines (Ⅱ)
—Swirling Fluids— 1966年8月 藤井昭一
- TR-113 地面近くでホバリングするヘリコプタ・ロー
タに関する実験
Experimental Study on the Ground Effect
of a Model Helicopter Rotor in Hover-
ing 1966年8月 幸尾治朗, 岡 遠一

FM 多重テレメータの動特性*

新田 慶治**・桜井 善雄**・松崎 良継**

Dynamic Characteristics of FM Multichannel Telemetry System

By Keiji NITTA, Yoshio SAKURAI and Yoshitsugu MATSUZAKI

According to the theoretical analysis on the FM multichannel telemetry system, the following conclusions were obtained.

1. In the situation of sweeping the information signal frequency, the change of the transmission time caused by phase characteristics is not significant, but that of output amplitude is sufficient to be minded.
2. Higher harmonics in demodulated output, caused by phase distortion, is remarkable, and especially, the effect of inserted band pass filter followed by the discriminator is most important.
3. The interchannel crosstalk level in each channel caused by the video transmitting system, which has 10% nonlinearity value, is about 0.5% in distortion factor.
4. The expected value of the distortion factor through the whole system is about 3%.

1. はしがき

従来FM方式のテレメータに関しては多くの研究がなされ、広帯域改善利得、主搬送波および副搬送波のスレッシュホールド等が明らかとなっている。しかしながら実際にこの方式のテレメータ装置を設計し、使用する際には、さらに動的特性を十分知っておく必要がある。動的特性の理論的解析の一例として、Bennett¹⁾、Rice²⁾等により白色雑音入力を仮定し出力の信号対雑音比が論じられている。しかしながら10チャンネル内外の比較的多重化数の小さなFM方式のテレメータ系では漏話の原因となるビートの分布は必ずしも白色的とならず漏話を知るのに必ずしも上の理論が適用できるとは思えない。さらに系自体には位相特性をもち、これによって出力が乱されることが考えられる。以上のような理由から10チャンネルのFMテレメータ系を例にとり、数値解析によってその動的特性を明らかにしたので、その結果について述べる。

2. FM テレメータの動的特性

FM テレメータにおける動的特性とは、各チャンネ

ルの交流入力信号に対する出力信号の関係をいう。通常線形と考えられる機器においては、動的特性として周波数に対する振幅特性および位相特性が上げられるが、FM方式のテレメータ系では図1のように弁別器の前にリミッタを使用し、信号レベルを一定にしまうので、弁別器以前の振幅特性は問題とはならない。さらに混合副搬送波（以下ビデオ信号という）を伝送する系内に周波数に無関係な振幅非直線性が存在すると多数のビートが発生し、信号の位相を乱すので弁別器出力に漏話が発生する。かりにこのような振幅非直線性を、単に非直線特性と名づければ、FM テレメータの動的特性は、位相特性と非直線特性を調べることにつきる。

3. 位相特性

副搬送波発振器の瞬時角周波数を ω とし、その発振器と弁別器間の位相を $\varphi(\omega)$ とし副搬送波の中心角周波数 ω_c のまわりで Taylor 展開すれば

$$\varphi(\omega) = \varphi(\omega_c) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} [d^n \varphi / d\omega^n]_{\omega_c} (\omega - \omega_c)^n \quad (3.1)$$

で表わされる。いま $\varphi(\omega)$ が ω_c の五次項までで近似できるとし、副搬送波の最大角周波数偏移を M 、副搬

* 昭和41年11月17日受付

**計測部

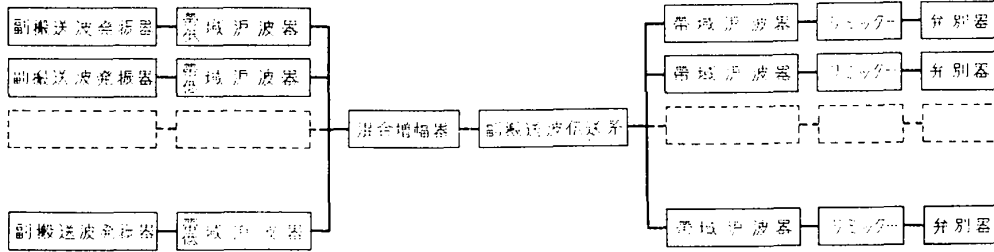


図1 FM テレメータ系統図

送波発振器入力信号の角周波数を p とすれば、弁別器の出力は $Vd = M \sin pt + \omega_c + \frac{d\varphi}{dt}$ で表わされるから (3.1) 式の ω に $\omega = \omega_c + M \sin pt$ を代入して次式を得る。

$$\begin{aligned}
 Vd = \omega_c + M & \left\{ 1 + p^2 \left[\frac{d\varphi}{d\omega} \right]_{\omega_c} + (1/8)M^2 \left[\frac{d^3\varphi}{d\omega^3} \right]_{\omega_c} \right. \\
 & \left. + (1/192)M^4 \left[\frac{d^5\varphi}{d\omega^5} \right]_{\omega_c} \right\}^{1/2} \sin(pt + \theta) \\
 & - (1/2)M^2 p \left\{ \left[\frac{d^2\varphi}{d\omega^2} \right]_{\omega_c} + (1/12)M^2 \left[\frac{d^4\varphi}{d\omega^4} \right]_{\omega_c} \right\} \\
 & \times \sin 2pt + (1/8)M^3 p \left[\frac{d^3\varphi}{d\omega^3} \right]_{\omega_c} \\
 & + (1/48)M^2 \left[\frac{d^5\varphi}{d\omega^5} \right]_{\omega_c} \cos 3pt \\
 & - (1/48)M^4 p \left[\frac{d^4\varphi}{d\omega^4} \right]_{\omega_c} \sin 4pt \\
 & + (1/384) \left[\frac{d^5\varphi}{d\omega^5} \right]_{\omega_c} \cos 5pt \times M^5 p \quad (3.2)
 \end{aligned}$$

ただし θ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 \theta = \tan^{-1} p & \left\{ \left[\frac{d\varphi}{d\omega} \right]_{\omega_c} + (1/8)M^2 \left[\frac{d^3\varphi}{d\omega^3} \right]_{\omega_c} \right. \\
 & \left. + (1/192)M^4 \left[\frac{d^5\varphi}{d\omega^5} \right]_{\omega_c} \right\} \quad (3.3)
 \end{aligned}$$

(3.2) 式右辺の第2項は p によって信号の振幅の変わることを示し、(3.3) 式は信号の位相が p によって変わることを示している。(3.2) 式の右辺第3項以下は系の位相特性が非線形であるために生ずる高調波成分である。

(a) 振幅変化率

位相特性が線形の場合

$$\left[\frac{d^n \varphi}{d\omega^n} \right]_{\omega_c} = 0, \quad n = 2, 3, 4, \dots$$

(3.2) 式から振幅変化率は

$$\left\{ 1 + p^2 \left[\frac{d\varphi}{d\omega} \right]_{\omega_c}^2 \right\}^{1/2}$$

となる。一方付録A. 1の計算から、帯域内の位相まわりを $\Delta\varphi$ 、最大角周波数偏移を M とすれば

$$\left[\frac{d\varphi}{d\omega} \right]_{\omega_c} = \Delta\varphi / 2M,$$

また IRIG 規格にしたがって変調指数 M/p を5にとれば変化率は

$$\left[1 + (\Delta\varphi / 10)^2 \right]^{1/2}$$

となる。図2の(a)は $\Delta\varphi$ について計算したもので $\Delta\varphi = 1.5\pi$ では約10%の変化があり弁別器出力に低域濾波器等を入れ保償する必要があることがわかる。

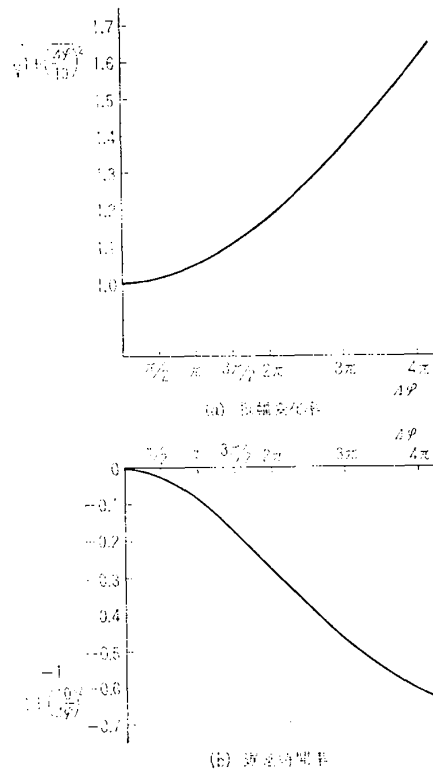


図2 位相遅れによる影響

(b) 遅延時間率

位相特性が線形の場合弁別器出力の位相は (3.3) 式より

$$\theta = \tan^{-1} p \left[\frac{d\varphi}{d\omega} \right]_{\omega_c} = \tan^{-1} p (\Delta\varphi / 2M)$$

となるから θ を p で微分すれば遅延時間 τ_d が求められる。

$$\tau_d = d\theta / dp = (\Delta\varphi / 2M) / \left[1 + (p\Delta\varphi / 2M)^2 \right]$$

したがって $p=0$ のときの遅延時間を τ_{d0} で表わし遅延時間率 $(\tau_d - \tau_{d0}) / \tau_{d0}$ を求めると

$$-1 / \left[1 + (10/\Delta\varphi)^2 \right]$$

となる。図2の(b)は $\Delta\varphi$ に対する遅延時間率を計算したものである。この遅延時間率から変調角周波数 p の変化に対して実際のどの程度の時間遅延による波形のくづれが生ずるかを、最高変調

表1 $\Delta\varphi \doteq 1.5\pi$ のときの $(\tau_d - \tau_{d0})/T$

ch. No.	cent. freq	$\tau_{d0}(\text{sec})$	$T(\text{sec})$	$(\tau_d - \tau_{d0})/T$
1	2.3kc	$1.5\pi/4\pi \times 173$	1/35	0.015
2	3.0kc	$1.5\pi/4\pi \times 225$	1/45	0.015
3	3.9kc	$1.5\pi/4\pi \times 293$	1/59	0.015
4	5.4kc	$1.5\pi/4\pi \times 405$	1/81	0.015
5	7.35kc	$1.5\pi/4\pi \times 551$	1/110	0.015
6	10.5kc	$1.5\pi/4\pi \times 788$	1/160	0.015
7	14.5kc	$1.5\pi/4\pi \times 1088$	1/220	0.015
8	22kc	$1.5\pi/4\pi \times 1650$	1/330	0.015
9	30kc	$1.5\pi/4\pi \times 2250$	1/450	0.015
10	40kc	$1.5\pi/4\pi \times 3000$	1/600	0.015

角周波数の周期を T とし、 $(\tau_d - \tau_{d0})/T$ を計算することによって推定できる。いまかりにすべてのチャンネルにわたり帯域内の位相まわり $\Delta\varphi$ が 1.5π であれば図 2 (b) から、 $(\tau_d - \tau_{d0}) \doteq \tau_d' \times 0.2$ 、したがって

IRIG 規格に準拠した 2.3kc~40kc の 10 チャンネルを考えると $(\tau_d - \tau_{d0})/T$ は表 1 のようになる。以上の結果から $\Delta\varphi \doteq 1.5\pi$ 程度では時間遅れによる波形のくずれは無視できることがわかる。

(c) 高調波歪

位相特性が非線形であるために生ずる高調波歪は (3.2) 式の第 3 項以下に示すように、 M 、 p 、および $\left[\frac{d^n \varphi}{d\omega^n} \right]_{\omega_c}$ によって決定される。しかしこの式からただちに高調波歪を推定することは困難である。そこで位相曲線が一次項+二次項のみ、一次項+三次項のみ、一次項+四次項のみ、一次項+五次項のみからそれぞれ構成されている場合について、位相曲線のもつ直線性 α によってどのような高調波歪を生ずるかを調べてみる。二次高調波歪~五次高調波歪を $k_2 \sim k_5$ とすれば、付録 A. 1 の計算結果から

一次項+二次項のみの場合

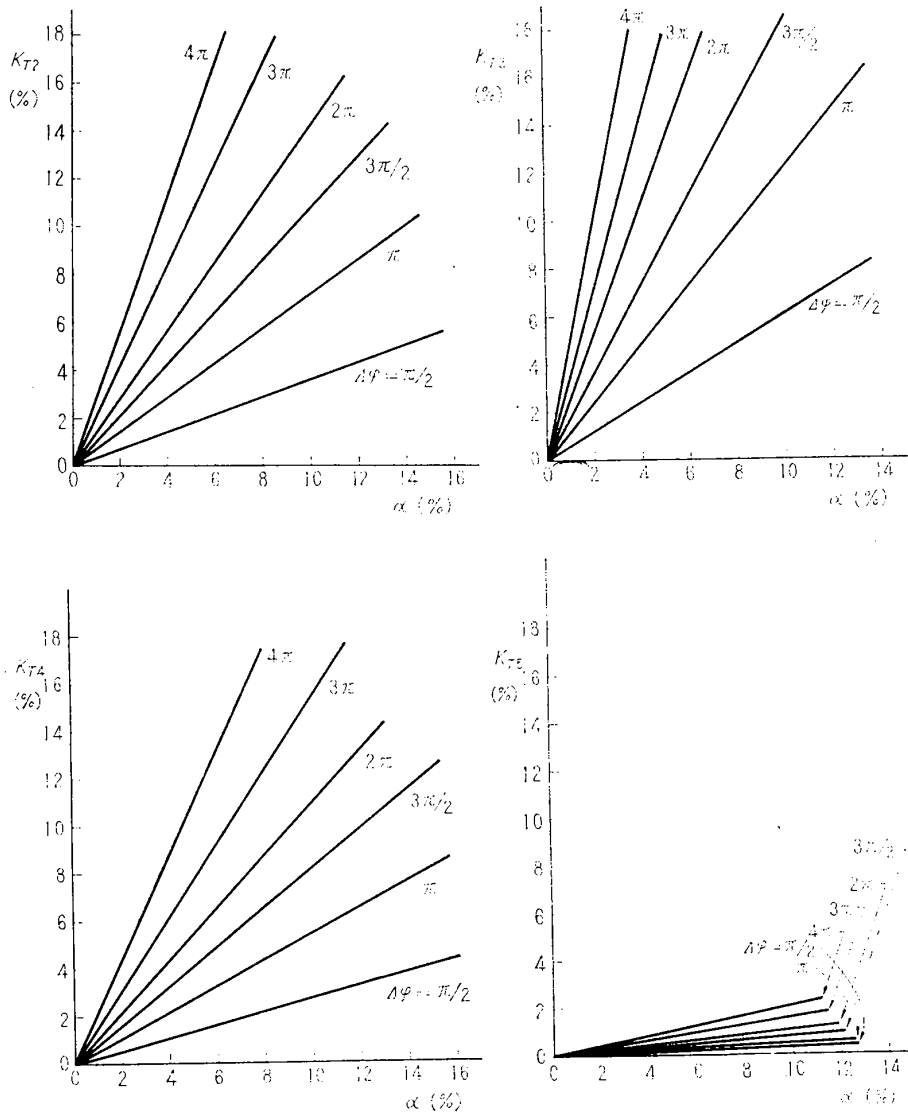


図 3 非直線位相特性による高調波歪

$$\left. \begin{aligned} k_2 &= (M/p/2) [d^2\varphi/d\omega^2]_{\omega_c} = \alpha \Delta\varphi p/M \\ k_3 &= k_4 = k_5 = 0, \quad k_{r2} = k_2 \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

ただし $\Delta\varphi$ は副搬送波帯域内での位相まわり

一次項+三次項のみの場合

$$\left. \begin{aligned} k_3 &= (M/p/8) [d^3\varphi/d\omega^3]_{\omega_c} = (9/8)\sqrt{3}\alpha\Delta\varphi p/M \\ k_2 &= k_4 = k_5 = 0, \quad k_{r3} = k_3 \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

一次項+四次項のみの場合

$$\begin{aligned} k_2 &= (M^2 p/2)(M/21) [d^4\varphi/d\omega^4]_{\omega_c} = \alpha \Delta\varphi p/M \\ k_4 &= (M^3 p/48) [d^4\varphi/d\omega^4]_{\omega_c} = (1/2)\alpha \Delta\varphi p/M \\ k_3 &= k_5 = 0 \end{aligned}$$

全歪率を k_{r4} で表わせば

$$k_{r4} = (k_2^2 + k_4^2)^{1/2} = (\sqrt{3}/2)\alpha \Delta\varphi p/M \quad (3.6)$$

一次項+五次項のみの場合

$$\begin{aligned} k_3 &= (1/8)(M^2/48) \left[\frac{d^5\varphi}{d\omega^5} \right]_{\omega_c} = (5\sqrt{5}/64)\alpha \Delta\varphi p/M \\ k_5 &= (M^4 p/384) [d^5\varphi/d\omega^5]_{\omega_c} = (5\sqrt{5}/64)\alpha \Delta\varphi p/M \\ k_2 &= k_4 = 0 \end{aligned}$$

すなわち

$$k_{r5} = (\sqrt{2} \times 5 \times \sqrt{5}/64)\alpha \Delta\varphi p/M \quad (3.7)$$

そこで $M/p=5$ にとり、 $\Delta\varphi$ をパラメータとして直線性 α と全歪率との関係を計算すると図3が得られる。図3からわかるように直線性と高調波歪は比例するが、直線性 α が一定である場合には位相曲線が高次となっても歪は急速に減少することはない。

したがって位相特性による高調波歪の少ないFMテレメータ系を構成するためには、位相曲線が高次のまがりを示さず、帯域内の位相まわりができるだけ小さくなるよう設計すべきである。図3から帯域内での位相まわりが π 以上で位相曲線の直線性 α が 10% 以上であれば、ほとんどの場合 10% 以上の高調波歪を発生させるものと考えられる。

4. 非直線特性

ビデオ信号伝送系に振幅の非直線性があると前述したように多重化された副搬送波間にビートが生じ、各副搬送波帯域におち漏話現象が生ずる。漏話のレベルは、帯域内におちるビート数と、ビートの平均振幅とに比例するものと考えられる。一般にチャンネル数が非常に大きな場合にはビートは一様に分布し白色的となるものと考えられるが、テレメータの場合は、10チャンネル内外が多いので、白色的分布になるとは考えられない。しかし各副搬送波帯域は比較的狭いのでこの間では白色的分布と考え取り扱うことにする。

(a) 帯域内のビートが出力に及ぼす影響

ω_c なる角中心周波数をもち、かつ振幅が A の副搬

送波帯域内に、 $\sum_n B_n \cos[(\omega_c + \omega_n)t + \varphi_n]$ で表わされるビートがおちた場合の出力を求める。今考えている副搬送波は p_i なる角周波数の信号で最大角周波数偏移 M_i まで周波数変調されているとすると副搬送波は $A \cos(\omega_c t - (M_i/p_i) \cos p_i t)$ で表わされる。またビートを副搬送波の同相成分と直角成分に分解すると

$$\begin{aligned} & \sum_n B_n \cos[\omega_n t + (M_i/p_i) \cos p_i t + \varphi_n] \\ & + \omega_c t - (M_i/p_i) \cos p_i t \\ & = \sum_n B_n \cos(\omega_n t + (M_i/p_i) \cos p_i t + \varphi_n) \\ & \times \cos(\omega_c t - (M_i/p_i) \cos p_i t) - \sum_n B_n \sin \\ & (\omega_n t + (M_i/p_i) \cos p_i t + \varphi_n) \sin(\omega_c t \\ & - (M_i/p_i) \cos p_i t) \end{aligned}$$

したがって副搬送波とビートを加えると

$$\begin{aligned} & A \cos(\omega_c t - (M_i/p_i) \cos p_i t) \\ & + \sum_n B_n \cos[(\omega_c + \omega_n)t + \varphi_n] \\ & = [A + \sum_n B_n \cos(\omega_n t + (M_i/p_i) \cos p_i t + \varphi_n)] \\ & \times \cos(\omega_c t - (M_i/p_i) \cos p_i t) \\ & - [\sum_n B_n \sin(\omega_n t + (M_i/p_i) \cos p_i t + \varphi_n)] \\ & \times \sin(\omega_c t - (M_i/p_i) \cos p_i t) \quad (4.1) \end{aligned}$$

したがって上式を単1余弦関数で表わすと

$$R \cos(\omega_c t - (M_i/p_i) \cos p_i t + \theta) \quad (4.2)$$

を得る。ただし

$$\begin{aligned} R \cos \theta &= A + \sum_n B_n \cos[\omega_n t + (M_i/p_i) \cos p_i t + \varphi_n] \\ & \equiv A + I_c \\ R \sin \theta &= \sum_n B_n \sin[\omega_n t + (M_i/p_i) \cos p_i t + \varphi_n] \\ & \equiv I_s \end{aligned}$$

ゆえに $A \gg B_n$ であれば

$$\theta = \tan^{-1} I_s / (A + I_c) \cong I_s / A$$

となる。したがって弁別器出力 V_d は直流分を無視して

$$\begin{aligned} V_d &= M_i \sin p_i t + d\theta/dt = M_i \sin p_i t + (1/A) \sum_n B_n \\ & \times (\omega_n - M_i \sin p_i t) \cos(\omega_n t + (M_i/p_i) \cos \\ & p_i t + \varphi_n) \quad (4.3) \end{aligned}$$

で与えられる。

前述したように帯域内のビートは白色的分布をしていると考えると $B_n(\omega_n - M_i \sin p_i t)$ の平均値を振幅とする余弦関数の集合と考えられる。したがって

$$\begin{aligned} \overline{B_n(\omega_n - M_i \sin p_i t)} &= \overline{B_n} \cdot \overline{(\omega_n - M_i \sin p_i t)} \\ &= \overline{B_n} \int_{-M_i}^{M_i} \int_0^{p_i/2\pi} (\omega_n - M_i \sin p_i t) dt d\omega \\ & \times (2\pi/2M_i p_i) = (M_i/\sqrt{3}) \overline{B_n} \end{aligned}$$

ゆえに V_d は

$$V_d = M_i \sin p_i t + (M_i/\sqrt{3}A) \sum_n \overline{B_n} \cos(\omega_n t) \\ + (M_i/p_i) \cos p_i t + \varphi_n \quad (4.4)$$

となる。さらに多重化により、振幅の多重化利得が生じ

$$\sum_n \overline{B_n} \cos(\omega_n t + (M_i/p_i) \cos p_i t + \varphi_n)$$

は $\sum_n \overline{B_n}$ より小さくなるが、今かりに各チャンネルの帯域内におちるビート数は10本程度であると考えたと付録A.3に述べるような理由から

$$\sum_n \overline{B_n} \cdot \cos(\omega_n t + (M_i/p_i) \cos p_i t + \varphi_n) / \sum_n \overline{B_n} \\ = 0.566$$

となり、 i 番目のチャンネルの漏話量は(4.4)式の第2項を第1項の振幅で割ることによって得られ

$$D_i = \sum_n \overline{B_n} / 3.06A \quad (4.5)$$

となる。

(b) 非直線特性による副搬送波出力の漏話

ビデオ信号の最大振幅を x_0 、瞬時振幅を x 、伝送系の増幅度を a 、直線性を β で表わすと伝送系の出力 y は付録A.2から次式のように与えられる。一次項+二次項からなる非線形の場合

$$y = a(x + 2\beta x^2/x_0) \quad (4.6)$$

一次項+三次項からなる非線形の場合

$$y = a\{x + \sqrt{3}\beta x^3/(1 - \sqrt{3}\beta)x_0^2\} \quad (4.7)$$

(4.6)式および(4.7)式の x に多重化信号

$$x = \sum_i A_i \cos \omega_i t$$

を代入し直流項を無視すると次式を得る。

$$y = a\left\{ \sum_i A_i \cos \omega_i t + 2\beta(1/x_0) \sum_{j,k}^{j \neq k} A_j A_k \cos(\omega_j + \omega_k)t \right. \\ \left. + \sum_{j,k}^{j \neq k} A_j A_k \cos(\omega_j - \omega_k)t + (1/2) \sum_i A_i^2 \cos 2\omega_i t \right\} \quad (4.8)$$

$$y = a\left\{ \sum_i A_i \cos \omega_i t + \sqrt{3}\beta[1/(1 - \sqrt{3}\beta)x_0^2] \sum_{j,k}^{j \neq k} \right. \\ \left. (3A_i^3/4 + 3A_j^2 A_i/2) \cos \omega_i t + (1/4) \sum_k A_k^3 \cos 3\omega_k t \right. \\ \left. + (3/4) \sum_{l,m}^{l \neq m} A_l^2 A_m (\cos(2\omega_l + \omega_m)t \right. \\ \left. + \cos(2\omega_l - \omega_m)t) + (1/4) \sum_{0,q,r}^{0 \neq q \neq r} A_0 A_q A_r (\cos(\omega_0 + \omega_q \right. \\ \left. + \omega_r)t + \cos(\omega_0 - \omega_q + \omega_r)t + \cos(\omega_0 - \omega_q - \omega_r)t) \right\} \quad (4.9)$$

したがって副搬送波を混合するさい、振幅を均等にすれば、 $A_i = 1$ 、ただし $i = 1, 2, \dots, n$

一次項+二次項のみの非線形の場合

$$D_i = (1/3.06)(2\beta/x_0)[n_i + (1/2)s_2 \delta_i] \quad (4.10)$$

を得る。ただし n_i は i 番目の副搬送帯域に入る和と

差のビートの数。 $s_2 \delta_i$ は i 番目の副搬送帯域にはいる二次高調波の数。

一次項+三次項のみの場合は

$$D_i = [\sqrt{3}\beta/(1 - \sqrt{3}\beta)x_0^2 \times 3.06 \\ \times (1 + 9\sqrt{3}\beta/4(1 - \sqrt{3}\beta)x_0^2)] \\ \times [3n_i/4 + s_3 \delta_i/4 + n_i'/4] \quad (4.11)$$

を得る。ただし n_i は i 番目の副搬送帯域にはいる $2\omega_i$ と ω_m の和と差のビートの数。 $s_3 \delta_i$ は i 番目の副搬送帯域にはいる三次高調波の数。 n_i' は i 番目の副搬送帯域にはいる ω_0 、 ω_q および ω_r のそれぞれの和および差のビートの数。

また副搬送波に 6dB のテーバーをつけると、 i 番目の副搬送波振幅は

$$A_i = \omega_i d \quad \left. \vphantom{A_i} \right\} \quad (4.12) \\ \text{ただし } d = x_0 / \sum_i \omega_i$$

で表わされる。したがって一次項+二次項のみの非線形の場合、弁別器出力の漏話量は、(4.8)式(4.12)式を(4.7)式に代入して求められる。

$$D_i = [2d\beta/3.06x_0\omega_i] \left[\overline{n_i(\omega_j\omega_k)}_i \right. \\ \left. + (1/2)(\overline{\omega_j^2})_{i=2j} \times s_2 \delta_i \right] \quad (4.13)$$

ただし $\overline{(\omega_j\omega_k)}_i$ は、 i 番目の帯域内におちる ω_j と ω_k の角周波数の和と差のビートの振幅を $[2d\beta/3.06x_0\omega_i]$ で除したものと平均値であり $(1/2)(\overline{\omega_j^2})_{i=2j}$ は、やはり i 番目の帯域内におちる二次高調波を $[2d\beta/3.06x_0\omega_i]$ で除したものと平均値である。

また一次項と三次項のみからなる非線形の場合も同様にして

$$D_i = [\sqrt{3}\beta d^2/(1 - \sqrt{3}\beta)x_0^2] \left[3n_i(\overline{\omega_j^2\omega_k})_i/4 \right. \\ \left. + s_3 \delta_i(\overline{\omega_j^3})_{i=3j}/4 + n_i'(\overline{\omega_0\omega_q\omega_r})_i/4 \right] / 3.06 \\ \times [\omega_i + (\sqrt{3}\beta d^2/(1 - \sqrt{3}\beta)x_0^2) \\ \times (3\omega_i^3/4 + \omega_i \sum_{j=1}^{i-1} \omega_j/2)] \quad (4.14)$$

ただし $3(\overline{\omega_j^2\omega_k})_i/4$ は i 番目の帯域におちるビートで角周波数が $2\omega_j + \omega_k$ 、 $2\omega_j - \omega_k$ であるものの振幅を $[\sqrt{3}\beta d^2/(1 - \sqrt{3}\beta)x_0^2\omega_i \times 3.06]$ で除したものの平均値であり、 $(\overline{\omega_j^3})_{i=3j}/4$ は i 番目の帯域内におちる三次高調波振幅を除したものの平均値で、また $(\overline{\omega_0\omega_q\omega_r})_i$ も同様に角周波数が、

$\omega_0 + \omega_q + \omega_r$ 、 $\omega_0 - \omega_q + \omega_r$ 、 $\omega_0 - \omega_q - \omega_r$ のビートのうち i 番目の帯域におちるものの振幅を上記の値で除したものの平均値である。

(c) 10チャンネル多重テレメータについての計算
実際のテレメータ系の漏話量を知るため、IRIG規格に準拠した次のような中心周波数の副搬送波10チャンネルについて、漏話量の計算を行なった。

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= 2\pi \times 2.3 \times 10^3 \text{ c/s} \\ \omega_2 &= 2\pi \times 3.0 \times 10^3 \text{ c/s} \\ &\vdots \\ \omega_9 &= 2\pi \times 30 \times 10^3 \text{ c/s} \\ \omega_{10} &= 2\pi \times 40 \times 10^3 \text{ c/s} \end{aligned} \right\} \quad (4.15)$$

振幅を均等にして混合した場合

$$\begin{aligned} A_i &= 1 \quad (i=1, 2, \dots, 10) \quad \text{すなわち} \\ x_0 &= \sum_i A_i = 10 \end{aligned} \quad (4.16)$$

振幅に 6dB のテーパを付けて混合した場合

$$d = x_0 / \sum_i \omega_i = 10 / \sum_i \omega_i = 1.146 \times 10^{-5} \quad (4.17)$$

$$A_i = d \omega_i = 1.146 \times 10^{-5} \times \omega_i$$

(4.8) 式から一次項+二次項の非線形の場合に発生するビート周波数を計算し、そのうち、各副搬送波帯域におちるビート数を求めたのが図4である。また、(4.9) 式から一次項+三次項の非線形の場合に発生するビート周波数を計算し、各帯域におちるビート数を求めたのが図5である。

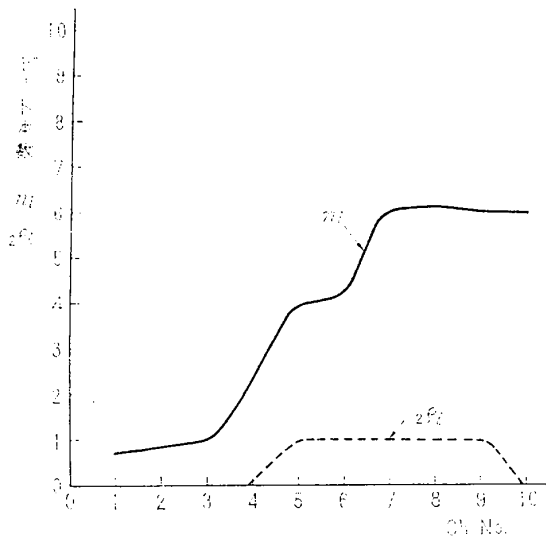


図4 二次非直線特性時のビート数

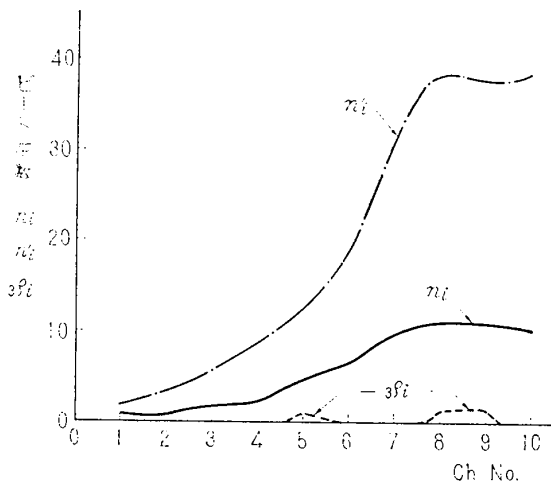


図5 三次非直線特性時のビート数

さらに副搬送波振幅に 6dB のテーパを付けた場合に帯域内におちるビートの相対的な振幅と考えられる

$$\begin{aligned} & \overline{(\omega_j \omega_k)}_j, \quad (1/2) \overline{(\omega_j^2)}_i = 2f_j, \quad 3 \overline{(\omega_j^2 \omega_k)}_i / 4, \\ & \overline{(\omega_j^3)}_j = 3f_j / 4, \quad \overline{(\omega_0 \omega_q \omega_r)}_i / 4 \end{aligned}$$

を求めたのが図6、図7であり、図6は一次項+二次項の非線形からなる場合で、図7は一次項+三次項からなる非線形の場合である。

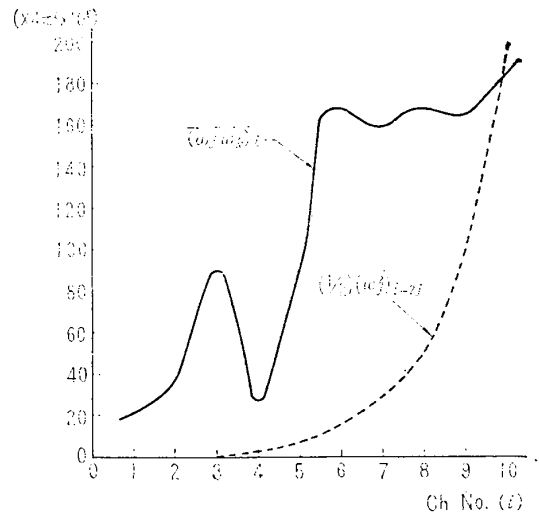


図6 二次非直線特性時の相対的ビート振幅(平均値)

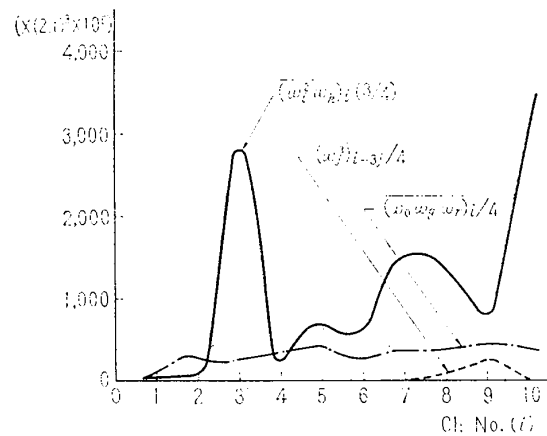


図7 三次非直線特性時の相対的ビート振幅(平均値)

(4.15)~(4.17)式までの値と、図4~図7で示されている値を、(4.10)式、(4.11)式、(4.13)式および(4.14)式に代入し直線性βをパラメータとして各チャンネルの漏話量 D_i を求めたのが図8、図9で、図8は非直線特性が一次項+二次項のみからなる場合で図9は一次項+三次項のみからなる場合である。

以上の計算は、各副搬送波帯域におちこむビート数は約10本であると仮定し、(4.5)式により行なったものであるが実際には図4、図5をみるとわかるように、非直線特性が一次項+二次項よりなる場合には最大6本程度で付録A. 3の表から振幅減少率は 0.715 ゆ

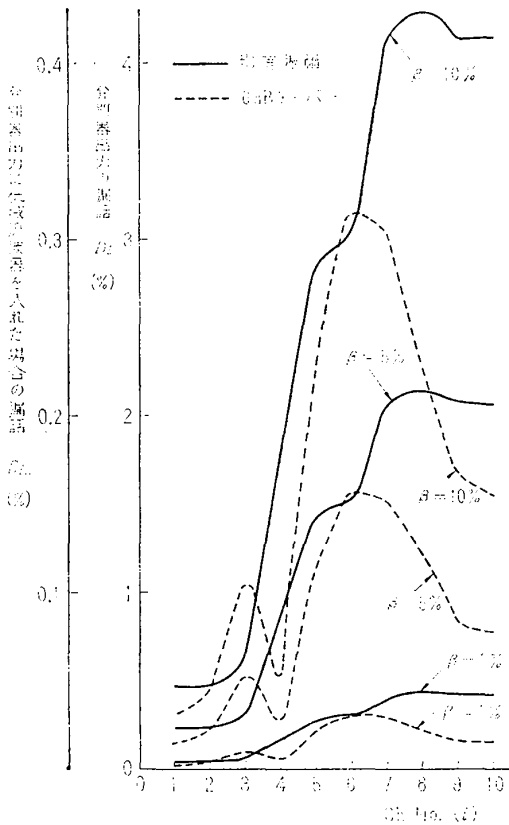


図8 二次非直線特性時の漏話量

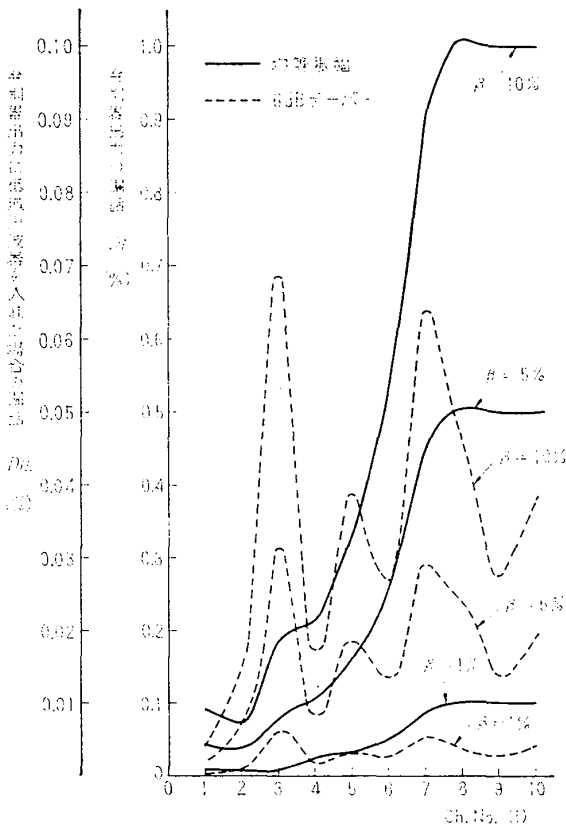


図9 三次非直線特性時の漏話量

え $0.715/0.566=1.26$ 倍程度この計算結果より大きくなると考えられる。したがって直線性 $\beta=10\%$ 程度では、各チャンネルとも図8の最大の値4.3%に

1.26 を乗じた値 $4.3 \times 1.26 \approx 5.5\%$ より小さな値を示す。また低域濾波器をそう入し $p_{i\max}$ で漏話を遮断すれば $p_{i\max}/2M_i=1/10$ ゆえ 5.5% の $1/10$ すなわち 0.55% 以下の値となる。一方一次項+三次項からなる場合には4番目の副搬送波帯域内には約10本のビートがおち込み、3番目以下におち込むビートは10本以下、5番目以上ではしだいに増大し、8, 9, 10番目の帯域には約50本のビートがおち込んでいる。したがって3番目以下のチャンネルの漏話はこの計算結果より大きくなり、5番目以上では小さくなる。3番目のチャンネルの場合、ビート数は7であるから、付録A.3の表から振幅減少率は0.66, したがって $0.66/0.566 \approx 1.18$ 倍程度大きな値を示す。また8, 9, 10番目のチャンネルでは、ビート数が50であり振幅減少率は0.255したがって $0.255/0.566=0.4$ 倍、すなわちこの計算結果の約 $1/2$ となる。ゆえに、図9から6dBのテーパをつけたときの第3チャンネルの漏話が最大となると考えられる。したがって各チャンネルの漏話は $0.688 \times 1.18 \approx 0.8\%$ 以下、低域濾波器をそう入すれば 0.08% 以下となる。このように非直線特性が高次項よりなる場合のほうが漏話が少ないのは、ビートの分布が広い周波数帯域に広がり個々の副搬送波帯域におち込むビートエネルギーが減少するため、二次の場合を計算しておけば十分と考えられる。

5. 全系についての検討

「4」に述べた結果から副搬送波伝送系の非直線特性による漏話量は低域濾波器をもちいるかぎりかなり小さなものであることがわかったが、実際のテレメータ系では、副搬送波伝送系は主変調器、電力増幅器、送信アンテナ、伝ば空間、受信アンテナ、受信機、ビデオ増幅器などからなり、そのうちで、最も非直線特性をもちやすいものとして上げられるのは、主変調器+電力増幅器および受信機+ビデオ増幅器である。したがって、主変調器+電力増幅器ならびに受信機+ビデオ増幅器の直線性が、全体の直線性にどのように影響を与えるかを調べれば、漏話に関しての設計規準が明らかとなる。いまかりに主変調器+電力増幅器の非直線特性も、受信機+ビデオ増幅器の非直線特性も、ともに一次項+二次項のみからなるものとする。主変調器入力(ビデオ)信号の最大値を E_1 、電力増幅器出力信号の最大角周波数偏移を M 、主変調器+電力増幅器の直線性を γ 、ビデオ増幅器の最大出力値を E_2 、受信機+ビデオ増幅器の直線性を δ とし、主変調器の瞬時入力を x 、電力増幅器出力の瞬時角周波数偏移を

y , ビデオ増幅器の瞬時出力を z とすれば, 付録 A.2 を参照して次式を得る。

$$y = (M/E_1)(x + 2\gamma x^2/E_1) \quad (5.1)$$

$$z = (E_2/M)(y + 2\delta y^2/M) \quad (5.2)$$

したがって (5.1) 式を (5.2) 式に代入し, γ, δ が小さいと考え $\gamma\delta, \gamma^2, \delta^2$ 以上の項を省略すると次式を得る。

$$z = (E_2/E_1)(x + 2(\gamma + \delta)x^2/E_1) \quad (5.3)$$

ゆえに $\gamma + \delta = \xi$ とおけば, (5.1) 式 (5.2) 式と全く同じ形となり, 全体の直線性は, 個々のそれを加えたものとなる。したがって γ, δ をそれぞれ 5% とすれば全体の直線性は 10% となり, 「4」で述べた理由により弁別器出力に低域濾波器を入れた FM テレメータ系の各チャンネルの漏話は約 0.6% 以下となることがわかる。

以上のように, 非直線特性のおよぼす影響すなわち漏話量はかなり小さく, FM テレメータ系の動的特性はおもに位相特性によって決定されるので, できるだけ位相まわりの少ない, かつ位相直線性の良い伝送系を構成すべきである。副搬送波発振器出力段の濾波器についていうと, たとえば M 社製の 40kc 副搬送波用帯域濾波器の振幅特性および位相特性は図 10 のとおりで, 帯域内位相まわりは約 2π , 位相直線性は 3.5% である。しかしながら図 11 に示す低域濾波器では, 位相まわりは $\pi/4$ 以下になり, かつ位相直線性は約 3.5% 程度である。したがって, (3.4) 式から, このような低域濾波器を使えば高調波歪は帯域濾波器を使用した場合の $1/8$ にも減少する。次に副搬送波伝送系の位相特性であるが, 特に高感度の受信を行なうため狭帯域化しなければ, 全帯域 2kc~50kc にわたっての位相まわりは, π 程度と考えられ, したがって副搬送波帯域は全帯域に対し十分狭いので位相まわりは無視できる。また弁別器入力段の帯域濾波器については, もし図 10 の特性の濾波器を使用すれば, 位相曲線が二次の非線形をもつと考えると, 図 3 の k_{T2} から, ここだけで発生される高調波歪は 5% にも達する。もし弁別器出力に遮断角周波数が $p_{i\max}$ 低域濾波器をそう入すれば, 信号角周波数 p_i が, $p_i > (1/2)p_{i\max}$ となる場合には, 高調波は遮断されるから, 最大高調波歪は $5 \times (1/2)\% = 2.5\%$ の歪率となる。

以上の考察から FM テレメータを設計する際に動的特性上から注意すべき点は, 特に弁別器入力段の副搬送波帯域濾波器の位相特性であることがわかる。

FM テレメータ系で期待できる動的歪を大ざっぱに推定するため, 次のような仮定を行ない系全体の動的

歪を求めてみよう。

副搬送波伝送系の非直線特性の直線性は 10%, 位相特性は無視できるものとする。発振器出力段の低域濾波器の帯域内位相まわり $\Delta\varphi_1$ は $\pi/4$, 直線性 α_1 は 3.5% とし, 図 12 の (a) のような振幅減衰特性をもつ弁別器入力段の帯域濾波器を考える。この濾波器の位

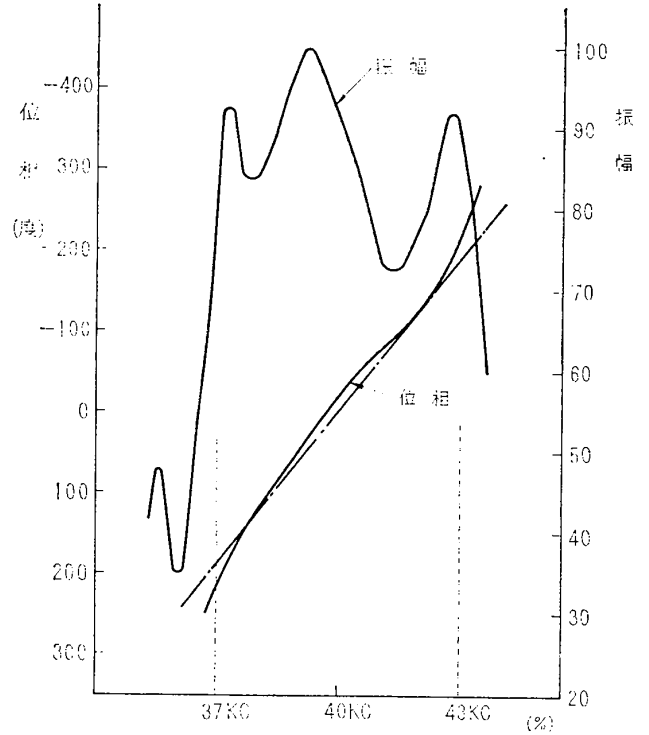


図 10 M 社製帯域濾波器特性

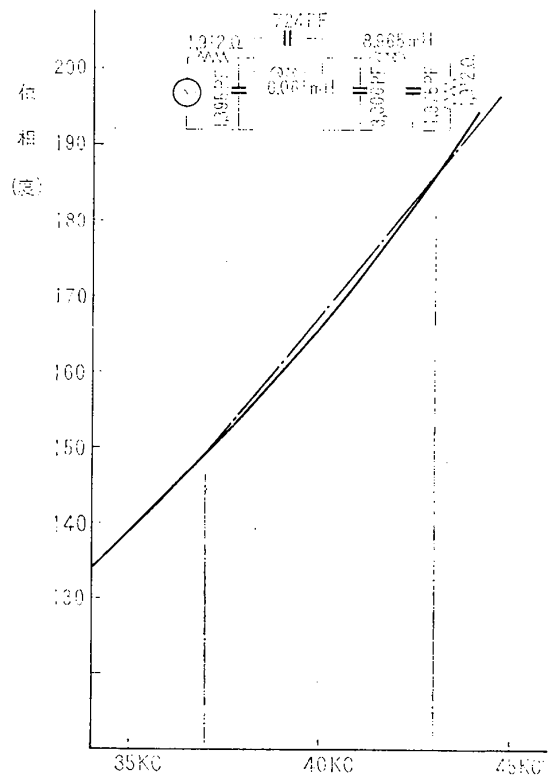


図 11 低域濾波器位相特性

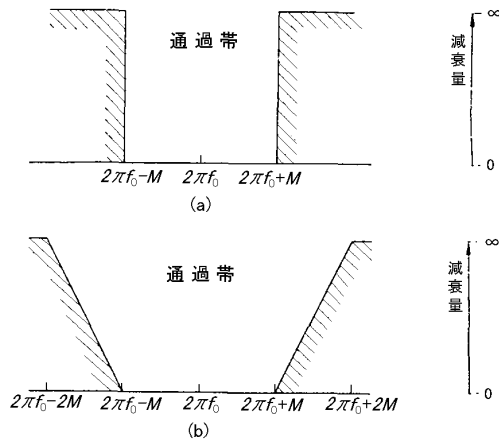


図 12 帯域濾波器特性

特性は、位相まわりが 2π で、直線性が 3.5% であるとする。今この帯域濾波器の振幅減衰特性を図 12 の (b) のように、帯域を広げると、通過帯域エネルギーは 3/2 倍となり、それにつれて、 $\pm M$ の帯域での位相まわり $\Delta\varphi_2$ は $2\pi/(3/2) = 4\pi/3$ となり直線性 α_2 も $3.5/(3/2) = 2\%$ となると仮定する。発振器から弁別器までの位相は、二つの濾波器の位相曲線が一次項 + 二次項のみからなるものと考えれば、付録 A. 2 を参照して

$$(\Delta\varphi_1/2M)(\omega + 2\alpha_1\omega^2/M) + (\Delta\varphi_2/2M) \times (\omega + 2\alpha_2\omega^2/M) = [(\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)/2M] \times [\omega + 2(\alpha_1\Delta\varphi_1 + \alpha_2\Delta\varphi_2)\omega^2/M(\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)]$$

となるから

$$\Delta\varphi_1 = \pi/4, \Delta\varphi_2 = 4\pi/3, \alpha_1 = 3.5\%, \alpha_2 = 2\%$$

を代入すれば $\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 = 1.58\pi$,

$$\text{直線性 (全体の)} = (\alpha_1\Delta\varphi_1 + \alpha_2\Delta\varphi_2) / (\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2) = 2.24\%$$

となる。ゆえに位相高調波歪は図 3 の k_{T2} から約 2.5% となり弁別器出力段に低域濾波器をそう入すれば約 1.25% となる。一方弁別器入力段の帯域濾波器の帯域を広げて、通過エネルギーを $3/2 = 1.5$ 倍としたのであるから非直線特性による漏話量も 1.5 倍となり $0.55 \times 1.5 = 0.825\%$ となる。したがってこのようなテレメータ系の動的歪としては、副搬送波発振器と弁別器の非線形効果による歪を 1% 弱と考えれば、全体としての動的歪は 3% 程度になるであろう。上に仮定した、それぞれの値は決してそれほど不合理な値ではないから、FM テレメータを設計する際の目標値としてきしつかえないものと考えられる。

6. 結 論

以上「1」～「5」までの結果をまとめると次のようになる。

(1) FM テレメータ系における時間遅れによる伝送波形のくづれは、帯域内の位相まわりをある程度小さくすれば無視してよい。

(2) 系の位相特性による振幅変化は系の位相まわりが小さくなるように注意して設計すれば 10% 程度*におさめられる。弁別器出力段に低域濾波器を入れればさらに小さくすることができる。

(3) 10 チャンネルのテレメータではビデオ伝送系の非直線特性による漏話は直線性 10%** に対し 0.5 ~ 0.6% 程度でそれほど大きな値とならない。

(4) FM テレメータ系の動的歪に最も大きな影響を与えるのは位相特性による高調波歪で特に弁別器入力段の帯域濾波器の位相まわりが小さくなるように注意する必要がある。

(5) 10 チャンネルのテレメータの動的特性としては、全チャンネルの歪率を 3% 程度におさえるのを目標としてよい。

7. あとがき

以上特に 10 チャンネルの系について解析を行ってきたが、チャンネル数の小さな系では漏話はさらに小さくなるので、この 3% 程度の動的歪より小さな歪量とすることは容易であると思われる。またチャンネル数の大きな系でも同じような取扱方で解析が行なえる。いずれにしても国内では 10 チャンネル程度の系が非常に多く、そのほとんどのものは、弁別器入力段の濾波器に減衰特性が必要以上に急峻なものを使うなど、漏話を気にしすぎた設計が行なわれ、かえって全系の特性を悪化しているようである。そのような理由から設計の際に以上の結果を参考にしていただけたら幸である。

最後に終始ご指導いただいた樋口計測部長ならびに田畑計測研究室長に対し深謝いたします。

注) * 従来使われて来た FM テレメータ装置では、 $3\pi \sim 4\pi$ 程度の位相まわりをもち、その結果 40% 以上も振幅変化のあるものが非常に多い。

** 国内各社の製作した送信機および受信機の直線性はそれぞれ 4~5% となっており、したがってビデオ伝送全体の直線性は 8~10% 程度である。

付録 A. 1 位相特性による高調波歪

$\varphi(\omega)$ が ω に関し一次項と二次項のみで表わされる場合には

$$\varphi(\omega) = \varphi(\omega_c) + \left[\frac{d\varphi}{d\omega} \right]_{\omega_c} (\omega - \omega_c) + (1/2) \left[\frac{d^2\varphi}{d\omega^2} \right]_{\omega_c} (\omega - \omega_c)^2 \quad (A. 1. 1)$$

であるから $\omega = \omega_c + M$, $\omega_c - M$ に対する $\varphi(\omega)$ をそれぞれ φ_1 , φ_2 とすれば

$$\varphi_1 = \varphi(\omega_c) + \left[\frac{d\varphi}{d\omega} \right]_{\omega_c} M + (1/2) \left[\frac{d^2\varphi}{d\omega^2} \right]_{\omega_c} M^2 \quad (A. 1. 2)$$

$$\varphi_2 = \varphi(\omega_c) - \left[\frac{d\varphi}{d\omega} \right]_{\omega_c} M + (1/2) \left[\frac{d^2\varphi}{d\omega^2} \right]_{\omega_c} M^2 \quad (A. 1. 3)$$

となるから, $\varphi_1 - \varphi_2 = \Delta\varphi$ とすれば

$$\left[\frac{d\varphi}{d\omega} \right]_{\omega_c} = \Delta\varphi / 2M \dots\dots\dots (A. 1. 4)$$

これは $\varphi(\omega)$ の $\omega = \omega_c$ における微係数と, φ_1 と φ_2 を結んだ直線の微係数 (こう配) が等しいことを示している。 φ_1 と φ_2 を結ぶ直線の方程式 $\Phi(\omega)$ は, 次式で与えられる。

$$\Phi(\omega) - \varphi(\omega_c) - \left[\frac{d\varphi}{d\omega} \right]_{\omega_c} M - (1/2) \left[\frac{d^2\varphi}{d\omega^2} \right]_{\omega_c} M^2 = \left[\frac{d\varphi}{d\omega} \right]_{\omega_c} (\omega - \omega_c - M) \quad (A. 1. 5)$$

したがって $\varphi(\omega) - \varphi(\omega)$ の最大値は, (A. 1. 1) 式と (A. 1. 5) 式を使って計算すると, $\omega = \omega_c$ のときに生じ, その値は $(1/2) \left[\frac{d^2\varphi}{d\omega^2} \right]_{\omega_c} M^2$ となる。

ゆえに直線性 α を次のように定義すれば

$$\alpha = \{ \Phi(\omega_c) - \varphi(\omega_c) \} / \Delta\varphi$$

次式を得る。

$$\alpha = (M/4) \left[\frac{d^2\varphi}{d\omega^2} \right]_{\omega_c} / \left[\frac{d\varphi}{d\omega} \right]_{\omega_c} \quad (A. 1. 6)$$

(3. 2) 式の

$$p^2 \left(\left[\frac{d\varphi}{d\omega} \right]_{\omega_c} + (1/8) M^2 \left[\frac{d^3\varphi}{d\omega^3} \right]_{\omega_c} + (1/192) M^4 \left[\frac{d^5\varphi}{d\omega^5} \right]_{\omega_c} \right)^2$$

が 1 より十分小さく,

$$\left[\frac{d^n\varphi}{d\omega^n} \right]_{\omega_c} = 0 \quad (n=3, 4, \dots)$$

であるとし, (3. 2) 式の右边第 3 項の振幅を第 2 項のそれで割って二次高調波歪を求めると

$$k_2 = k_{r2} = (1/M) (M^2 p / 2) \cdot (4\alpha / M) (\Delta\varphi / 2M) = \alpha \Delta\varphi p / M \left. \begin{matrix} \\ \\ k_3 = k_4 = k_5 = 0 \end{matrix} \right\} \quad (A. 1. 7)$$

を得る。 $\varphi(\omega)$ が一次項+三次項, 一次項+四次項および一次項+五次項のみからなる場合にも,

$\Phi(\omega) - \varphi(\omega)$ の最大値を $\Delta\varphi$ で除して直線性を定義し, (3. 2) 式を使って計算すれば, (3. 5)~(3. 7) 式が得られる。

付録 A. 2 直線性と入出力の関係

系が一次項+二次項のみからなる非直線特性の場合, 系の出力 y は次式で与えられる。

$$y = ax + bx^2 \quad (A. 2. 1)$$

ここで b は任意の定数である。最大振幅時の出力を y_+ , y_- で表わせば

$$y_+ = ax_0 + bx_0^2 \quad (A. 2. 2)$$

$$y_+ - y_- = 2ax_0 \quad (A. 2. 3)$$

(y_+, x_0) , (y_-, x_0) を通る直線 Y は

$$Y = y_+ + a(x - x_0) \quad (A. 2. 4)$$

となり $Y - y$ の最大値は, (A. 2. 1) 式と (A. 2. 4) 式を使って計算すると $x = 0$ の時生じ

$$Y(0) - y(0) = bx_0^2 \quad (A. 2. 5)$$

となる。したがって直線性 β を次のように定義すれば

$$\beta = \{ Y(0) - y(0) \} / (y_+ - y_-) = \frac{bx_0}{2a} \quad (A. 2. 6)$$

副搬送波伝送系の出力 y は

$$y = ax + 2a\beta x^2 / x_0 = a(x + 2\beta x^2 / x_0) \dots\dots\dots (A. 2. 7)$$

を得る。次に一次項+三次項の非直線特性の場合には, 系の出力 y は

$$y = ax + cx^3 \quad (A. 2. 8)$$

で与えられ, 最大入力振幅時の出力を y_+ , y_- で表わせば

$$y_+ = ax_0 + cx_0^3 \quad (A. 2. 9)$$

$$y_+ - y_- = 2ax_0 + 2cx_0^3 \quad (A. 2. 10)$$

となり (y_+, x_0) , $(y_-, -x_0)$ を通る直線 Y は

$$Y = (a + cx_0^2)x \quad (A. 2. 11)$$

で与えられる。

$Y - y$ の最大値は, (A. 2. 8) 式と (A. 2. 11) 式を使って計算すると $x = x_0 / \sqrt{3}$ のときに生じ

$$Y(x_0 / \sqrt{3}) - y(x_0 / \sqrt{3}) = 2cx_0^3 / \sqrt{3} \quad (A. 2. 12)$$

となる。直線性 β を次のように定義すれば

$$\beta = \{ Y(x_0 / \sqrt{3}) - y(x_0 / \sqrt{3}) \} / (y_+ - y_-) \quad (A. 2. 13)$$

副搬送波伝送系の出力 y は次式で与えられる。

$$y = a(x + \sqrt{3}\beta x^3 / (1 - \sqrt{3}\beta)x_0^2) \quad (A. 2. 14)$$

付録 A. 3 振幅減少率

一定振幅（均等振幅）の正弦波，または余弦波を加えた場合の振幅の多重化利得は，振幅の時間に対する分布率で表わされる。いま多重化チャンネル数を n とし， $(1-10^{-2}) \times 100\%$ の時間は $H[c_n(H)=1-10^{-2}]$ 以下の振幅であり，いかなる時間においても，振幅が超えない値を $H[c_n(H)=1]$ とすれば，多重化利得（振幅減少率）は

$$H[c_n(H)=1-10^{-2}]/H[c_n(H)=1]$$

で表わされる。文献3) の図5・3・2 からこの値を計算すると次表が得られる。

表A・3・1 振幅減少率

n	$H[c_n(H)=1-10^{-2}]/H[c_n(H)=1]$
1	1.00
2	1.00
3	0.920
4	0.855
5	0.765
6	0.715
7	0.660
8	0.620
9	0.581
10	0.566
20	0.403
50	0.255

文献

- 1) W. R. Bennett, "Methods of Solving Noise Problems" Proceedings of the IRE, Vol. 44 (May, 1956), PP 609~638
- 2) Rice, S. O. "Properties of a Sin Wave Plus Random Noise" BSTJ, Vol. 27 (January, 1948), PP 101~157
- 3) Myron. H. Nichols, Laurence L. Rauch. "Radio Telemetry" John Wiley & Sons, Inc 1956

TR-114	フライングテストベッドの高度制御システムの検討 (I) Analytical and Simulation Studies of the Height Control of the Flying Test Bed (I)	1966年8月	武田 峻, 甲斐忠夫
TR-115	NAL-16 ロケットの研究試作および飛しょう実験 -D型およびIT型- Single-Stage Solid Propellant Rocket (NAL-16)	1966年8月	ロケット性能研究室
TR-116	50cm 極超音速風洞の計画と構造 Design and Construction of the 50cm Hypersonic Wind Tunnel at National Aerospace Laboratory	1966年9月	極超音速風洞建設グループ
TR-117	弾性振動方程式の差分解に関するエネルギー不等式 Energy Inequalities for the Difference Solutions of Equations of Elastic Vibration	1966年10月	三好 甫
TR-118	高負荷燃焼器の箱形モデルによる実験 Some Experiments on High Intensity Combustor with Partial Models	1966年10月	大塚貞吉, 福田 広 相波哲朗
TR-119	多次元1階準線型双曲型方程式の解の存在について On the Existence of Discontinuous Solutions of the Cauchy Problem for Quasi-Linear First-Order Equations	1966年10月	小島清史
TR-120	航技研フライングテストベッドの姿勢制御方式 Analytical and Simulation Studies on the Attitude Control System of the Flying Test Bed	1966年11月	武田 峻, 堀川勇壮 小川敏雄, 森 幹彦
TR-121	パルスレシオ変調回路およびその修正回路について Some Circuits for Pulse Ratio Modulation and their Modified Circuits	1966年11月	村上 力
TR-122	失速が起こるような高い迎角で, 調和振動する二次元翼に働く空気力に対する半実験的理論 Semi-Empirical Theory to Estimate the Airforces Acting on the Harmonically Oscillating Two-Dimensional Wing at High Angle to Attack Where Separation Can Occur	1966年12月	磯貝紘二
TR-123	姿勢制御用空気ジェットノズルの研究 A Study on Air Jet Nozzles for the Attitude Control	1966年12月	滝沢直人, 西村博史 藤枝郭俊, 田辺義一 渋谷昭義

航空宇宙技術研究所報告124号

昭和41年12月発行

発行所 航空宇宙技術研究所
東京都調布市深大寺町1880
電話武蔵野三鷹(0422)44-9171 (代表)

印刷所 株式会社 東京プレス
東京都板橋区桜川 2~27~12
