

UHF 位相変調多重無線装置の干渉雑音

Interference on UHF-PM Multiplex Radio Equipment

鈴木 虎 雄*
Torao Suzuki

内 容 梗 概

最近 UHF 帯小容量多重無線装置の需要の増加に伴い、移動無線装置と同様、混信妨害が回線設計上重要な問題となってきた。

本文はこの種装置において起こる干渉について設計論的な立場から分類し、特に側波干渉雑音、振幅変調干渉雑音、感度抑圧雑音についてはその発生機構と計算法を明らかにした。

1. 緒 言

一般に VHF ないし UHF 帯では、利用周波数帯域幅が本質的に狭いことと、移動無線を含めて、その需要の急激な増加から必然的に同一地区における周波数の輻輳(ふくそう)をきたし、他ルートとの干渉について考慮を払わずには回線設計できない状態に次第になりつつある。このことは情報伝送の媒体として共通の空間を利用する無線通信においては当然いずれは逢着する運命であり、やがてはマイクロ波帯においても考えねばならない問題であろう。VHF ないし UHF 帯の位相変調移動無線機では、はやくからこれらの問題は深刻であり、チャンネル・スプリットを行なって有効無線周波数チャンネルの増加をはかるとともに、一方機器設計の面からは、その都度干渉についてのあらたなる設計的考慮を払ってきた⁽¹⁾⁽²⁾。

このことは、固定通信としての位相変調多重通信装置においても、まったく同様に考慮を要するところである。本文はこれら VHF ないし UHF 帯位相変調多重送受信装置の各種干渉雑音について従来発表されていたものを再整理するとともに、筆者の考察を加えたものである。

2. 干渉雑音の種類

干渉雑音を分類するにはいろいろな角度からこれを行なうことができる。たとえば妨害波が1波か、あるいは2波以上によって生ずるかによって分類する場合がある。すなわち一定レベルの干渉雑音を発生せしめるような妨害波レベルをもって定義し、測定に使用する周波数の数によって2信号撰択度とか、3信号撰択度とかいう表現を用いる。しかしこれらの分類は装置性能を実用上の立場から知るうえでは便利であるが、同じ2信号法による干渉雑音であっても後に述べるように、呈する現象およびその発生機構はまったく異質なものを同時に含む場合があり、現象の分析および設計理論上からは必ずしも適切とはいえない。

また自局電波による干渉、外来電波による干渉などの区別による分類もあるが、設計理論的には同一発生機構に基づく干渉が自局電波、外来電波、あるいはその両者によって発生する場合などがあり、むしろ置局計画、周波数配置計画などの回線設計時にはじめてかかる分類はその意義を発揮する。

本文においては、以下干渉の物理的意義を明確には握するため、発生機構に着目し、あくまで現象の分析および設計理論的な面から述べてみることにする。この場合送受信スプリアス、相互変調、送信機雑音など、受信帯域内に妨害波が落ち込むまでの機構と、このようにして落ち込んだ妨害波が復調後の干渉雑音を発生する機構とはまったく別のものであり、前者はあくまで妨害波を受けた場合の中間周波段における D/U 比 (D : 希望波レベル, U : 干渉波レベ

ル)の計算をするための解析であり、後者は復調後の干渉雑音を計算するためのものである。すなわち、たとえば妨害側波による干渉雑音は、希望波付近の妨害波による干渉雑音の発生機構を説明するものであると同時に、相互変調など前者に層する各種の機構によって希望波付近に変換された妨害波による、復調後の干渉雑音を計算するにも用いられるものである。これに対して振幅変調干渉雑音や、感度抑圧による干渉雑音などは、これら妨害側波による干渉雑音発生機構とはまったく無関係にその発生機構を有するものである。第1表には干渉雑音の主要なるものについてまとめて掲げた。

これらの干渉雑音について次に説明する。

2.1 受信スプリアス感度による干渉雑音

一般にこの種の通信装置における受信機はスーパー・ヘテロダイン検波方式を用いて設計するのが普通であり、かつヘテロダイン周波数の漂動を抑えるために局部発振器に水晶制御を用い、その出力を所要周波数まで通倍して混合器に注入する。このために混合器に注入される電圧には、所要のヘテロダイン周波数以外に通倍過程において発生する各種の結合波および高調波が多数含まれているので、希望受信周波数以外に映像周波数をはじめと多くの周波数に対して擬似感度をもつことになる。これをスプリアス感度 (Spurious Response) と称している。スプリアス感度をもつ周波数 f_s は次式によって計算できる。

$$f_s = \frac{N_s}{n \cdot N_0} \cdot f_L \pm \frac{f_i}{n} \dots\dots\dots (1)$$

- f_L : ヘテロダイン周波数
- f_i : 中間周波数
- N_0 : 所要通倍数 ($f_L = N_0 \cdot f_0$)
- f_0 : 局部発振周波数
- N_s : 局部発振周波数の倍数
- n : 妨害波の高調波次数

いま希望受信周波数と中間周波数 f_i が与えられ、ヘテロダイン周波数 f_L および所要通倍数 N_0 が決まると(1)式において妨害波の高調波次数 n と局部発振周波数の倍数 N_s の組み合わせにより数多くのスプリアス周波数が計算される。また受信装置が2重スーパー・ヘテロダイン方式の場合は希望受信周波数として第1中間周波数を、中間周波数 f_i に第2中間周波数を、またヘテロダイン周波数として両者の和または差周波数を用いれば(1)式はまったく同様に成立する。

次にこれらのスプリアス妨害波が希望波と同一レベルではいった場合の減衰は下記の式で表わされる。

$$L(\text{dB}) = L_{RF}(\text{dB}) + L_n(\text{dB}) + L_{gc}(N_s)(\text{dB}) \dots\dots\dots (2)$$

- L_{RF} : 高周波回路における妨害波の相対減衰量 (希望波 0 dB)
- L_n : 混合器における妨害波の通倍能率 (希望波 0 dB)
- $L_{gc}(N_s)$: 不正ヘテロダイン周波数 ($= \frac{N_s}{N_0} f_L$) による変換損

* 日立製作所戸塚工場

第 1 表 干 渉 雑 音 一 覧 表

種 類	妨害波構成	妨害波周波数	中間周波段の D/U (dB)	中間周波段の干渉波電力分布 $W_n(f)$	復調後の N/S (dB)	備 考
位相変調側帯波による干渉雑音	外来妨害1波 (位相変調)	希望受信周波数付近	$\left[\frac{D_0}{U_0} \right]_{dB}$ D_0 : 受信入力希望波レベル U_0 : 受信入力妨害波レベル	$W_U(F) = U^2 \left[e^{-m_u^2 \delta} (F - \Delta F) + e^{-m_u^2} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{m_u^{2\nu}}{\nu!} D_\nu(F - \Delta F) \right]$(22)	$\left[\frac{N}{S} \right]_{dB} = 10 \log_{10} \frac{\{W(f) + W(-f)\} \cdot b}{m_0^2}$ $W(f) = \frac{2}{D^2} \int_{-\frac{B}{2}}^{+\frac{B}{2}} W_D(F) \times W_U(F+f) dF$(19)	3.1 節参照
非直線系による振幅変調干渉雑音	外来妨害1波 (位相変調あるいは振幅変調)	希望受信周波数より若干離れた周波数	$\left[\frac{D_0}{U_0 \cdot e^{-\frac{(f_u - f_0)^2}{4\sigma_s^2}}} \right]_{dB}$		$\left[\frac{N}{S} \right]_{dB} = 20 \log_{10} \frac{\sum_{n=1}^n m_f \cdot n}{m_0^2}$ $m_f(t) = \sum_{k=1}^k \sum_{n=1}^n \frac{\partial \theta}{\partial y_{k \cdot m \cdot \rho}} \cdot y_{k \cdot m \cdot \rho}(x) \cdot \cos 2\pi n \cdot p \cdot t$(41)	4.2 節参照 計算法の詳細は第3表による
感度抑圧雑音	外来妨害1波 (位相変調, 振幅変調, 無変調)	希望受信周波数より若干離れた周波数	$\left[\frac{D_0}{U_0 \cdot e^{-\frac{(f_u - f_0)^2}{4\sigma_s^2}}} \right]_{dB}$	帯域内一様なる雑音分布	$\left[\frac{N + \Delta N}{S} \right]_{dB} = \frac{KTb}{(m_0)^2 \cdot P_{in}} \left\{ F + \sum_{n=1}^n \frac{n}{\delta G_n} \cdot \Delta G_n + \sum_{n=1}^n \frac{\partial F}{\partial F_n} \right\}$(62)	5.1 節参照
受信スプリアス感度による干渉雑音	外来妨害1波 (位相変調)	$f_s = \frac{N_s}{n \cdot N_0} \cdot f_L \pm \frac{f_i}{n}$(1)	$\left[\frac{D_0}{U_0} \right]_{dB} - [L]_{dB}$ $[L]_{dB} = [L_{RF}]_{dB} + [L_n]_{dB} + [L_{GC(N_S)}]_{dB}$(2)	* (1) (2) $W_U(F) = U^2 \left[e^{m_u^2 \delta} (F - \Delta F) + e^{m_u^2} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{m_u^{2\nu}}{\nu!} D_\nu(F - \Delta F) \right]$(22)	$\left[\frac{N}{S} \right]_{dB} = 10 \log_{10} \frac{\{W(f) + W(-f)\} \cdot b}{m_0^2}$ $W(f) = \frac{2}{D^4} \int_{-\frac{B}{2}}^{+\frac{B}{2}} W_D(F) \times W_U(F+f) dF$(19)	* (1) 入力高周波次数 n のスプリアス妨害のときは $m_u = n \cdot m_{u0}$ m_{u0} : 妨害波実効変調指数 * (2) $F = \frac{f_u - f_0}{f_b}$ f_u : 中間周波段におけるスプリアス周波数
受信相互変調による干渉雑音	外来妨害複数波による受信機内混変調	3次相互変調* (1) $2f_A - f_B = f_D$(3.9) $f_A + f_B - f_C = f_D$(3.10)	(1) 増幅器による相互変調 $\left[\frac{D}{U} \right]_{dB} = \left[\frac{4a_1}{3a_3} \right] + [K]_{dB}$(13) (2) 混合器による相互変調 $\left[\frac{D}{U} \right]_{dB} = \left[\frac{2a_2}{3a_4} \right] + [K]_{dB}$(14) $[K]_{dB} = [D_{dB} + G_{dB}] - 2[A_{dB} + G_{dB}] - [B_{dB} + G_{dB}]$	* (2) (3) $W_U(F) = U^2 \left[e^{-m_u^2 \delta} (F - \Delta F) + e^{-m_u^2} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{m_u^{2\nu}}{\nu!} D_\nu(F - \Delta F) \right]$(22)	$\left[\frac{N}{S} \right]_{dB} = 10 \log_{10} \frac{\{W(f) + W(-f)\} \cdot b}{m_0^2}$ $W(f) = \frac{2}{D^4} \int_{-\frac{B}{2}}^{+\frac{B}{2}} W_D(F) \times W_U(F+f) dF$(19)	* (1) 5次相互変調以上は略す * (2) $m_u = \sqrt{(2m_A)^2 + m_B^2}$(27) * (3) $F = \frac{f_u - f_0}{f_b}$ f_u : 中間周波段における相互変調周波数
受信スプリアス放射による干渉雑音	自局内他ルート受信機のヘテロダイイン注入電力の漏洩, 結合	$f_s = \frac{M}{N_0} \cdot f_L$	自局内他ルート受信機より漏洩量, 結合度など定量的に扱うことは困難な場合が多い	* (1) $W_U(F) = U^2 \cdot \delta(F - \Delta F)$		* (1) $F = \frac{f_u - f_0}{f_b}$ f_u : 中間周波段におけるスプリアス周波数
送信スプリアス放射による干渉雑音	自局または近傍他局送信機によるスプリアス妨害 (1) 送信スプリアス周波数で受信周波数に近いもの (2) 送信周波数およびそのスプリアス周波数で受信周波数および受信スプリアス周波数に近いもの (3) 送信周波数およびそのスプリアス周波数との差が受信周波数または中間周波数に等しくなる妨害波 (4) 送信周波数およびスプリアス周波数を相互変調を起こすような妨害波	(1) $\frac{M}{N} \cdot f_T = f_i$(4) (2) $\frac{M}{N} \cdot f_T = \left(\frac{N_s}{nN} \cdot f_L \pm \frac{f_i}{N} \right)$(5) (3) $\left(\frac{M}{N} \cdot f_T \pm f_u \right) = f_D, f_i$(6) (4) $\left(\frac{M}{N} \cdot f \pm f_u \right) = f_D$(7)	自局他局間の漏洩量, 結合度など定量的に扱うことは困難な場合が多い	* (1) $W_U(F) = U^2 \left[e^{-m_u^2 \delta} (F - \Delta F) + e^{-m_u^2} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{m_u^{2\nu}}{\nu!} D_\nu(F - \Delta F) \right]$(22)	$\left[\frac{N}{S} \right]_{dB} = 10 \log_{10} \frac{\{W(f) + W(-f)\} \cdot b}{m_0^2}$ $W(f) = \frac{2}{D^4} \int_{-\frac{B}{2}}^{+\frac{B}{2}} W_D(F) \times W_U(F+f) dF$(19)	* (1) $F = \frac{f_u - f_0}{f_b}$ f_u : 中間周波段におけるスプリアス周波数
送信機相互変調放射による干渉雑音	(1) 外来妨害1波と自局送信周波数の自局送信機出力段の混変調 (2) 自局送信周波数と近傍他局送信周波数の他局送信機出力段の混変調 ただし f_C, f_D は希望受信周波数付近	3次相互変調* (1) $2f_A - f_B = f_C$(3.17) $2f_B - f_A = f_D$(3.20)	$\left[\frac{D_0}{U_0} \right]_{dB}$ U_0 のレベルは第2~3図を参照	* (2) (3) $W_U(F) = U^2 \left[e^{-m_u^2 \delta} (F - \Delta F) + e^{-m_u^2} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{m_u^{2\nu}}{\nu!} D_\nu(F - \Delta F) \right]$(22)		* (1) 5次相互変調以上は略す * (2) $m_u = \sqrt{(2m_A)^2 + (m_B)^2}$(17) の場合 $m_u = \sqrt{(m_A)^2 + (2m_B)^2}$(18) の場合 * (3) $F = \frac{f_u - f_0}{f_b}$ f_u : 中間周波段における相互変調周波数
送信機雑音	近傍他局送信機の残留雑音	希望受信周波数より若干離れた周波数	$\left[\frac{D_0}{U_0} \right]_{dB} + (20 \sim 100)_{dB}$	帯域内一様分布と思われる	$\left[\frac{N}{S} \right]_{dB} = 10 \log_{10} \frac{\{W(f) + W(-f)\} \cdot b}{m_0^2}$ $W(f) = \frac{2}{D^4} \int_{-\frac{B}{2}}^{+\frac{B}{2}} W_D(F) \times W_U(F+f) dF$(19) ただし $W_U(F+f) = K$	* (1) $F = \frac{f_u - f_0}{f_b}$ f_u : 中間周波段における雑音周波数

失(ヘテロダイナ周波数 f_L による変換損失を0dBとする)

これから空中線入力側における希望波, 妨害レベルがわかれば中間周波数の D/U 比が算出されることになる。(2)式における L_{RF} は設計に際して高周波回路の撰択度を決定する大きな要因であり, $L_{gc}(N_s)$ は局部発振, 通倍回路の撰択度および混合器の動作レベルを決める条件の一つとなるものである。

2.2 送信スプリアス放射および局内回り込みによる干渉雑音

移動無線におけるようにプレス・トーク方式を用いるものは, 送信スプリアス放射および回り込みはなんら自局受信機の干渉に関して実害を与えないが, 多重通信装置においては同時送受話方式を用いるため送受信空中線間の結合, 空中線共用装置における結合, 自局内装置間回り込み, 装置内送受信機間回り込みなどにより受信機は干渉を受けることになる。

一般にこの種の受信機と同様周波数の安定度をとるために, まず水晶制御で発振させ, 位相変調してから所要周波数の所要出力まで通倍および増幅する。したがってスプリアス周波数 f_s' は

$$f_s' = \frac{M}{N} f_T \quad \dots\dots\dots (3)$$

f_T : 送信周波数
 N : 所要通倍数
 M : 原発振周波数の倍数

として計算される。これらのスプリアス周波数の出力を電波法規に規定する値以下に選ぶのが普通であるから, これから通倍器, 増幅器の動作流通角, 撰択度, 送信出力ろ波器の高周波減衰量などの設計条件が定まる。

これらのスプリアス周波数の一部は前述のような経路をたどって受信機に回り込み干渉を起こすが, 特に下記のものに対しては装置設計に際してよく検討する必要がある。

- (1) 送信スプリアス周波数で受信中間周波数に近いもの

$$f = \frac{M}{N} f_T \doteq f_i \text{ (第1または第2中間周波数)} \quad \dots\dots\dots (4)$$

- (2) 送信周波数およびそのスプリアス周波数で受信周波数および受信スプリアス周波数に近いもの

$$f = \frac{M}{N} f_T \doteq \left(\frac{N_s}{nN} f_L \pm \frac{f_i}{n} \right) \quad \dots\dots\dots (5)$$

- (3) 送信周波数およびそのスプリアス周波数との差が受信周波数または中間周波数に等しくなるような妨害波

$$\left(\frac{M}{N} f_T \pm f_U \right) = f_D \text{ (または } f_i) \quad \dots\dots\dots (6)$$

- (4) 送信周波数およびそのスプリアス周波数と相互変調を起こすような関係にある妨害波

$$\left(n \frac{M}{N} f_T \pm m f_U \right) = f_D \quad \dots\dots\dots (7)$$

f_D : 希望受信周波数
 f_U : 妨害波
 m, n : 任意の整数

以上に掲げたものはすべて送信機より受信機への回り込みによって生ずる問題であるが, これらは送受信空中線の構成および配置, 空中線を共用する場合には共用装置の減衰量などに対する設計条件を定めるものであると同時に, 送受信機相互の遮へい, 電源その他の回路を通しての電波漏えい量を規定するものであるが, 後者については実際にこれらを定量的に扱うことははなはだ困難である。

2.3 受信スプリアス放射および回り込みによる干渉雑音

中継局のように1ルートあたり同一局内に2台受信機が設置される場合, あるいは多ルートの場合はこれら受信機相互間において干

渉を起こす可能性がある。すなわち受信局部発振周波数およびその高調波は混合器に注入されると同時に, 一部は高周波回路を通して空中線から放射される。これらの妨害周波数が他の受信機に干渉を与える経路およびその現象は, 前項に説明した送信機によるものとまったく同様であり, その設計条件についてもまったく同じように考えて良いが, 一般にヘテロダイナ周波数注入電力は数mWの程度であり, 実際に問題になることは少ない。

2.4 受信相互変調感度による干渉雑音⁽³⁾

いま希望受信周波が f_D なる受信機に $f_D + \Delta f$ および $f_D + 2\Delta f$ なる2妨害波がはいると, 受信機の高周波部の非直線性によって

$$f = 2(f_D + \Delta f) - (f_D + 2\Delta f) = f_D \quad \dots\dots\dots (6)$$

なる希望受信周波数に等しい周波数を生じ, 干渉雑音を発生する。これは3次の相互変調の1種であり, このほかに5次, 7次など奇数次の相互変調の発生が近接波の妨害として考えられるが, 一般に3次の相互変調が除去比の点から最も問題になる。3次の相互変調には下記の2種類がある。

$$2f_A - f_B = f_D \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$f_A + f_B - f_C = f_D \quad \dots\dots\dots (8)$$

f_A, f_B, f_C : 妨害周波数
 f_D : 希望受信周波数と同一周波数

まず増幅器あるいは混合器の電圧-電流非直線特性を次のように表わす。

$$I = a_0 + a_1 E_g + a_2 E_g^2 + a_3 E_g^3 + \dots\dots\dots (9)$$

いま(7)式に示すような関係にある妨害2波 A, B が加えられたとする。すなわち

$$E_g = A \cos 2\pi f_A \cdot t + B \cos 2\pi f_B \cdot t \quad \dots\dots\dots (10)$$

増幅器の相互変調による3次ひずみ出力電流成分は近似的に

$$I_p = \frac{3}{4} a_3 A^2 \cdot B \cos 2\pi (2f_A - f_B) \cdot t \quad \dots\dots\dots (11)$$

一方希望信号を $D \cos 2\pi f_D \cdot t$ とすれば希望信号のみが加わったときの電流は

$$I_p = a_1 D \cos 2\pi f_D \cdot t \quad \dots\dots\dots (12)$$

ゆえに増幅器を通った後の D/U 比は

$$\left(\frac{D}{U} \right) = \frac{4 a_1}{3 a_3} \frac{D}{A^2 \cdot B} \quad \dots\dots\dots (13)$$

同時に混合器の場合には相互変調は4次ひずみ係数によって発生するから

$$\left(\frac{D}{U} \right) = \frac{2 a_2}{3 a_4} \frac{D}{A^2 \cdot B} \quad \dots\dots\dots (14)$$

これらの増幅器あるいは混合器における相互変調出力は(13), (14)式のひずみ係数を測定すれば求めることができる。(13), (14)式より明らかなように相互変調を発生する素子の前に α dBなる利得の増幅器があれば, 受信入力側より妨害波を入れた場合, 出力の $[D/U]$ は 2α dBだけ大きくなる。3次の相互変調の場合, 妨害波は希望波に非常に接近して存在し得るから, 受信入力側より混合器までには妨害波に対しても利得があると考えべきで, 3次相互変調による受信機の干渉波レベルは下記のように計算できる。

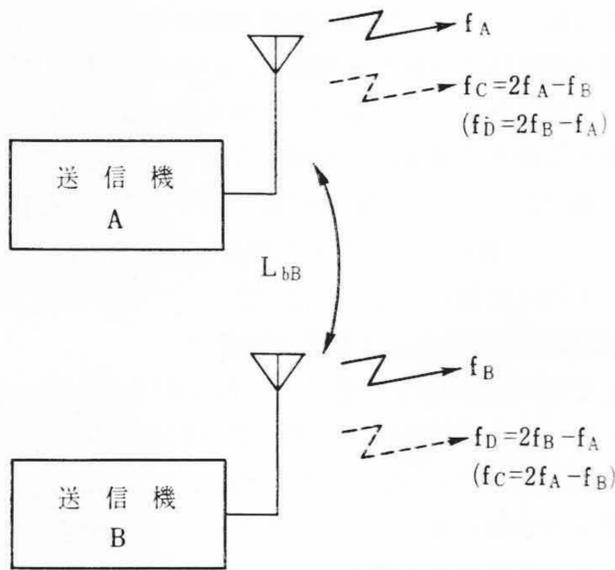
- (i) 増幅器

$$\left(\frac{D}{U} \right)_{dB} = \left(\frac{4 a_1}{3 a_3} \right)_{dB} + \left(\frac{D}{A^2 \cdot B} \right)_{dB} + [G_{d dB} - 2 G_{a dB} - G_{b dB}] \quad \dots\dots\dots (15)$$

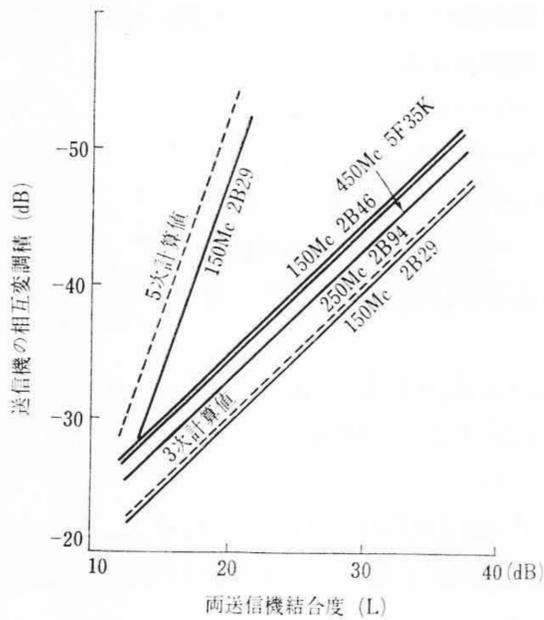
- (ii) 混合器

$$\left(\frac{D}{U} \right)_{dB} = \left(\frac{2 a_2}{3 a_4} \right)_{dB} + \left(\frac{D}{A^2 \cdot B} \right)_{dB} + [G_{d dB} - 2 G_{a dB} - G_{b dB}] \quad \dots\dots\dots (16)$$

G_a, G_b : 妨害波 f_A, f_B に対する非直線素子までの電圧利得



第 1 図 送信機相互変調による妨害波の発生



第 2 図 送信機の相互変調⁽⁴⁾

G_a : 希望波 f_D に対する非直線素子までの電圧利得

2.5 送信機相互変調放射による干渉雑音

非常に接近した地域内に 2 台以上の送信機が動作している場合、空中線相互間の結合、あるいは直接送信機相互間の回り込みにより、1 つの送信機の電力増幅段の出力側にほかの送信機出力がはいり、C 級で動作している電力増幅段で相互変調成分を発生する。最も発生が多いと思われる 3 次相互変調は受信機の場合と同じく (7), (8) 式による形式で発生する。いま (7) 式による形式のものについて例をとるとこの場合第 1 図に示すように、送信機 A で起こす相互変調は、

$$f_C = 2f_A - f_B \dots\dots\dots (17)$$

$$f_D = 2f_B - f_A \dots\dots\dots (18)$$

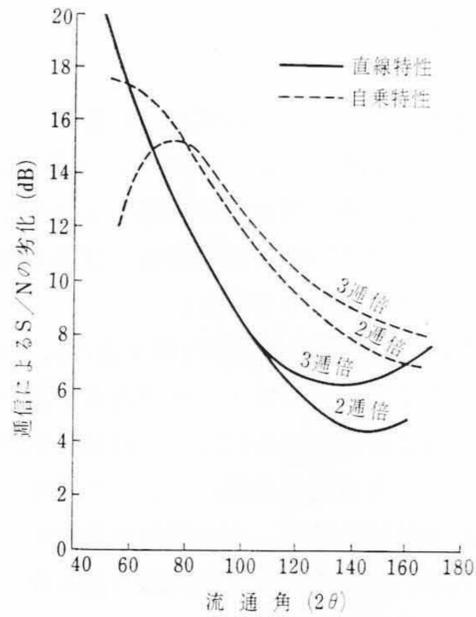
の二種類存在する。これらの相互変調積は送信出力管の動作と出力同調回路の減衰度を仮定して計算した結果が森永氏によって発表されている⁽⁴⁾。またその他に実測された例も一、二ある⁽⁵⁾。

第 2 図にその一例を示すが、これら送信機の相互変調により発生した妨害波が送受信空中線間の結合、あるいは送受信機間の回り込みにより、自局受信帯域に落ち込む場合干渉雑音を発生する。受信帯域に落ち込む妨害波レベルは、送信機相互の結合量および、送受信機相互の結合量がわかれば第 2 図を用いて計算することができる。

以上述べたような送信機出力増幅管の非直線性に基づく相互変調のほか、空中線、同軸接栓その他の金属接触部における非直線性により、相互変調成分を発生する場合があることが報告されている⁽⁵⁾。

2.6 送信機雑音による干渉雑音

送信機雑音は水晶発振器雑音、ビデオ増幅器雑音、電源ハムなど



第 3 図 逡倍による信号対雑音比の劣化⁽⁶⁾

による原発振回路あるいは変調回路における雑音がそのまま逡倍、増幅されて送信出力側にあらわれるものである。これらの雑音は比較的広い帯域幅にわたって分布するため、受信機の近くに周波数の接近した他局の送信機がある場合、その雑音レベルの混入によって干渉雑音を発生する。普通原発振回路あるいは変調回路における信号対雑音比は比較的高くとれるのであまり問題になる機会はないと思われるが、逡倍回路による信号対雑音比の劣化のため送信出力側における雑音分布は必ずしも送信出力に対して非常に低いとは限らない。逡倍器における信号対雑音比の劣化は森永氏によって解析されている⁽⁶⁾。その結果を第 3 図に示す。

真空管逡倍器の場合、流通角は普通 2 逡倍で 60 度、3 逡倍で 40 度付近にとるから、1 段当たり 2 逡倍で 6~10 dB、3 逡倍で 12~16 dB の劣化が生ずることになる。たとえば 400 Mc 24 通話路多重送受信装置の例では 72 逡倍 (2×3×2×2×3) であり 42~62 dB の信号対雑音比の劣化が見られることになる。一方原発振器の信号対雑音比の測定は困難であるので一応約 150 dB と仮定すると、送信機出力側の信号対 1 kc 当たりの雑音比は約 90~110 dB と推定される。また変調回路における信号対雑音比はビデオ増幅器による熱雑音のみを考慮した場合、前記装置の例では約 130 dB であり、したがって送信出力側では約 70~90 dB とと思われる。しかしながら送信機雑音は信号波と異なり逡倍による雑音帯域幅の拡がりはなく、原発振回路あるいは変調回路における雑音帯域幅のまま送信出力側に現われる。このことは試作装置に見られるように原発振周波数を 5~6 Mc にとり 72 逡倍して 400 Mc 帯にする位相変調多重通信装置の場合には、原発振あるいは変調回路付近の選択回路によって雑音分布の帯域幅がきまるので、原発振周波数が低いことからその分布はこの種装置の周波数配置間隔に比して比較的狭い範囲にあるといえることができる。前記送受信装置を用いて干渉雑音を測定した例では、0.5~1 Mc 離れると受信機の感度抑圧雑音、振幅変調干渉雑音などが支配的であって、送信機雑音の影響は見られなかった。したがって送信機雑音に関する限り、ビデオ増幅器において必要以上の周波数特性は適当に遮断すること、原発振回路、変調回路の帯域幅を必要以上に拡げないこと、電源ハム、リップルに注意することなどの考慮を払えばこの種通信装置ではあまり心配する必要はないと思う。

以上いままでに述べたところは、自局あるいは他局の送受信機により外来妨害波とともに干渉波を発生するにいたる機構ならびにその発生レベルの計算法についてであった。これらの干渉波が受信機の受信帯域に一定のレベルで落ち込んで希望受信波と共存した場合、復調後いかなる信号対雑音比が得られるかについては次章に述べることにする。すなわちこのことはまた別の観点よりすれば同一

周波数の妨害波あるいは隣接妨害波による干渉 (Co-channel or Adjacent-channel Interference) すなわち妨害位相変調側波による干渉雑音を計算することでもある。

3. 位相変調側波による干渉雑音⁽⁷⁾

3.1 位相変調側波による干渉雑音理論

位相変調妨害側波による干渉雑音については、現在実用されている通信系の実情から変調の浅い場合、すなわち実効変調指数が1以下の場合がきわめて多い。またこの種通信装置の受信機中間周波段には準漏話雑音の許す限りできるだけ急しゅんなる遮断特性をもった高級帯域ろ波器を用いて、隣接波妨害を防ぐのが普通であるから、同一周波数干渉以外では当然帯域ろ波器の影響を考慮に入れなければならない。

変調の浅い位相変調波による干渉雑音は、変調信号を白い雑音と仮定すると下記のようにして計算される。

$$W(f) = \frac{2}{D^4} \int_{-\infty}^{\infty} W_D(F) \cdot W_U(F+f) dF \dots\dots\dots (19)$$

$$= \frac{2}{D^4} \int_{-\infty}^{\infty} W_D(F-f) \cdot W_U(F) dF \dots\dots\dots (20)$$

$$W_D(F) = D^2 \left[e^{-m_d^2} \cdot \delta(F) + e^{-m_d^2} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{m_d^{2\nu}}{\nu!} D_{\nu}(F) \right] \dots\dots\dots (21)$$

$$W_U(F) = U^2 \left[e^{-m_u^2} \cdot \delta(F-\Delta F) + e^{-m_u^2} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{m_u^{2\nu}}{\nu!} \times D_{\nu}(F-\Delta F) \right] \dots\dots\dots (22)$$

- m_d : 希望波実効変調指数(実効値)
- m_u : 妨害波実効変調指数(実効値)
- ΔF : 希望波と妨害波の差周波数

$W_D(F)$, $W_U(F)$ は白い雑音で位相変調された希望波および妨害波の電力スペクトルである。

上の各式を用いて干渉雑音を計算できるが、 $D_{\nu}(F)$ は Dirichlet の不連続積分であるため、実際の計算に当たっては基準化周波数 F の整数倍に区切って各項ごとに積分しなければならない。まず受信中間周波帯域ろ波器のない場合についての計算法を示す。

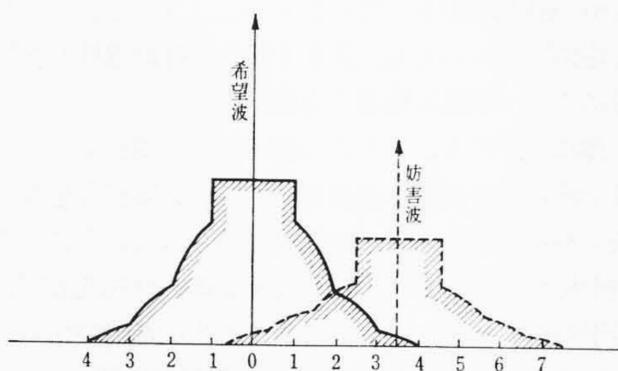
いま一例として希望波、妨害波差周波数 ΔF が第4図のように $4 > \Delta F > 3$ の場合について考える。 $f \leq 1$ すなわち復調後のビデオ帯域に落ち込む雑音のみについては第2表に示す組み合わせが考えられる。

ただし W_{d1} , W_{u1} , W_{d2} , W_{u2} , W_{d3} , W_{u3} , …… (は (21), (22) 式の $\nu = 1, 2, 3, \dots$ の各項に対応するものであり、希望波、妨害波ともそれぞれ片側波の組み合わせであるから (21), (22) 式の電力スペクトルの $1/2$ をとってある。

(0-3 形)

$$W_D(F) = D^2 e^{-m_d^2}, F=0$$

$$W_U(F+f) = U^2 \left[\frac{1}{2} e^{-m_u^2} \frac{m_u^6}{3!} \frac{1}{2!2^2} (3+F-\Delta F+f)^2 \right]$$



第4図 変調側波干渉

第2表 干渉雑音の組合せ成分

干渉雑音	希望波の項	妨害波の項	形
$W_3(f)$	$W_{D0}(F)$	$W_{U3}(F)$	0-3
	$W_{D1}(F)$	$W_{U2}(F)$	1-2
	$W_{D2}(F)$	$W_{U1}(F)$	2-1
	$W_{D3}(F)$	$W_{U0}(F)$	3-0
$W_4(f)$	$W_{D0}(F)$	$W_{D4}(F)$	0-4
	$W_{D1}(F)$	$W_{D3}(F)$	1-3
	\vdots	\vdots	\vdots
	$W_{D4}(F)$	$W_{U0}(F)$	4-0
$W_5(f)$	$W_{D0}(F)$	$W_{U5}(F)$	0-5
	$W_{D1}(F)$	$W_{U4}(F)$	1-4
	\vdots	\vdots	\vdots
	$W_{D5}(F)$	$W_{U0}(F)$	5-0

$$\Delta F - 1 - f \geq F \geq \Delta F - 3 - f$$

ゆえに

$$W(f) = 2 \left(\frac{U}{D} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \delta(F) e^{-m_d^2} \cdot \frac{1}{2} e^{-m_u^2} \times \frac{m_u^6}{3!2!2^2} (3+F-\Delta F+f)^2 dF$$

$$= \left(\frac{U}{D} \right)^2 e^{-(m_d^2+m_u^2)} \cdot \frac{m_u^6}{3!2!2^2} \cdot (3-\Delta F+f)^2$$

(1-2 形)

$$W_D(F) = D^2 \left[\frac{1}{2} m_d^2 \cdot e^{-m_d^2} \right], -1 \leq F \leq 1$$

$$W_U(F+f) = U^2 \left[\frac{1}{2} e^{-m_u^2} \cdot \frac{m_u^4}{2!} \frac{1}{1!2} (2+F-\Delta F+f) \right]$$

$$\Delta F - f \geq F \geq \Delta F - 2 - f$$

ゆえに

$$W(f) = 2 \left(\frac{U}{D} \right)^2 \cdot \int_{\Delta F-2-f}^1 \frac{1}{4} \cdot e^{-(m_u^2+m_d^2)} \times \frac{m_d^2 \cdot m_u^4}{1!2!} \frac{1}{1!2} (2+F-\Delta F+f) dF$$

$$= \left(\frac{U}{D} \right)^2 \cdot e^{-(m_u^2+m_d^2)} \times \frac{m_d^2 \cdot m_u^2}{1!2!} \frac{1}{2!2^2} (3-\Delta F+f)^2$$

(2-1 形)

1-2 形とまったく同様にして

$$W(f) = \left(\frac{U}{D} \right)^2 e^{-(m_u^2+m_d^2)} \cdot \frac{m_d^4}{2!} \frac{m_u^2}{1!} \frac{1}{2!2^2} (3-\Delta F+f)^2$$

(3-0 形)

$$W(f) = \left(\frac{U}{D} \right)^2 e^{-(m_u^2+m_d^2)} \frac{m_d^6}{3!} \frac{m_u^0}{0!} \frac{1}{2!2^2} (3-\Delta F+f)^2$$

したがって、 $W_3(f)$ として上記各式の(0-3形)~(3-0形)の和をとると

$$W_3(f) = \left(\frac{U}{D} \right)^2 e^{-(m_u^2+m_d^2)} \frac{1}{2!2^2} (3-\Delta F+f)^2 \times \left(\frac{m_u^6}{3!} + \frac{m_u^4 \cdot m_d^2}{2!1!} + \frac{m_u^2 \cdot m_d^4}{1!2!} + \frac{m_d^6}{3!} \right)$$

$$= \frac{1}{2!2^2} \left(\frac{U}{D} \right)^2 e^{-(m_d^2+m_u^2)} \cdot (3-\Delta F+f)^2 \times \frac{(m_d^2+m_u^2)^3}{3!}$$

一般に $0-n, 1-(n-1), \dots, (n-1)-1, n-0$ 形の電力スペクトルの和 $W_n(f)$ は

$$W_n(f) = \left(\frac{U}{D} \right)^2 e^{-m^2} \frac{m^{2n}}{n!} \cdot \frac{1}{(n-1)!2^{n-1}} \cdot (n-\Delta F+f)^{n-1} \dots\dots\dots (23)$$

$$m^2: m_d^2 + m_u^2$$

したがって $n+1 > \Delta F \geq n$ において $|f| < 1$ に落ち込む干渉雑音の電力スペクトル $W(f)$ は

$$W(f) = W_n(f) + W_{n+1}(f) + W_{n+2}(f) + \dots \quad (24)$$

干渉雑音による N/S は

$$\left[\frac{N}{S} \right]_{dB} = 10 \log \frac{\{W(f) + W(-f)\} \cdot b}{m_0^2} \quad (25)$$

以上の計算は同一周波数干渉 (Co-channel Interference) のほか、受信スプリアス感度による干渉、送信スプリアス干渉など中間周波段に 1 周波干渉波として落ち込んだ場合の D/U 比から復調出力信号対雑音比を計算するのに使用できる。

3.2 相互変調干渉波による干渉雑音

前節に述べた受信相互変調、送信相互変調により妨害複数波による干渉波が、受信帯域内に落ち込んだ場合の中間周波段における D/U 比の計算法については前章においてすでに説明した。ここでは、さらに復調出力における S/N 比について考察する。いま受信 3 次相互変調を例にとり妨害 2 波を下記のように表わす。

$$\text{妨害波 (I)} = A \cos(W_A + M_A)$$

$$\text{妨害波 (II)} = B \cos(W_B + M_B)$$

上記 2 波に基づく相互変調干渉波は

$$\begin{aligned} \text{干渉波 I} &= K \cdot A^2 \cdot B \{2(W_A - W_B) + (2M_A - M_B)\} \\ &= K \cdot A^2 \cdot B \{W_0 + (2M_A - M_B)\} \dots \dots \dots (26) \end{aligned}$$

として得られるが、 W_0 は希望受信周波数に一致する搬送波であり、妨害変調成分として $(2M_A - M_B)$ が得られる。ここで M_A および M_B は妨害 2 波の変調成分であり、Gauss 性雑音をもって変調信号を近似できるとすれば $(2M_A - M_B)$ もまた Gauss 性雑音である。したがって相互変調による干渉雑音は、 M_A と M_B は無相関であるから

$$m_u = \sqrt{(2m_A)^2 + m_B^2} \quad (27)$$

- m_u : 等価干渉波変調指数
- m_A : 妨害波 (I) 変調指数
- m_B : 妨害波 (II) 変調指数

として前項に説明した計算法により行なうことができる。もちろん相互変調により生じた干渉波が受信中間周波数より離れる場合は、次節に述べる受信選択特性を考慮した計算法によらねばならない。

3.3 受信機選択特性を考慮した場合の干渉雑音

いわゆる同一周波数干渉の場合は希望波、妨害波ともに帯域内にあるので選択特性を考慮する必要がないが、隣接、次隣接などの帯域外の妨害波の場合は受信機選択特性を考慮しなければならない。一般に高周波段に用いられる簡単な帯域ろ波器は Gauss 特性をもって比較的よい近似を得ることができる。しかしながら第 2 中間周波帯域ろ波器のように急しゅんなる遮断特性をもつ高級なる集中形ろ波器を用いる場合は、遮断周波数付近の特性が必ずしも Gauss 特性で近似できない場合が多い。

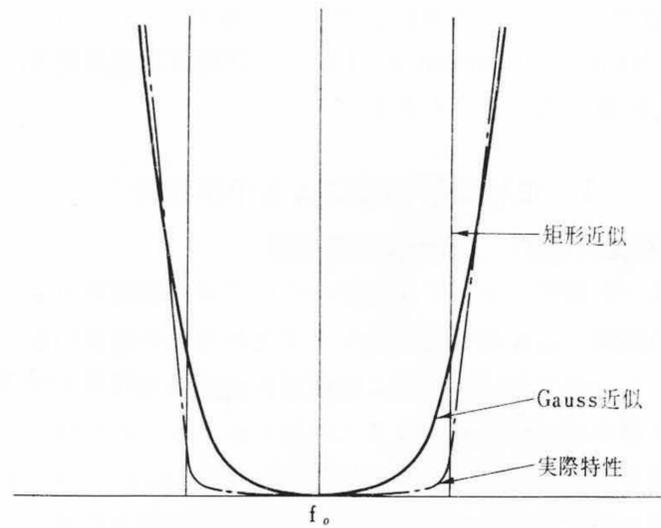
しかも通話路内に落ち込む側波ビート干渉雑音は、極端に変調度が浅くない限り大半が帯域内に落ちる希望波、妨害波の側波分布によって構成されるので、ろ波器の減衰域の近似よりむしろ帯域内特性近似のほうが重要である。また一方受信機選択特性を考慮した干渉雑音は下式のようにして得られるが、

$$W(f) = \frac{2}{D^4} \int_{-\infty}^{\infty} W_0(F-f) \cdot W_u(F) \cdot a^2(F) dF \dots (28)$$

$a(F)$: 受信機選択度特性

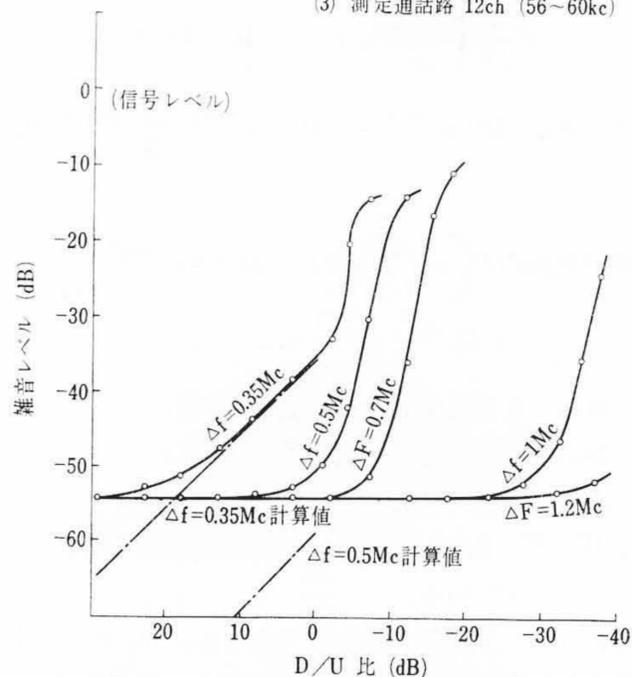
$W_D(F)$, $W_U(F)$ に式を用いるときは $a(F)$ として Gauss 特性を用いると上式の積分は困難である。

したがって第 5 図に示すように長方形遮断特性で帯域ろ波器特性を近似する。しかるときは (28) 式は $a(F) = 1$ として積分範囲のみを帯域内近似はむしろ実際に近い。すなわち第 5 図のように帯域内



第 5 図 受信機選択特性の近似

- (1) 希望波 (D) $f_0 = 385 \text{ Mc}$
 $m_0 = 0.487$ ラチアン
入力 $50 \text{ dB}\mu$
- (2) 妨害波 (U) $f_u = f_0 + \Delta f$
 $m_u = 0.487$ ラチアン
- (3) 測定通話路 12ch (56 ~ 60kc)



第 6 図 妨害波周波数と干渉雑音

における希望波および妨害波の側波電力分布を積分して干渉雑音を計算できる。すなわち帯域特性を考慮する場合は単に積分範囲を帯域幅に限定するだけでよく、下記のように得られる。

$$W(f) = \frac{2}{D^4} \int_{-\frac{B_0}{2}}^{+\frac{B_0}{2}} W_D(F-f) \cdot W_U(F) \cdot dF \dots \dots \dots (29)$$

以上を考慮して位相変調側波による干渉雑音について計算した結果の一例および 400 Mc 24 通話路多重送受信装置を用いて実測した結果を第 6 図に示す。

4. 非直線系による振幅変調干渉雑音理論⁽⁸⁾

最近受信機の固体電子化に伴い、従来の真空管式に比較して扱い得るレベルが一般的に小さくなったといえよう。したがって混合器においても増幅器においても、入出力特性の非直線性が装置性能に及ぼす影響について慎重に取扱う必要がある。

妨害波干渉についても、これらの素子の非直線性により、振幅変調波による干渉雑音の発生、感度抑圧による雑音発生などの現象が、妨害波レベルの増大とともに顕著に見られるようになる。

一般に空中線から放射される位相変調波は、位相変調回路において同時に若干の振幅変調を受け、これが途中の通倍段あるいは緩衝増幅段において振幅制限された後も、残留振幅変調として 1~2% 程度振幅変調が残っている場合が多い。またかりに妨害信号が理想

的な位相変調波であっても、のちに述べるように高周波段あるいは中間周波段のろ波回路の減衰傾斜により変換されて振幅変調波が発生することになる。このような振幅変調妨害波が高いレベルで希望波とともに混合器あるいは増幅器に混在した場合、妨害波の振幅変調が半導体素子の非直線性により検波されて、混合器あるいは増幅器の入力アドミタンスが検波波形に応じて変化する。混合器あるいは増幅器の前には普通スプリアス除去のために簡単なろ波器が置かれる場合が多いが、これらのろ波器の終端アドミタンスが変化するとろ波回路の移相量が前記の妨害振幅変調波の振幅変調検波波形に応じて変化する事となり、ろ波回路の通過帯域を通過する希望波を位相変調する。またトランジスタ増幅器などの場合、さらに振幅変調検波エミッタ電流によりトランジスタ電流増幅率の移相量が変化し、これによっても希望波は位相変調を受ける。すなわち、高いレベルの振幅変調妨害波の振幅変調分により希望信号は位相変調を受け干渉雑音が発生することになるのであって、以下一例としてトランジスタ増幅器について、これらの非直線系による干渉雑音の発生機構を明らかにし、かつこれらの受信機干渉雑音との関係を考察する。

4.1 位相変調受信機における振幅変調波の発生

一般的な受信機の回路系統図を第7図に示す。

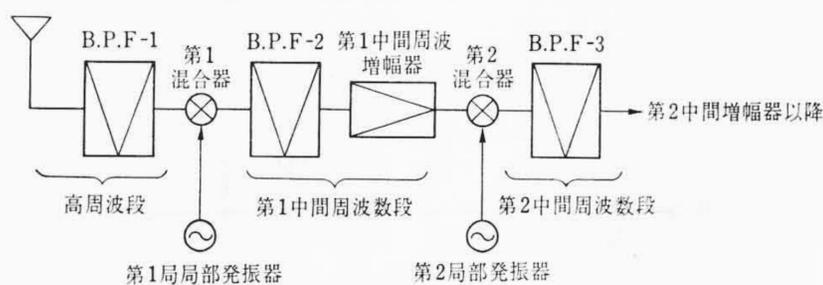
普通ろ波器の性能上第2中間周波段以降において受信機総合選択度の大半をとり、高周波段および第1中間周波段においてはスプリアス感度を除去する程度の選択度を有する簡単なろ波器を使用する場合が多い。したがって妨害波が希望波とあまり離れていないときは第2混合器までは妨害波は増幅されることになる。いま干渉雑音が発生する段までの選択特性を第8図のように Gauss 特性で近似して考える。高周波回路に用いる簡単なろ波器についてはかなり近似度は良い。

すなわち、ろ波器の減衰特性は

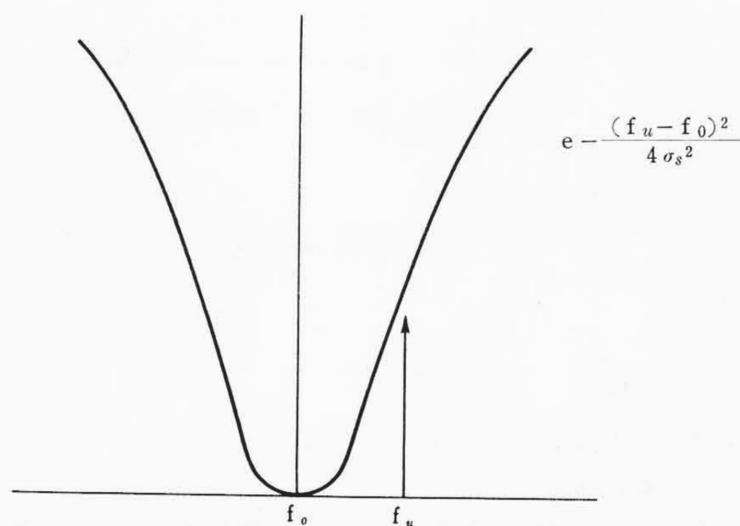
$$a(f) = e^{-\frac{(f-f_0)^2}{4\sigma_s^2}} \dots\dots\dots (30)$$

f_0 : 希望波周波数
 σ_s : 選択度係数

として示される。また妨害波を下記のようにすると、



第7図 受信回路系統図



第8図 Gauss 形選択度特性

$$v_U = e^{j\theta_U} = e^{j(\omega_U t + m_U \cos 2\pi pt)} \dots\dots\dots (31)$$

ろ波器通過後の妨害波の振幅変調度は

$$M_U = -\frac{(f_U - f_0)}{2\sigma_s^2} \cdot m \cdot b \dots\dots\dots (32)$$

として得られる。

4.2 非直線系による振幅変調干渉雑音

一般に混合器あるいは増幅器において入力次第が大きくなると非直線領域にはいり、入出力特性はもはや直線性を失なうに至る。この非直線領域においてはもちろん入出力インピーダンス、増幅率などもすでに定数としての固定値を失ない、入力レベルによって値が変化することが考えられる。

いま一般的に、これらの定数を次のように5次式をもって表わす。

$$y = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3 + a_4 x^4 + a_5 x^5 \dots\dots\dots (33)$$

振幅変調を受けた妨害波による、これらの定数の変化を求めるために

$$x = X_0 + L \cos 2\pi lt + U(1 + M \cos 2\pi pt) \cos 2\pi ut \dots\dots\dots (34)$$

- X_0 : バイアス量
- U : 妨害波レベル
- L : 局部発振注入レベル
- M : 妨害波の振幅変調度
- p : 妨害波の振幅変調周波数
- u : 妨害波の搬送周波数
- l : 局部発振注入周波数

(34)式を(33)式に入れて $\cos 2\pi pt$ およびその高調波について求めると下記のように各係数が求められる。

(i) $y_p(x)$: $\cos 2\pi pt$ の項

$$U^2 M \{a_2 + 3a_3 X_0 + 3a_4 (2X_0^2 + L^2) + 5a_5 (2X_0^3 + 3X_0 L^2)\} + \frac{3}{8} U^4 M (4 + 3M^2) (a_4 + 5a_5 X_0) \dots\dots\dots (35)$$

(ii) $y_{2p}(x)$: $\cos 2\pi \cdot 2pt$ の項

$$\frac{1}{4} U^2 M^2 \{a_2 + 3a_3 X_0 + 3a_4 (2X_0^2 + L^2) + 5a_5 (2X_0^3 + 3X_0 L^2)\} + \frac{3}{16} U^4 M^2 (6 + M^2) (a_4 + 5a_5 X_0) \dots\dots\dots (36)$$

(iii) $y_{3p}(x)$: $\cos 2\pi \cdot 3pt$ の項

$$\frac{3}{8} U^4 M^3 (a_4 + 5a_5 X_0) \dots\dots\dots (37)$$

(iv) $y_{4p}(x)$: $\cos 2\pi \cdot 4pt$ の項

$$\frac{3}{64} U^4 M^4 (a_4 + 5a_5 X_0) \dots\dots\dots (38)$$

すなわち妨害振幅変調波が非直線素子に高いレベルで加わると(35)~(38)式によって求まる振幅の妨害波変調周波数およびその高調波の周期の定数変化があらわれ、これらの定数変化により移相量変化を受ける回路あるいは素子があると、これを通過する希望波は位相変調を受けることになる。

いま希望波の受ける位相変調を m_f とすると

$$m_f = \frac{\partial \theta}{\partial y} \cdot \Delta y \dots\dots\dots (39)$$

$$\Delta y = \sum_{n=1}^k y_{n,p}(x) \cdot \cos 2\pi n \cdot p \cdot t \dots\dots\dots (40)$$

一般に同一素子内においても数種類の定数が妨害波のために同時に変化することが考えられるので、さらに一般化して上記のように表わすことができる。

$$m_f = \sum_{n=1}^k \frac{\partial \theta}{\partial y_k} \sum_{n=1}^n y_{k,n,p}(x) \cdot \cos 2\pi n \cdot p \cdot t \dots\dots\dots (41)$$

ただし、 $\partial\theta/\partial y_k$ の和は発生した妨害波変調周波数およびその高調波成分を同一周波数ごとにベクトル的に合成するものとする。

次に妨害波が多重信号で変調されている場合について考える。前述(32)式において、妨害波の変調指数を雑音負荷による通話路変調度にとれば、第 r 通話路による振幅変調度は次のように得られる。

$$M(r) = \frac{(f_U - f_0)}{2\sigma^2} m \cdot r \cdot b \dots\dots\dots (42)$$

m : $\frac{\text{(通話路当たり標準変調指数)} \times \text{(等価音量)}}{\text{通話路数}}$

b : 通話路帯域幅

すなわち高い通話路ほど振幅変調度は深くなる。以上(35)~(38), (41), (42)式を用いて、 N 通話路に落ち込む干渉雑音を1次近似で計算することができる。ただし(41)式において $p=r \cdot b$ とする必要がある。

4.3 高周波ろ波回路内における希望信号の位相変調

すでに述べたように干渉雑音が発生すると思われる第2混合器以前においてはろ波回路が単同調回路、複同調回路、 π 形同調回路などの簡単な回路で構成される場合が多く、特に π 形同調回路は高周波波段においてインピーダンス整合のため用いられる。したがって以下これらの簡単な回路について、終端アドミッタンス(C_2, R_L)変化による移相変化量を示すと

(1) 単同調回路

C_L が変化したときの移相量の変化

$$\Delta\theta = \theta_L \frac{\Delta C_L}{C + C_L} \left(\frac{R_L}{R_0} \right) \dots\dots\dots (43)$$

R_L が変化したときの移相量の変化:

$$\Delta\theta = \left[\frac{\partial\theta}{\partial R_L} \right]_{R_{L0}} \cdot \Delta R_{L0} = 0 \dots\dots\dots (44)$$

(2) 複同調回路

結合指数:

$$\beta = k \sqrt{Q_1 \cdot Q_2} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \sqrt{\frac{\omega L_1}{R_1} \cdot \frac{\omega L_2}{R_2}} = \frac{\omega M}{\sqrt{R_1 R_2}} \dots (45)$$

C_2 が変化した場合の移相量:

$$\Delta\theta = -Q_2 \frac{\Delta C_2}{C_2} \cdot \frac{1}{(1+\beta)^2} \dots\dots\dots (46)$$

(3) π 形同調回路

C_2 の変化による移相量変化:

$$\Delta\theta = \left[\frac{\partial\theta}{\partial C_2} \right]_{C_2} \cdot \Delta C_2 = \frac{R_L \omega_0}{1 + R_L^2 \omega_0^2 C_2^2} \cdot \Delta C_2 \dots\dots\dots (47)$$

ただし,

$$R_1 \omega_0 C_1 \gg 1 \quad R_2 \omega_0 C_2 \gg 1$$

R_L が変化した場合の移相量変化:

$$\Delta\theta = \left[\frac{\partial\theta}{\partial R_L} \right]_{R_{L0}} \cdot \Delta R_L = \frac{\omega_0 C_2}{1 + R_L^2 \omega_0^2 C_2^2} \cdot \Delta R_L \dots\dots\dots (48)$$

4.4 半導体素子の非直線性

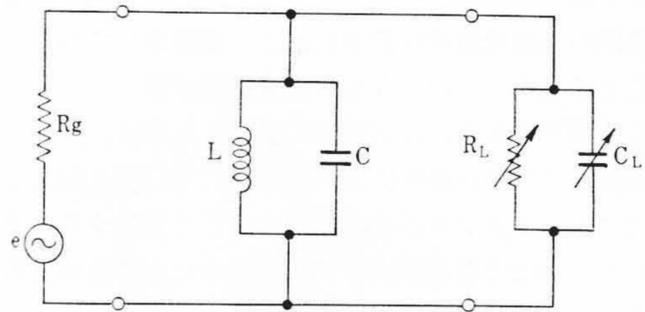
一例として第12図に示すトランジスタ増幅器の場合には下記のような原因による干渉雑音の発生が考えられる。

- (i) トランジスタ・パラメータ変化による入力容量の変化
- (ii) トランジスタ増幅器のミラー効果による入力容量の変化
- (iii) 電流増幅率の位相変化

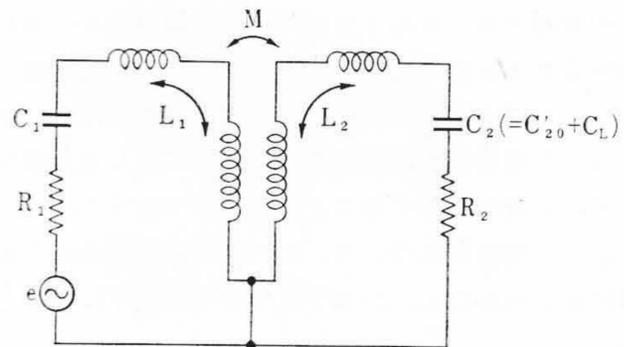
これらの各原因に基づく干渉雑音はおのおの個別に発生し、それらのうち特に支配的なものによって発生する雑音量がきまると思われる。

(i) トランジスタ・パラメータと入力容量

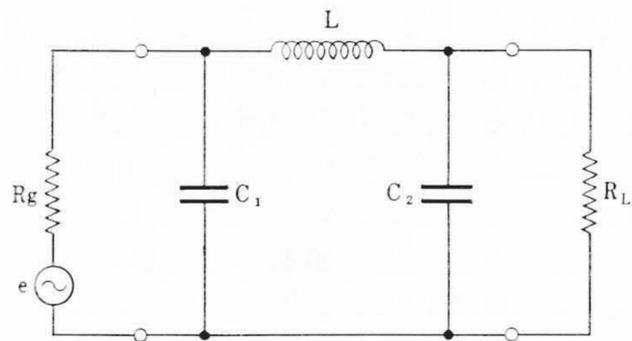
エミッタ接地回路について第13図のような等価回路を用いると、その入力インピーダンス Z_{in} は



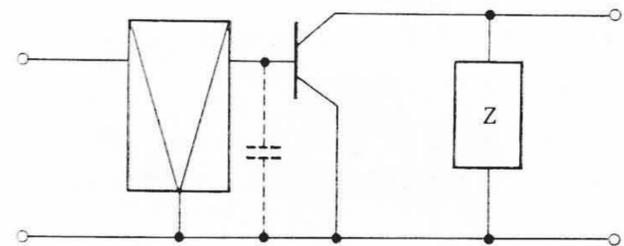
第9図 単同調回路



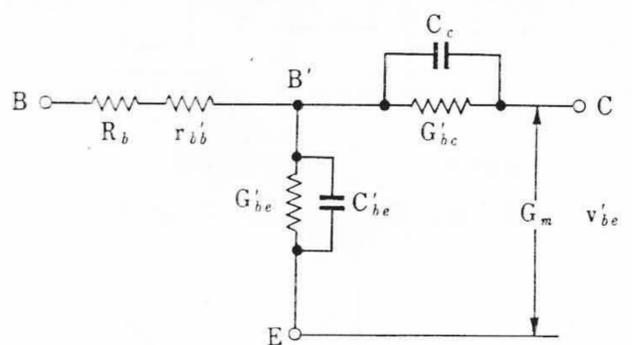
第10図 複同調等価回路



第11図 π 形同調回路



第12図 トランジスタ増幅回路



第13図 等価 π 形回路

$$Z_{in} = R_b + r_{bb'} + \frac{1}{G_{b'e} + G_{b'c} + j\omega(C_c + C_{b'e})} \dots\dots\dots (49)$$

いま,

$$\frac{1}{G_{b'e}}, \frac{1}{\omega C_{b'e}} \gg R_b + r_{bb'}$$

と考えられる周波数領域においては

$$C_{in} \doteq C_{b'e}$$

$C_{b'e}$ は一般に接合容量と拡散容量の和と考えられ、その比率は製造法によって異なるが、拡散容量が大半を占める場合が多い。

拡散容量は一例として合金形の場合

$$C_d = \frac{2.44 g_e}{4 \pi f_{ac}} \dots\dots\dots (50)$$

として得られ、 g_e はエミッタ電流 i_E に比例するからトランジスタ入力容量は一般的に電流依存性をもつとすることができる。

したがって、振幅変調妨害波が加わった場合の入力容量の変化は入力電圧—エミッタ電流の非直線性によるものと、エミッタ電流—入力容量の非直線性によるものとの和として考えられる。すなわち

$$\Delta C = \left[\frac{\partial C}{\partial i_E} \right]_{i_{E0}} \cdot \sum_{n=1}^n y_{i_E \cdot n \cdot p}(v) \cdot \cos 2 \pi \cdot n \cdot p \cdot t + \left[\frac{\partial i_E}{\partial v} \right]_{v_0} \cdot \sum_{n=1}^n y_{c \cdot n \cdot p}(i_E) \cdot \cos 2 \pi \cdot n \cdot p \cdot t \dots\dots\dots (51)$$

- C: 入力容量
- i_E : エミッタ電流
- i_{E0} : バイアス点のエミッタ電流
- v: 入力電圧
- v_0 : バイアス電圧

いま妨害振幅変調波として

$$v = U(1 + M \cos 2 \pi p t) \cos 2 \pi u t$$

がはいったとすると $y_{i_E \cdot n \cdot p}(v)$ は(35)~(38)式において局部発振注入レベル $L=0$ として

$$y_{i_E \cdot p} = \left\{ U^2 M(a_0 + 3 a_3 v_0 + 6 a_4 v_0^2 + 10 a_5 v_0^3) + \frac{3}{8} U^4 M(4 + 3 M^2) \cdot (a_4 + 5 a_5 v_0) \right\} \cos 2 \pi p t \dots\dots\dots (52)$$

$$y_{i_E \cdot 2p} = \left\{ \frac{1}{4} U^2 M^2(a_2 + 3 a_3 v_0 + 6 a_4 v_0^2 + 10 a_5 v_0^3) + \frac{3}{16} U^4 M^2(6 + M^2) \cdot (a_4 + 5 a_5 v_0) \right\} \cos 2 \pi \cdot 2 p t \dots\dots\dots (53)$$

$$y_{i_E \cdot 3p} = \frac{3}{8} U^4 M^3(a_4 + 5 a_5 v_0) \dots\dots\dots (54)$$

$$y_{i_E \cdot 4p} = \frac{3}{64} U^4 M^4(a_5 + 5 a_5 v_0) \dots\dots\dots (55)$$

したがって i_E - v 特性から $a_0 \sim a_5$ を求めれば $y_{i_E \cdot n \cdot p}$ を求めることができる。 $y_{c \cdot n \cdot p}$ についてはまったく同様に C_{in-i_E} 特性から $a_0 \sim a_5$ を求め上の各式において v を i_E におきかえて得られる。また $[\partial C / \partial i_E]$, $[\partial i_E / \partial v]$ についても動作バイアス点における1次傾斜として求められる。

(ii) トランジスタ増幅器のミラー効果

$$\beta = \frac{1 - jm \left(\frac{f}{f_a} \right)}{1 + j \left(\frac{f}{f_a} \right)} = \frac{a_0 \left(1 - jm \frac{f}{f_a} \right)}{(1 - a_0) + j(1 + a_0 m) \left(\frac{f}{f_a} \right)} \dots\dots\dots (56)$$

一般に $a_0 \div 1$ であるから $1 + a_0 m \gg 1 - a_0$ として

$$L \beta \div \tan^{-1} m \frac{f}{f_a} \dots\dots\dots (57)$$

したがって

$$\frac{\partial L \beta}{\partial f_a} = \frac{-m \cdot}{\left\{ 1 + \left(m \frac{f}{f_a} \right)^2 \right\} f_a^2} \dots\dots\dots (58)$$

ゆえにエミッタ電流による電流増幅率位相変化は

$$\Delta \theta = \frac{-m \cdot f}{f_a^2 \left\{ 1 + \left(m \frac{f}{f_a} \right)^2 \right\}} \cdot \left[\frac{\partial f_a}{\partial i_E} \right]_{i_{E0}} \times \sum_{n=1}^n y_{i_E \cdot n \cdot p}(v) \cdot \cos 2 \pi \cdot n \cdot p \cdot t \dots\dots\dots (59)$$

$[\partial f_a / \partial i_E]$ は遮断周波数—電流特性を用いて得られる。

4.5 振幅変調干渉雑音計算法

以上位相変調妨害波より振幅変調波への変換量、振幅変調波が非直線系にはいった場合の定数変化量、これらの終端定数変化によるろ波器内の希望波移相量、変化量などが明らかとなった。

さらに非直線系の一例としてトランジスタ増幅器について解析を行なった。以上の解析結果をもとにして位相変調多重受信機において発生する振幅変調干渉雑音を計算することができる。

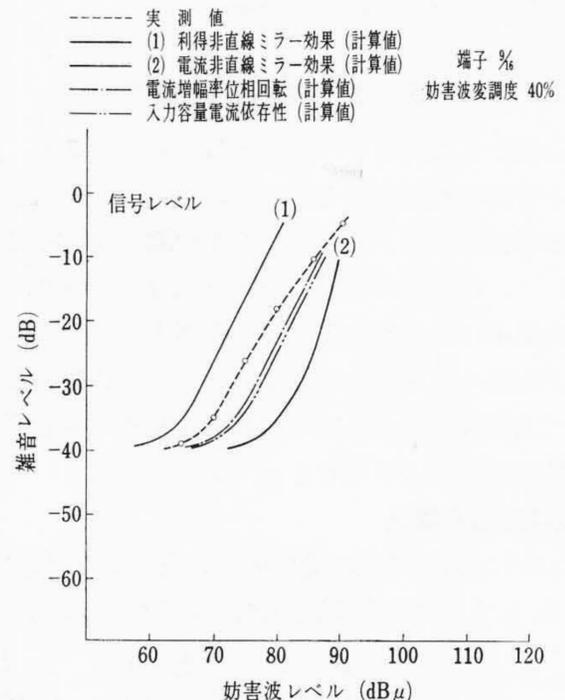
いままでの解析結果から明らかなように、受信機内において振幅変調干渉雑音のもっとも発生しやすい段は下記の条件を満たさなければならない。

- (i) 素子の非直線性が大きいこと
- (ii) 素子にかかる妨害波レベルが大きいこと
- (iii) 空中線入力より素子までの減衰特性が妨害波周波数において比較的大きな傾斜をもっていること

以上の条件を一般の受信機について考えて見ると、

- (1) 急しゅんなる遮断特性を有する帯域ろ波器のあとに接続される第2中間周波数以降においては、妨害波レベルが小さいために(i)項の条件よりして振幅変調干渉は起こりにくい。
- (2) 高周波増幅段においては、いまだ妨害波レベルも小さく、高周波ろ波器の減衰特性の傾斜も小さいので(ii), (iii)の条件からこれも振幅変調干渉は起こりにくい。

したがって妨害周波数における減衰特性の傾斜も比較的大きく、しかも妨害波に対して受信機入力側より素子までの利得があつて、そのために比較的大きな妨害波レベルが増幅素子あるいは混合素子に加わると思われる第1中間周波段、第2混合段などがもっとも干渉雑音を発生しやすいことになる。しかしながら以上はあくまで一般的傾向を論じたのであつて、ろ波器の減衰特性、各段利得配分、増幅素子あるいは混合素子などの選び方によって、干渉雑音の発生個所、その発生レベルはおのおの異なるのである。



第14図 振幅変調干渉雑音の計算値と実測値の比較

第 3 表 振幅変調干渉雑音計算法

No.	計算手順	計算式	備考
1	妨害波の振幅変調度の計算 M_u	$M_u = \left \frac{(f_u - f_0)}{2\sigma_s^2} m \cdot p \right $ 素子までの選択特性 $a(f) = e^{-\frac{(f-f_0)^2}{4\sigma_s^2}}$	(32)式参照 γ 通話路における M_u の計算の場合 は $P = \gamma \cdot b$ とする
2	妨害波レベルの計算 U	$U = G_0 U_0 e^{-\frac{(f_u - f_0)^2}{4\sigma_s^2}}$ G_0 : 受信入力側より素子までの中心周波数利得 U_0^* : 受信入力側の妨害波レベル(せん頭値)	
3	定数変化量の計算 $y_p(x), y_{2p}(x)$	$y_p(x) = U^2 M_u \{ a_2 + 3a_3 X_0 + 3a_4 (2X_0^2 + L^2) + 5a_5 (2X_0^3 + 3X_0 L^2) \} + \frac{3}{8} U^4 M_u (4 + 3M_u^2) (a_4 + 5a_5 X_0)$ ただし定数の非直線性 $y = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3 + a_4 x^4 + a_5 x^5$	(35)式参照 $y_{2p}(x), y_{3p}(x)$ については(36)~(38)式を参照
4	ろ波器内の移相量変化の計算 $\frac{\partial \theta}{\partial y_{k \cdot n \cdot p}}$	(1) 単同調 $\Delta \theta = Q_L \frac{\Delta C_{L0}}{C + C_{L0}}$ (2) 複同調 $\Delta \theta = -Q_2 \frac{\Delta C_2}{C_2} \frac{1}{1+B^2}$ (3) π 形同調回路 $\Delta \theta = \frac{R_2 W_0}{1+R_2^2 W_0^2 C_2^2} \Delta C_2$ $\Delta \theta = \frac{W_0 C_2}{1+R_2^2 W_0^2 C_2^2} \Delta R_2$	
5	ろ波器以外の部品の移相量変化の計算 $\frac{\partial \theta(t)}{\partial y_{k \cdot n \cdot p}}$	トランジスタ電流増幅率の位相回転 $\Delta \theta = \frac{-m \cdot f}{f_a^2 \{ 1 + (m \frac{f}{f_a})^2 \}} \left\{ \frac{\partial f_a}{\partial i_E} \right\}$ $\sum_{n=1}^n y_{iE \cdot n \cdot p}(v) \cos 2\pi \cdot n \cdot p \cdot t$	(59)式参照
6	希望波の干渉位相変調分の計算 $mf(t)$	$mf(t) = \sum_{k=1}^k \sum_{n=1}^n \frac{\partial \theta}{\partial y_{k \cdot n \cdot p}} \cdot y_{k \cdot n \cdot p} \cos 2\pi n \cdot p \cdot t$	(41)式参照
7	受信機の振幅変調干渉雑音による信号対雑音比の計算 $\left[\frac{N}{S} \right]_{dB}$	$\left[\frac{N}{S} \right]_{dB} = 20 \log_{10} \frac{\sum_{n=1}^n mf \cdot n}{m_0}$ $\sum_{n=1}^n mf \cdot n$ は n 個の各素子における干渉雑音の電力和を示す	

注* 振幅変調干渉雑音を発生する素子以前に AGC がかかっている場合は、所要の希望波レベル入力時における中心周波数利得をとらねばならない。

以上を考慮して受信機総合の振幅変調干渉雑音の計算手順ならびにその計算法を整理すると第 3 表のようになる。

なお実際の 400 Mc 帯 24 通話路多重受信機について上記計算法を用いて計算した結果を第 14 図に示す。

5. 感度抑圧雑音⁽⁹⁾

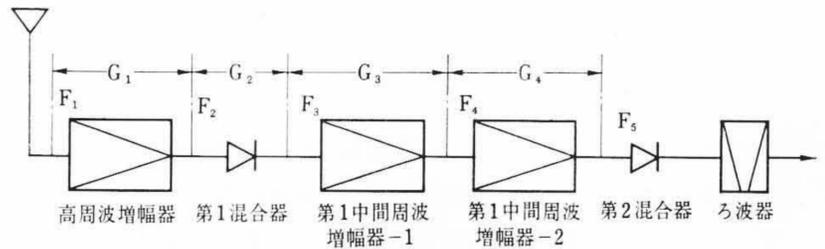
希望波に近接した妨害波レベルが次第に高くなると、総合選択特性としては十分妨害波を除去できたとしても、一般に選択特性のよくない高周波増幅部、第 1 混合部、第 1 中間周波増幅部、第 2 混合部などにおいて、妨害波が素子の非直線部分にかかり、このため増幅器の利得の低下、混合器の変換損失の増大、さらには各素子の雑音指数の増大を招く結果となる。このことは受信機総合雑音指数の増大となって希望波に対する信号対雑音比を劣化させる。この雑音の増加分を感度抑圧による雑音という。

5.1 感度抑圧雑音理論

第 15 図のような回路構成の受信機の各段の電力利得および雑音指数を G_n, F_n とすれば総合雑音指数は下記のように示される。

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3} + \frac{F_5 - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot G_4} \dots (60)$$

ただし F_5 のみは第 2 混合器以降の総合雑音指数とする。いま高



第 15 図 受信機雑音指数

いレベルの妨害波がこの受信機にはいつてきても、図に示す波器の選択度によりろ波器以降においては完全に減衰してしまうものとする。しかるときにはろ波器以前において妨害波による利得低下および雑音指数の増加のみを考えればよい。

一般に位相変調多重受信機の雑音対信号比は

$$\frac{N}{S} = \frac{K \cdot T \cdot b \cdot F}{(m_0)^2 \cdot P_{in}} \dots (61)$$

- K : ボルツマン定数
- T : 温度(絶体温度)
- b : 通話路帯域
- F : 受信総合雑音指数
- m_0 : 通話路変調度(実効値)
- P_{in} : 受信入力電力

したがって感度抑圧がある場合の雑音対信号比は

$$\left[\frac{N + \Delta N}{S} \right] = \frac{K \cdot T \cdot b}{(m_0)^2 \cdot P_{in}} \times \left\{ F + \sum_{n=1}^n \frac{\partial F}{\partial G_n} \cdot \Delta G_n + \sum_{n=1}^n \frac{\partial F}{\partial F_n} \cdot \Delta F_n \right\} \dots (62)$$

として求められる。

5.2 雑音指数増大による感度抑圧雑音

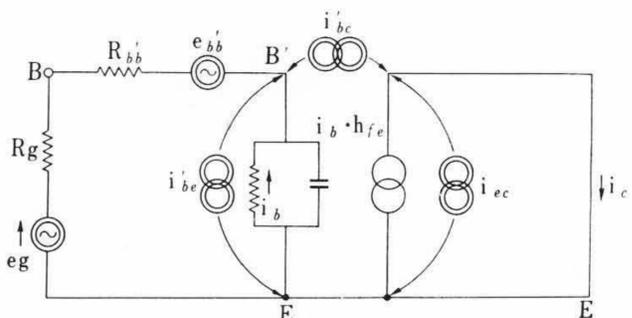
希望周波数に近接した高いレベルの妨害波がはいった場合の半導体素子の雑音指数の増加について説明する。一例としてエミッタ接地のトランジスタに例をとると第 16 図のような等価回路をもって示すことができる。

図の等価回路において、雑音源は次のようなものである。

- (1) 電源インピーダンス R_g による熱雑音
 $\overline{e_g^2} = 4k \cdot T \cdot \Delta f \cdot R_g \dots (63)$
- (2) ベース広がり抵抗 $R_{bb'}$ による熱雑音
 $\overline{e_{bb'}^2} = 4k \cdot T \cdot \Delta f \cdot R_{bb'} \dots (64)$
- (3) 拡散電流の揺ぎによる雑音
 $\overline{i_{ec}^2} = 2e \cdot \Delta f \cdot I_{0c} \dots (65)$
- (4) 再結合雑音
 $\overline{i_e^2} = \frac{2e \cdot \Delta f}{h_{fe}} \cdot I_{0c} \dots (66)$
- (5) コレクタ飽和電流雑音
 $\overline{i_{b'c}^2} = 2e \cdot \Delta f \cdot I_{cs} \dots (67)$

上記各式に使用した記号は

k : ボルツマン定数



第 16 図 雑音源を含む高周波等価回路

- T : 抵抗の絶対温度
- Δf : 帯域幅
- e : 電子の電荷
- h_{fc} : エミッタ接地の低周波電流増幅率
- I_{0c} : 動作点のコレクタ電流
- I_{cs} : コレクタ飽和電流

上記各雑音源のうち、再結合雑音電流源および飽和電流雑音電流源はいずれも下記のように電圧源に変換することができる。

$$\overline{e_{b'e}^2} = \overline{i_{b'e}^2} (R_g + R_{bb'})^2 \dots\dots\dots (68)$$

$$\overline{e_{b'c}^2} = \overline{i_{b'c}^2} (R_g + R_{bb'})^2 \dots\dots\dots (69)$$

雑音指数はこれらの各雑音源によるコレクタ雑音電流と電源 R_g による出力側の熱雑音電流との比として求めることができる。すなわち

$$F = \frac{I_{Rg}^2 + I_{Rbb'}^2 + I_{ec}^2 + I_{b'e}^2 + I_{b'c}^2}{I_{Rg}^2} \dots\dots\dots (70)$$

いま希望波 ω_s に接近した妨害波 ω_U が高いレベルではいった場合、 $n \cdot \omega_U \pm \omega_s$ なる周波数の雑音成分は妨害波 ω_U の高調波 $n\omega_U$ によって混変調を起し、 ω_s と同一周波数成分として帯域内に落ちるから、妨害波レベルに応じてうゑに述べた各種の雑音は増加し、雑音指数は増加する。この各種雑音成分の増加による雑音指数の増加は、

$$\Delta F(U) = \frac{\Delta I_{Rg}^2 + \Delta I_{Rbb'}^2 + \Delta I_{ec}^2 + \Delta I_{b'e}^2 + \Delta I_{b'c}^2}{I_{Rg}^2} \dots\dots\dots (71)$$

として示される。各種雑音成分の増加は、妨害波によるコレクタ動作電流の増加を無視すると、

- (1) 電源インピーダンス R_g による熱雑音増加

$$\Delta I_{Rg}^2 = \frac{kT \cdot R_g \cdot I_{0c}^2 \cdot \Delta f \cdot U^4}{4 U_T^6 \cdot (1+q_s)^{10} \cdot (1+\tau_s^2)^3 \cdot (1+\tau_D^2) \cdot (1+4\tau_s^2)} \dots\dots\dots (72)$$

- (2) ベース拡がり抵抗 $R_{bb'}$ による熱雑音増加

$$\begin{aligned} \Delta I_{Rbb'}^2 &= \frac{2kT \cdot \Delta f \cdot R_{bb'} \cdot I_{0c}^2}{U_T^4 \cdot (1+q_s)^4 \cdot (1+\tau_s^2)^2} \\ &\times \left[\left\{ \frac{1}{(1+q_B)^2 \cdot (1+\tau_B^2)} + \frac{1}{(1+q_C)^2 \cdot (1+\tau_C^2)} \right\} \cdot U^2 \right. \\ &+ \frac{1}{8 U_T^2 (1+q_s)^4 \cdot (1+\tau_s^2) \cdot (1+4\tau_s^2)} \\ &\left. \times \left\{ \frac{1}{(1+q_s)^2 \cdot (1+\tau_D^2)} + \frac{1}{(1+q_s)^2 \cdot (1+\tau_E^2)} \right\} \cdot U^4 \right] \dots\dots\dots (73) \end{aligned}$$

- (3) 拡散電流の揺ぎによる雑音増加

$$\Delta I_{ec}^2 \doteq 0 \dots\dots\dots (74)$$

- (4) 再結合雑音増加

$$\Delta I_{b'e}^2 \doteq 0 \dots\dots\dots (75)$$

- (5) コレクタ飽和電流雑音

$$\begin{aligned} \Delta I_{b'c}^2 &= \frac{e \cdot \Delta f \cdot I_{cs} \cdot R_{bb'}^2 \cdot I_{0c}^2}{U_T^4 \cdot (1+q_s)^4 \cdot (1+\tau_s^2)^2} \\ &\times \left[\left\{ \frac{1}{(1+q_B)^2 \cdot (1+\tau_B^2)} + \frac{1}{(1+q_C)^2 \cdot (1+\tau_C^2)} \right\} \cdot U^2 \right. \\ &+ \frac{1}{8 U_T^2 (1+q_s)^4 \cdot (1+\tau_s^2) \cdot (1+4\tau_s^2)} \\ &\times \left\{ \frac{(R_g + R_{bb'})^2}{R_{bb'}^2} \cdot \frac{1}{(1+q_s)^2 \cdot (1+\tau_D^2)} \right. \\ &\left. \left. + \frac{1}{(1+q_s)^2 \cdot (1+\tau_E^2)} \right\} \cdot U^4 \right] \dots\dots\dots (76) \end{aligned}$$

- (6) 電源インピーダンス R_g による熱雑音

$$I_{Rg}^2 = \frac{4kT \cdot \Delta f \cdot R_g \cdot I_{0c}}{U_T^2 \cdot (1+q_s)^2 \cdot (1+\tau_s^2)} \dots\dots\dots (77)$$

したがって(71)式より高いレベルの妨害波がはいった場合の雑音指数の増加は、

$$\begin{aligned} \Delta F &= \frac{U^4}{16 U_T^4 \cdot (1+q_s)^8 \cdot (1+\tau_s^2)^2 \cdot (1+4\tau_s^2) \cdot (1+\tau_D^2)} \\ &+ \frac{R_{bb'}}{2 R_g \cdot U_T^2 \cdot (1+q_s)^2 \cdot (1+\tau_s^2)} \\ &\times \left[\left\{ \frac{1}{(1+q_B)^2 \cdot (1+\tau_B^2)} + \frac{1}{(1+q_C)^2 \cdot (1+\tau_C^2)} \right\} U^2 \right. \\ &+ \frac{1}{8 U_T^2 \cdot (1+q_s)^4 \cdot (1+\tau_s^2) \cdot (1+4\tau_s^2)} \\ &\times \left. \left\{ \frac{1}{(1+q_s)^2 \cdot (1+\tau_D^2)} + \frac{1}{(1+q_s)^2 \cdot (1+\tau_E^2)} \right\} \cdot U^4 \right] \\ &+ \frac{e \cdot I_{cs} \cdot R_{bb'}^2}{4kT \cdot R_g \cdot U_T^2 \cdot (1+q_s)^2 \cdot (1+\tau_s^2)} \\ &\times \left[\left\{ \frac{1}{(1+q_B)^2 \cdot (1+\tau_B^2)} + \frac{1}{(1+q_C)^2 \cdot (1+\tau_C^2)} \right\} \cdot U^2 \right. \\ &+ \frac{1}{8 U_T^2 \cdot (1+q_s)^4 \cdot (1+\tau_s^2) \cdot (1+4\tau_s^2)} \\ &\times \left. \left\{ \frac{(R_g + R_{bb'})^2}{R_{bb'}^2} \cdot \frac{1}{(1+q_s)^2 \cdot (1+\tau_D^2)} \right. \right. \\ &\left. \left. + \frac{1}{(1+q_s)^2 \cdot (1+\tau_E^2)} \right\} \cdot U^4 \right] \dots\dots\dots (78) \end{aligned}$$

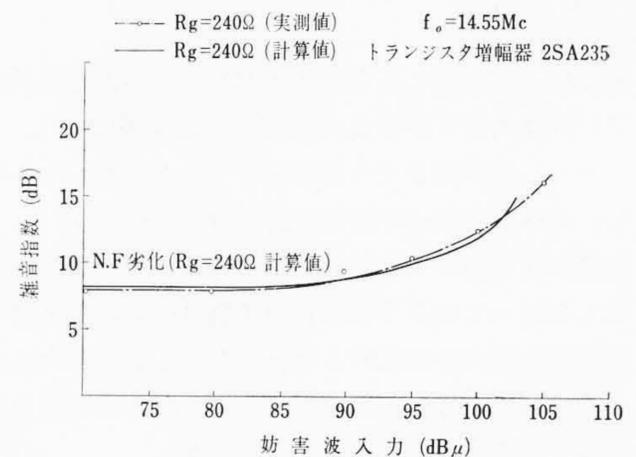
として与えられる。(63)~(78)式において使用した記号は下記のとおりである。

- U : 妨害波レベル
- $U_T = kTm/e$
- m : トランジスタの材料で定まる係数 ($m=1\sim 1.6$)
- $K = C_{b'e}/g_{b'e}$
- $q_s, q_D = I_{0c} \cdot (R_{bb'} + R_g) / U_T \cdot h_{fe}$
- $q_B, q_C, q_E = I_{0c} \cdot R_{bb'} / U_T \cdot h_{fe}$
- $\tau_s = q_s \cdot K \cdot \omega_s / 1 + q_s$
- $\tau_B = q_s \cdot K \cdot (\omega_U - \omega_s) / 1 + q_s$
- $\tau_C = q_s \cdot K \cdot (\omega_U + \omega_s) / 1 + q_s$
- $\tau_D = q_s \cdot K \cdot (2\omega_U - \omega_s) / 1 + q_s$
- $\tau_E = q_s \cdot K \cdot (2\omega_U + \omega_s) / 1 + q_s$

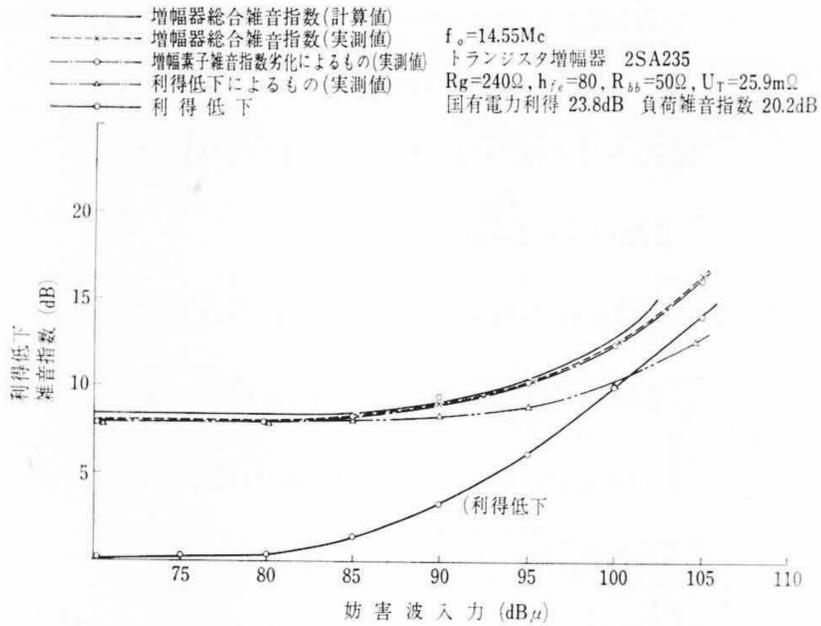
エミッタ接地のトランジスタ増幅器について計算した結果および実測結果を第17図に示す。

5.3 利得低下による感度抑圧雑音

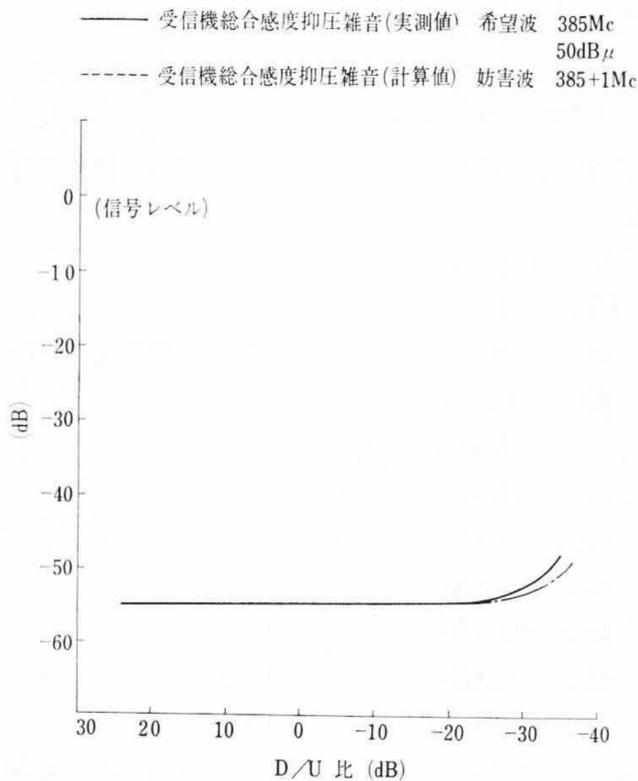
半導体素子の場合、高いレベルの妨害波による利得低下あるいは変換損失の増加は一般的にその機構は複雑で、定量的に解析することは困難である。一例として前節の実験に用いたトランジスタの利得低下および、それに基づく、雑音指数の増加は第18図に示すとおりで、普通の増幅器の場合にはこの原因による感度抑圧雑音は量的に少なく、無視しても差支えはない。しかしながらダイオード混合器の場合には、筆者らの実験によっても等価雑音温度の増加とともに、変換損失の増加が大きく影響するので注意を要する。



第17図 トランジスタ増幅器の雑音指数増大



第 18 図 トランジスタ増幅器の利得低下と総合雑音指数増大の原因



第 19 図 受信機総合感度抑圧雑音

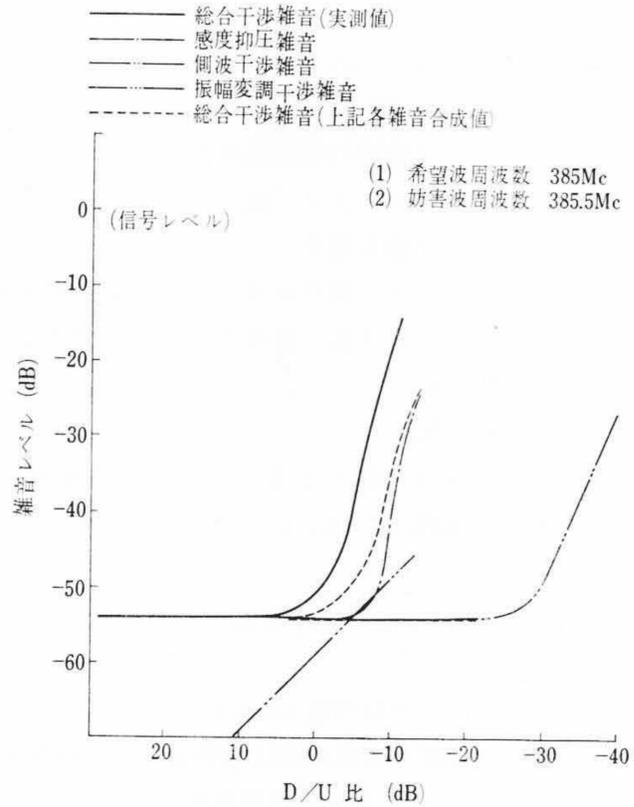
以上の解析結果を用いて 400 Mc 24 通話路多重受信機について計算した結果と実際の測定結果を第 19 図に示す。

6. 位相変調多重送受信装置と干渉雑音

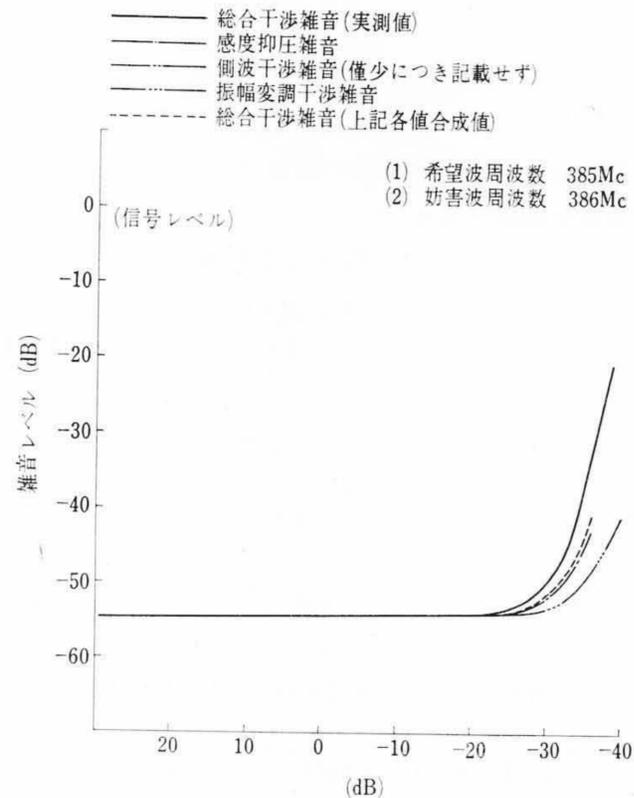
以上 3~5 において変調側波による干渉雑音, 振幅変調干渉雑音, 感度抑圧雑音の発生機構について述べてきたが, 実際の位相変調多重受信機について, これら各種雑音の相互関係を総合的に検討するために第 20 図および第 21 図に各種の雑音および実測による総合干渉雑音を示した。これらの結果から結論として次のようにいうことができる。

- (i) 希望波, 妨害波とも変調度が大きく, 妨害波差周波数が小さい間は側波干渉雑音が支配的である(第 6 図)。ただしこの場合でも妨害波レベルが大きくなるにしたがい, 曲線の傾斜は理論値と異なってくる。
- (ii) 妨害波変調度が大きい場合は妨害波差周波数が大きくなるにしたがって側波干渉雑音の影響は次第になくなり, 振幅変調干渉雑音が支配的となる。ただしこの場合でも妨害波の変調度は小さいが, 妨害波レベルが大きくなると感度抑圧による雑音が支配的となってくる。

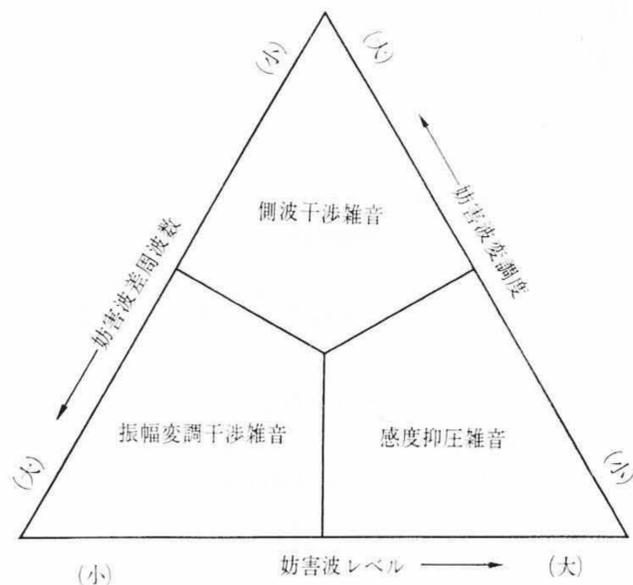
以上の関係を定性的に説明すると第 22 図のようになる。これら



第 20 図 総合干渉雑音と要因別干渉雑音 ($\Delta f=0.5$ Mc)



第 21 図 総合干渉雑音と要因別干渉雑音 ($\Delta f=1.0$ Mc)



第 22 図 各種干渉雑音の相互関係

の結論は前章まで考察した理論的検討の結果からも容易に推察できるものである。すなわち

(1) 側波干渉雑音

妨害波差周波数が大きくなるにつれて受信帯域内に落ち込む妨害波側の次数は高くなる。すなわち $n+1 > \Delta F \geq n$ において $|f| < 1$ に落ち込む干渉雑音の電力スペクトルは

$$W(f) = W_n(f) + W_{(n+1)}(f) + W_{(n+2)}(f) \dots \dots \dots (24)$$

$$W_n(f) = \left(\frac{U}{D}\right)^2 \cdot e^{-m^2} \cdot \frac{m^{2n}}{n!} \cdot \frac{1}{(n-1)! \cdot 2^{n-1}} \cdot (n - \Delta F + f)^{n-1} \dots \dots \dots (23)$$

として得られるから $m < 1$ であれば、 n が大なるにしたがって側波干渉雑音は急速に減少する。また同時に、 m が小となっても干渉雑音は、急減することが知られる。したがって妨害波差周波数が大きくなるが、希望波、妨害波変調度が小となると干渉雑音は急激に減少する。

(2) 振幅変調干渉雑音

測定に用いた受信機では第1中間周波増幅器-2において発生する干渉雑音が支配的であり、かつこれら振幅変調干渉雑音のうち、利得非直線性によるミラー効果によるものが大半であった。したがって、

$$W_U(f) \propto \{U^2 \cdot M \cdot (a_2 + 3a_3 V_0 + 6a_4 V_0^2 + 10a_5 V_0^3)\}^2 \dots \dots \dots (79)$$

また(32)式より

$$M_U = -\frac{(f_U - f_0)}{2\sigma_s^2} \cdot m_u \cdot p \dots \dots \dots (32)$$

(30)式より

$$A_U = \varepsilon - \frac{(f_U - f_0)^2}{4\sigma_s^2}$$

したがって $\Delta f = (f_U - f_0)$ とすると

$$W_U(f) = K \cdot m_u^2 \cdot \Delta f^2 \cdot \varepsilon - \frac{\Delta f^2}{2\sigma_s^2} \dots \dots \dots (80)$$

$$\frac{\partial W_U(f)}{\partial \Delta f} = 2 \cdot K \cdot m_u^2 \cdot \Delta f \cdot e^{-\frac{\Delta f^2}{2\sigma_s^2}} \cdot \left(1 - \frac{\Delta f^2}{2\sigma_s^2}\right) \dots (81)$$

であるから、 $\Delta f = \sqrt{2} \sigma_s$ までは Δf の増大にしたがって干渉雑音は増加し、 $\sqrt{2} \sigma_s$ を越えてからは次第に減少する。すなわち測定に用いた受信機では $\sigma_s = 0.35 \text{ Mc}$ であるから $\Delta f = 0.49 \text{ Mc}$ が最大点となる。しかしながらその減少の仕方は側波干渉雑音の場合の(23)式ほど急しゅんではないから、妨害差周波数 Δf が大きくなるにしたがって、むしろ支配的になってくる。

(3) 感度抑圧雑音

前項において妨害波変調度が小となると振幅変調干渉雑音は次

第に減少するが、感度抑圧雑音は(78)式に示すとおり、単に素子に加わる妨害波レベルの関数であるから、妨害波変調度の減少にともなって感度抑圧雑音が次第に支配的になってくることが予想される。

以上のように、妨害1波が位相変調多重受信機にはいった場合に発生する干渉雑音は、妨害波の差周波数、変調度、レベルなどによってそれぞれ支配的な干渉雑音の種類が異なり、しかもこれら相互間には、受信機的设计法によって若干相異はあるが、一般的にいつて第19図に見られるような関係が存在するのである。さらに場合によっては、復調器の非直線性による干渉雑音の増加⁽¹⁰⁾、振幅制限器不完全動作による干渉雑音も考察に入れる必要がある。したがって、位相変調多重送受信機を設計するに際して、以上2~5に述べた各種干渉雑音について、その相互関係を常に考慮しつつ、調和のとれた回路設計をしなければならない。参考までに第1表にこれらの各干渉雑音の計算式をまとめて掲げた。

7. 結 言

以上位相変調多重送受信装置の干渉雑音について、従来の理論を含めて総合的に再検討し、これらの相互関係を明らかにした。特に位相変調側波干渉雑音に関しては、実情に即して、変調が浅く、受信帯域幅を考慮した場合の計算法を示し、さらに振幅変調干渉雑音、感度抑圧雑音などの非直線性に基づく干渉雑音については、トランジスタを増幅素子とした場合の発生機構およびその定量的取扱法を述べた。以上の諸考察による固体電子化されたVHF~UHF帯位相変調送受信装置の干渉雑音計算法が、何かのお役に立てば、筆者の望外のよろこびである。

本研究に際して、種々ご指導を賜った東北大学喜安教授、佐藤教授に深甚の謝意を表すると同時に、貴重なるご意見とご討論をいただいた日本電信電話公社技術局青木氏および福住氏に紙上をかりてお礼申しあげる次第である。

参 考 文 献

- (1) 今西, 鈴木: 日立評論 39 (昭 32-9)
- (2) 今西, 鈴木: 日立評論 別 18 (昭 31-12)
- (3) 菅原鼎山編: FM無線工学 (昭 00, 日刊工業新聞社)
- (4) 森永: 通学誌 44, 51 (昭 36-1)
- (5) Neal, H. Shepherd: IRE. Trans., VC-13, 13 (Sept. 1959)
- (6) 森永: 通信方式研究会資料 (昭 35-11)
- (7) 鈴木, 菅: 通信方式研究会資料 (昭 38-12)
- (8) 鈴木: 通学誌 47, 65 (昭 39-1)
- (9) 鈴木, 鳥谷: 通学誌 未定 (昭 39-10, 採録決定)
- (10) 大谷津: 通学誌 39, 1041 (昭 31-12)