

最近における超短波周波数変調受信機の傾向

Tendency of the Latest VHF/FM Radio Receiver

今 西 久 弥* 鈴 木 虎 雄*

内 容 梗 概

超短波帯の利用度の急激な増加により、最近混信妨害が大きな問題としてとりあげられるにいたつた。このため、超短波FM受信機に混信保護比として、一信号法選択度のほかに、感度低下、混変調、スプリアス感度などしだいに厳格なる性能が要求されるようになったので、ここにはこれらの問題について説明し、あわせて、このほどこれらの諸要求に基づいて製作された SEM-254 型 150 Mc/FM および SEM-255 型 30 Mc/FM 無線機の性能を紹介してある。

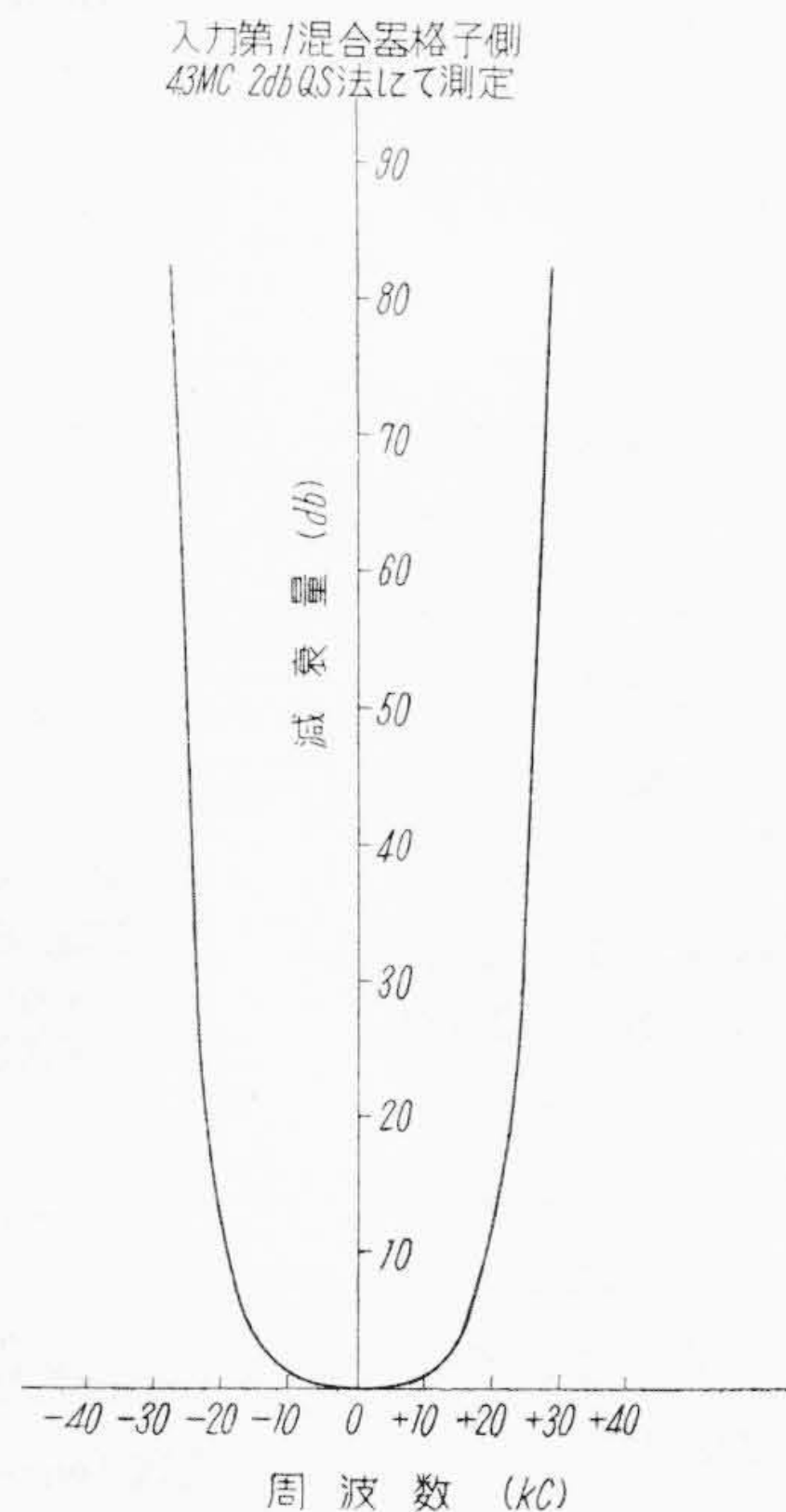
〔I〕 緒 言

超短波帯における周波数変調無線電話装置が実用化されていらい、その小型軽量の点、雑音につよい点、電界強度の変化の影響を受にくい点など多くの特長を有するためにその利用度が急激にまし、最近では割当周波数の不足から一部周波数割当の再編成さえ考えられるようになってきている。一方これら通話路密度の増加とともに、無線機運用上から種々の問題—特に混信保護比の問題が大きく取上げられるにいたり、送信機においては周波数安定度、スプリアス輻射、過変調防止など、受信機においては局部発振周波数の安定度、広義の選択度（スプリアス感度、受感度低下、混変調）などの特性の改善が望まれている。以下特に受信機について最近問題になっている諸点について述べ、あわせてこれらの諸要求に基づいて最近日立製作所が製作した SEM-254 型 および SEM-255 型 FM 無線機の性能を紹介して大方の御批判を仰ぐ次第である。

〔II〕 選択度についての諸問題

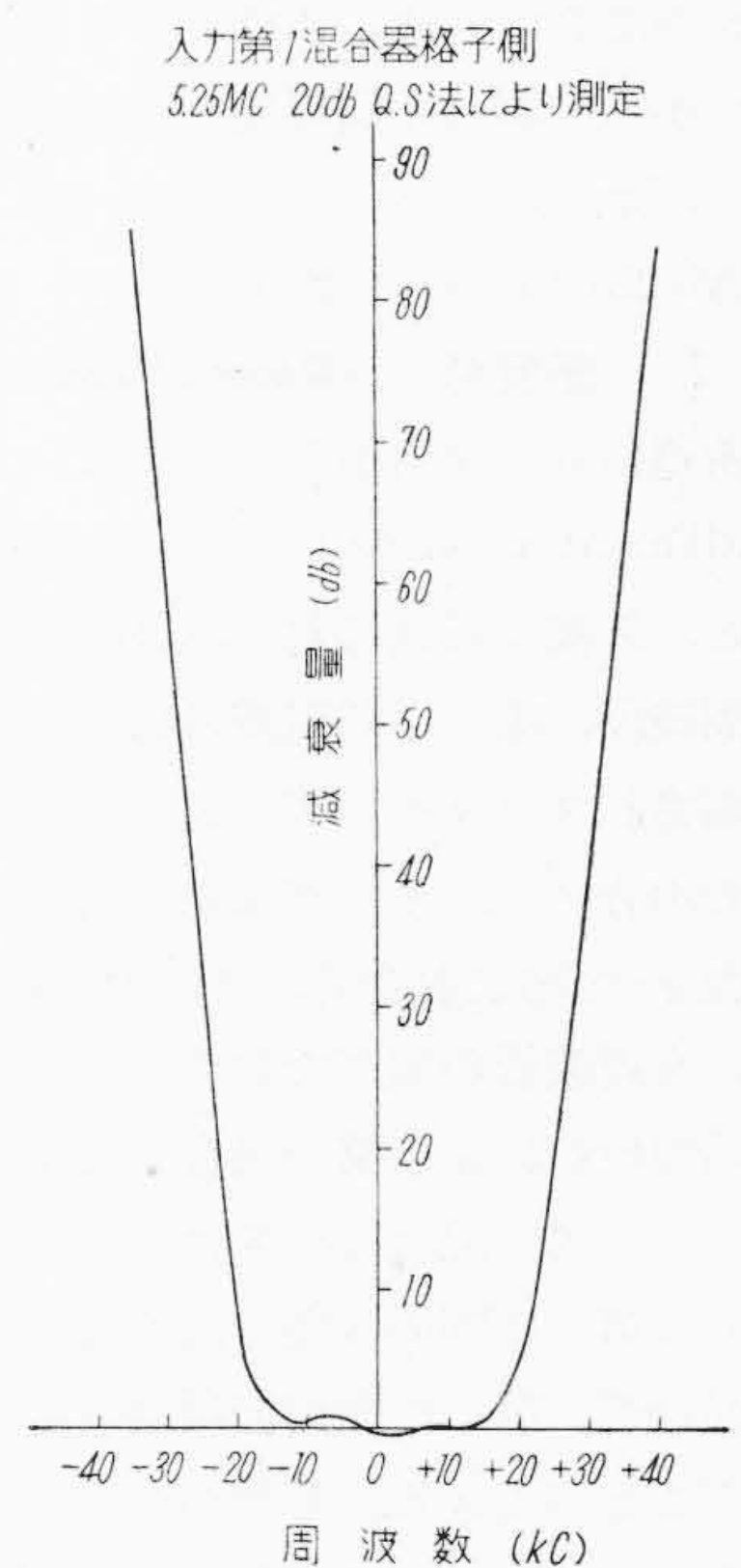
従来選択度といえは一信号法による振幅周波数特性のみが問題にされ、結果的には中間周波増幅段の選択特性がつねに受信機性能比較の対象として用いられてきたが、超短波の利用度が急激に増加するにつれて、周波数割当の密度が増加し、同一地区に近接チャンネルが同時にいくつか並存する機会が多くなつたため、これら近接通話路の強力なる電波により相互に混信妨害をおよぼすような事態がしばしば起つたので、希望信号以外の周波数の電波にいかん妨害されないかの尺度として選択度

* 日立製作所戸塚工場



第1図 一信号法による SEM-255 型 受信機選択度特性

Fig. 1. One-Signal Selectivity of Type SEM-255 Receiver



第2図 一信号法による SEM-254 型 受信機選択度特性

Fig. 2. One-Signal Selectivity of Type SEM-254 Receiver

が広義に解釈されるようになった。たとえば I. R. E. Standard (1949)⁽¹⁾では選択度を「受信機が希望信号とそれ以外の周波数の妨害を区別する能力の度合」として定義しており、二信号法による選択度の測定法を提案している。さらに CCIR⁽²⁾ (1953) の勧告では、受信機の実効選択度は「受信機が同調されている目標の希望信号と他の周波数の信号とを弁別する受信機能力の尺度である」とし、希望信号と妨害信号のレベルが直線領域にあるときは一信号法選択度により、もしレベルが非直線効果を生ずるほど高いときは実効選択度 (Effective Selectivity) によるのがよいとして、ブロッキング、クロスモジュレーション、インターモジュレーションなどの測定を勧告しているなど、しだいに実用上から起る要求が仕様化される傾向にある。我国においても最近にいたつ

て上述の広義の選択度 — 一信号法選択度, 感度低下, 混変調 (インターモジュレーション), スプリアス感度などが含まれる — に対する合理的な仕様化が行なわれるとともに, これらの仕様に基づいて受信機が製作されるようになった。以下われわれが昨年警察庁仕様に基づいて製作した SEM-254 型 および SEM-255 型 FM 無線機 (MPR-1 型 150 Mc および PR-3 型 30 Mc 帯 FM 無線機) 相当品を例にとり説明する。

(1) 一信号法選択度

30 Mc 帯においては ± 30 kc にて 80 db 以上, 150 Mc 帯においては ± 40 kc にて 80 db 以上要求される。したがって第二中間周波増幅段の初段に集中濾波器を用いて, 如上の減衰をとっている。SEM-255 型 および SEM-254 型の測定結果を第1, 2図に示す。

(2) 感度低下 (Desensitization)

希望信号を受信中の受信機にいまたとえば隣接通路 (Adjacent Channel) の大きな妨害入力があるといつたとすると, 近接周波数に対してはほとんど選択性をもたない高周波段, 第一中間周波段において妨害信号はそのまま増幅されブロッキングを起して, 受信感度が低下する。この場合ブロッキングは妨害信号の大きい段から順に, すなわち第二混合管, 第一中間周波増幅管, 第一混合管, 高周波管の順序でおこすことになるが, 第一中間周波増幅段をはぶき第一混合管と第二混合管の間に妨害波に対して第一混合管の変換利得以上にその振幅を減少せしめる第一中間周波集中濾波器を挿入することにより第二混合管, 第一中間周波増幅管におけるブロッキングを防ぐことができる。したがって第一混合管におけるブロッキングだけが一番問題となるので以下これについて解析する。

いま真空管の特性を第3図の曲線で近似させる。そのときは次式のごとく表わすことができる⁽⁴⁾⁽⁶⁾。

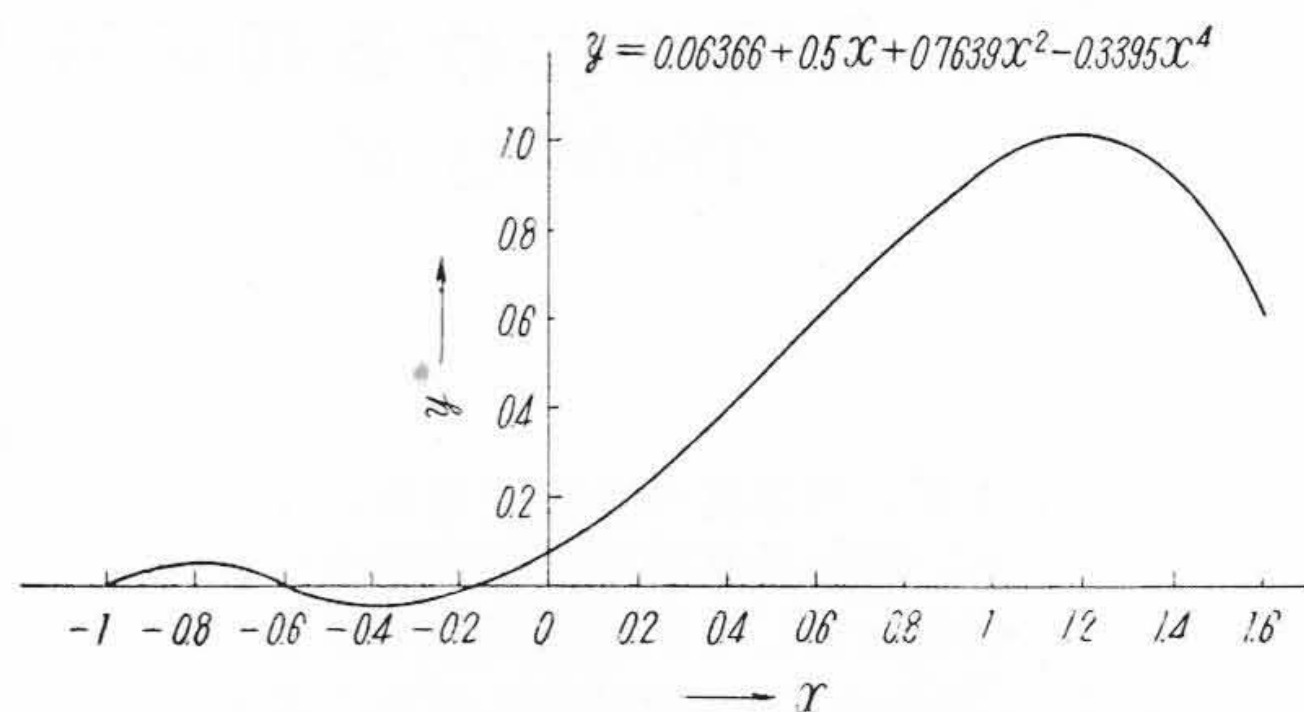
$$\left. \begin{aligned} y &= a_0 + ax + bx^2 + cx^3 + dx^4 \\ \text{ただし } a_0 &= 0.06366 \quad b = 0.7639 \\ d &= -0.3395 \\ a &= 0.5 \quad c = 0 \end{aligned} \right\} \dots (2-2-1)$$

次に第一混合管に加わる電圧は次式により表わせる。

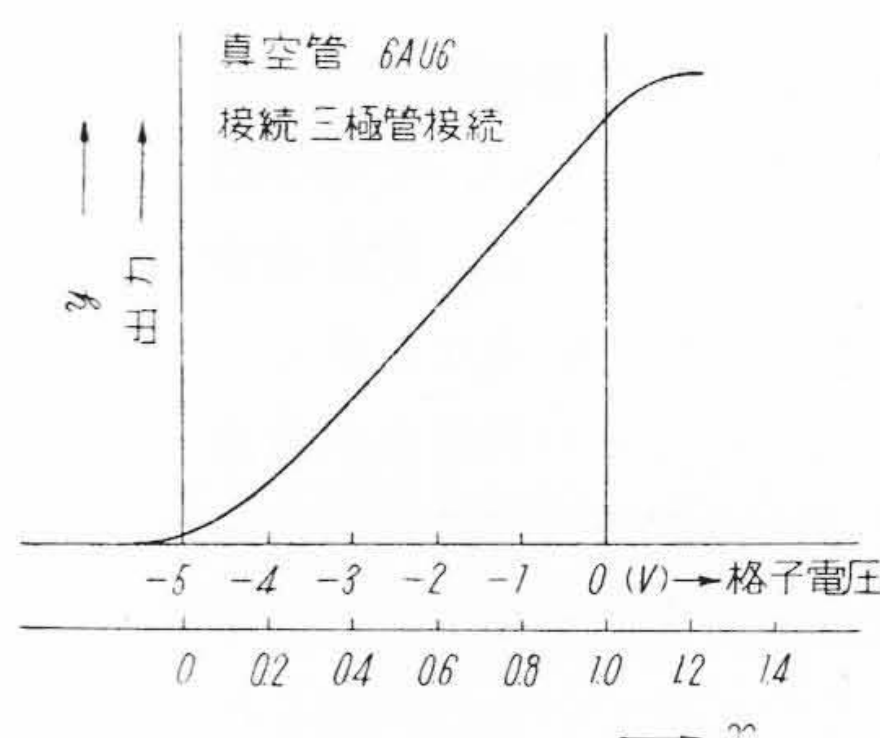
$$\left. \begin{aligned} x &= A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t \\ &\quad + C \cos \omega_3 t + K \end{aligned} \right\} \dots (2-2-2)$$

ただし $A \cos \omega_1 t$ 受信信号
 $B \cos \omega_2 t$ 局発信号
 $C \cos \omega_3 t$ 妨害信号
 K バイアス電圧

(2-2-2) 式を (2-2-1) 式にいれ, 第一中間周波数 $\omega_1 - \omega_2$ の項を拾うと,



第3図 正規化された真空管特性
Fig. 3. Normalized Characteristic Curve of Vacuum Tube.



第4図 真空管 6AU6 の三極管特性
Fig. 6. Characteristic Curve of Triode Connection of Vacuum Tube Type 6AU6

$$(\omega_1 - \omega_2) \text{ の振幅} = 0.7639A \cdot B - 0.51A \cdot B \cdot (A + B + 2C^2 + 4K^2) \dots (2-2-3)$$

すなわち妨害信号電圧 C が増加するにつれて第一中間周波数 $(\omega_1 - \omega_2)$ の振幅が減少する。いま受信入力に換算して 6 db の感度低下の場合は, (2-2-3) 式の A の代わりに $2A$ を入れたときの $(\omega_1 - \omega_2)$ の振幅と, (2-2-3) 式において妨害信号 $C = 0$ のときの $(\omega_1 - \omega_2)$ の振幅が等しいとして $0.7639(2A) \cdot B - 0.51(2A) \cdot B \{ (2A) + B + 2C^2 + 4K^2 \} = 0.7639A \cdot B - 0.51A \cdot B \{ A + B + 4K^2 \} \dots (2-2-4)$ がえられる。

一般に $B \gg A$ であるから

$$B + 4C^2 + 4K^2 = 1.479 \dots (2-2-5)$$

がえられる。したがって局発電圧 B およびバイアス電圧 K がわかれば妨害入力 C の値が計算により求められる。

(SEM-255 型の計算例および実測例)

受信入力に換算して 6 db の感度低下を起こす妨害入力が受信入力よりも 90 db 以上の規格について計算する。第4図に示す特性を有する 6AU6 の三極管接続回路を第一混合管として使用した場合, (2-2-5) 式を用いて第一混合管における妨害入力を計算すると 125 db (1.78 V) がえられる。したがって感度低下を 90 db 以上にと

第 1 表 SEM-255 型 受信機 6 db 感度低下妨害入力

Table 1. Undesired Input for 6db Desensitization of Type SEM-255 Receiver.

周 波 数	高周波利得	20db Q・S 感度	妨害入力 計算 値	妨害入力 実 測 値
29.5 Mc	36 db	-3.5 db	98.5 db	94 db
+60kc -60kc			98.5 db	99 db
44 Mc	32 db	-2.3 db	101.3 db	96 db
+60kc -60kc			101.3 db	99 db

るためには入力回路の整合損失を 6 db とし、受信機の 20 db 雑音抑制感度が -2 db とした場合アンテナ入力 は 90db-2db-6db=82db したがって第一混合管入力 (125 db) -アンテナ入力 (82 db) =高周波利得 (43 db) であるから高周波利得は 43 db 以下でなければならない。SEM-255 型 による実験では第 1 表のごとき実測値 がえられてをり、実測値が計算値より若干低めにでること は注意を要する。

(3) 混変調 (Inter-Modulation)

希望信号 f_0 に調整された受信機に隣接通路 ($f_0 \pm \Delta f$) と近接通路 ($f_0 \pm 2\Delta f$) の高いレベルの妨害 入力と同時にいると受信機の非直線部分により、その 高調波間のビート f_0 を生じ入力として受信される、す なわち混変調を起す。

たとえば三次の混変調について例をとると

$$2(f_0 \pm \Delta f) - (f_0 \pm 2\Delta f) = f_0 \dots (2-3-1)$$

となり受信周波数と同一周波数を生じ受信されることにな る。混変調を起す順序は感度低下の場合と同様であり 第一中間増幅段を省き、代りに高選択性の第一中間周波 集中濾波器を挿入すれば第一混合管における混変調のみ が問題として残る。したがって第 3 図の真空管特性を仮 定して解析を進めてみる。第一混合管の格子に加わる電 圧を次式のごとくおく。

$$\left. \begin{aligned} x &= A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t \\ &\quad + C \cos \omega_3 t + K \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{ただし } A \cos \omega_1 t \text{ 隣接通路信号} \\ \quad (f_0 \pm \Delta f) \\ B \cos \omega_2 t \text{ 局発信号} \\ C \cos \omega_3 t \text{ 近接通路信号} \\ \quad (f_0 \pm 2\Delta f) \\ K \text{ バイアス電圧} \end{array} \dots (2-3-2)$$

(2-3-2) 式を (2-2-1) 式にいれ、混変調による第一中 間周波数 ($2\omega_1 - \omega_3 - \omega_2$) の項を拾いだすと

$$(2\omega_1 - \omega_3 - \omega_2) \text{ の振幅} = \frac{3}{2} d A^2 B C \dots (2-3-3)$$

したがっていま $f_0 \pm \Delta f$ および $f_0 \pm 2\Delta f$ が同一振幅 にて妨害入力としてはいつたとすると、

第 2 表 SEM-255 型 受信機 混変調 入 力
Table 2. Undesired Input for Intermodulation of Type SEM-255 Receiver

周 波 数	高周波利得	20db Q・S 感度	インター・モジュレーション 妨害入力 計算 値	インター・モジュレーション 妨害入力 実 測 値
295 Mc	36 db	-3.5 db	74.5 db	72 db
{ + 60 kc + 120 kc - 60 kc - 120 kc			74.5 db	70 db
44 Mc	32 db	-2.3 db	76.5 db	70 db
{ + 60 kc + 120 kc - 60 kc - 120 kc			76.5 db	72 db

| 混変調による第 1 中間周波振幅 |

$$= 0.5093 A^3 \cdot B \dots (2-3-4)$$

となる。

次に希望信号のみがはいつた場合について計算する。

$$\left. \begin{aligned} x &= A_0 \cos \omega_0 t + B \cos \omega_2 t + K \\ \text{ただし } A_0 \cos \omega_0 t &\text{ 希望信号} \\ B \cos \omega_2 t &\text{ 局発信号} \\ K &\text{ バイアス信号} \end{aligned} \right\} \dots (2-3-5)$$

(2-3-5) 式を (2-2-1) 式にいれて第一中間周波 ($\omega_0 - \omega_2$) の項について拾うと

$$(\omega_0 - \omega_2) \text{ の振幅} = 0.7639 A_0 B + 0.5093 (A_0^3 B + A_0 B^3 + 4 A B K^2) \dots (2-3-6)$$

$B \gg A_0$ であるから $A_0^3 \cdot B$ の項を省略すると

$$\left| \text{希望信号による第一中間周波数振幅} \right| = A_0 \{ 0.7639 B + 0.5093 (B^3 + 4 B K^2) \} \dots (2-3-7)$$

(2-3-4) 式および (2-3-7) 式を比較すると希望信号に よる中間周波出力が受信入力に比例するのに対し、混変 調による中間周波出力は妨害入力の 3 乗に比例する点よ りみて、高周波利得はできるだけ下げた方が望ましいこ とが、感度低下の場合と同じく結論づけられる。いま妨 害入力希望信号よりも 67 db 高いレベルにあるときの 中間周波出力が希望信号による中間周波出力と同一であ った場合の第一混合管に加わる妨害入力を計算する。

すなわち

$$A = 2.239 \times 10^3 A_0 \dots (2-3-8)$$

と置き (2-3-4) 式と (2-3-7) 式を等しいと置けば

$$0.5093 A^3 B = \frac{A}{2.239 \times 10^3} \{ 0.7639 B + 0.5093 (B^3 + 4 B K^2) \} \dots (2-3-9)$$

がえられる。すなわちバイアス電圧 K 、局発電圧 B がわ かつていれば、このときの妨害入力が計算できる。

SEM-255 型の計算例および実測例：

第3表 スプリアス周波数表 (1)
Table 3. Table of Spurious Frequencies

〔1〕 受信周波数 $f_r=29.5\text{ Mc}$ $N_0=4$

入力波次数 (n)	原振の高調波 次数 N_s	N_s/n N_0	レスポンス周 波数 f (Mc)	備 考
1	0	0	4.3	
1	3	$3/4$	23.20	受信周波数 イメージ周波数 (8.6)
			14.60	
	4	$4/4$	29.50	
			20.90	
	5	$5/4$	35.80	
			27.20	
	6	$6/4$	42.10	
			33.50	
	7	$7/8$	30.20	
			25.90	
2	8	$8/8$	27.35	(-2.3)
			23.05	
	9	$9/8$	28.50	
			24.20	
	10	$10/8$	33.65	
			29.35	
	12	$12/12$	26.63	
			23.77	

希望信号による 20 db 雑音抑制感度と同じ値の混変調積を生ずべき妨害信号二波が希望信号よりも 67 db 以上の規格に対し、第4図の 6 AU 6 の三極管接続の場合について (2-3-9) 式を用いて計算すると、第一混合管の妨害入力 は 100 db となる。したがって 20 db 雑音抑制感度 -2db (開放端電圧) の受信機についてみれば妨害入

第4表 スプリアス周波数表 (2)
Table 4. Table of Spurious Frequencies

〔1〕 受信周波数 $f_r=44\text{ Mc}$ $N_0=6$

入力波次数 (n)	原振の高調波 次数 N_s	N_s/n N_0	レスポンス周 波数 f (Mc)	備 考
1	0	0	4.3	
1	5	$5/6$	37.38	受信周波数 イメージ周波数 (8.6)
			28.78	
	6	$6/6$	44.00	
			35.40	
	7	$7/6$	50.62	
			42.02	
	8	$8/6$	57.23	
			48.63	
	10	$10/12$	35.23	
			30.93	
2	11	$11/12$	38.54	(-1.98)
			34.24	
	12	$12/12$	41.85	
			37.55	
	13	$13/12$	45.15	
			40.85	
3	18	$18/18$	41.13	(4.63)
			38.27	

力はこれより 67 db 高い 65 db, アンテナ入力にして 65 db-6 db=59 db であるから高周波利得は 100 db-59 db=41 db 以下でなければならない。SEM-255 型 についての実測例を第2表に示す。計算値が実測値よりも上回っており、この点注意しなければならない。

(4) スプリアス感度 (Spurious Response)

(a) 第1局発周波数に起因するスプリアス感度

- f_L 水晶発振周波数
- N_0 局発通倍数
- N_s 水晶発振周波数の倍数
- n 妨害波の高調波次数
- f_s スプリアス周波数
- f_i 中間周波数
- f_{in} 局発周波数

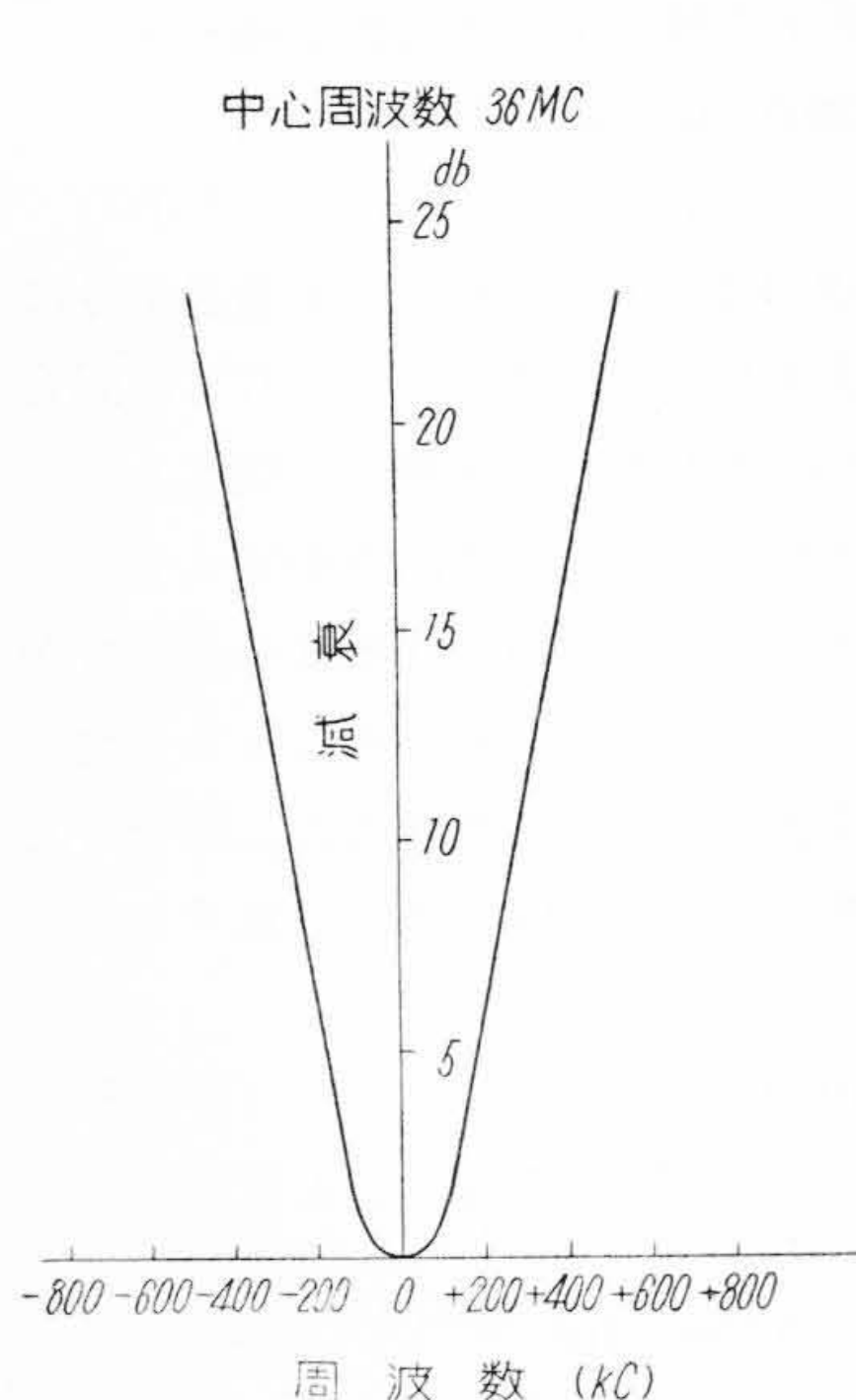
$$(f_{in} = N_0 \cdot f_L)$$

とすると一般に次式が成立する。

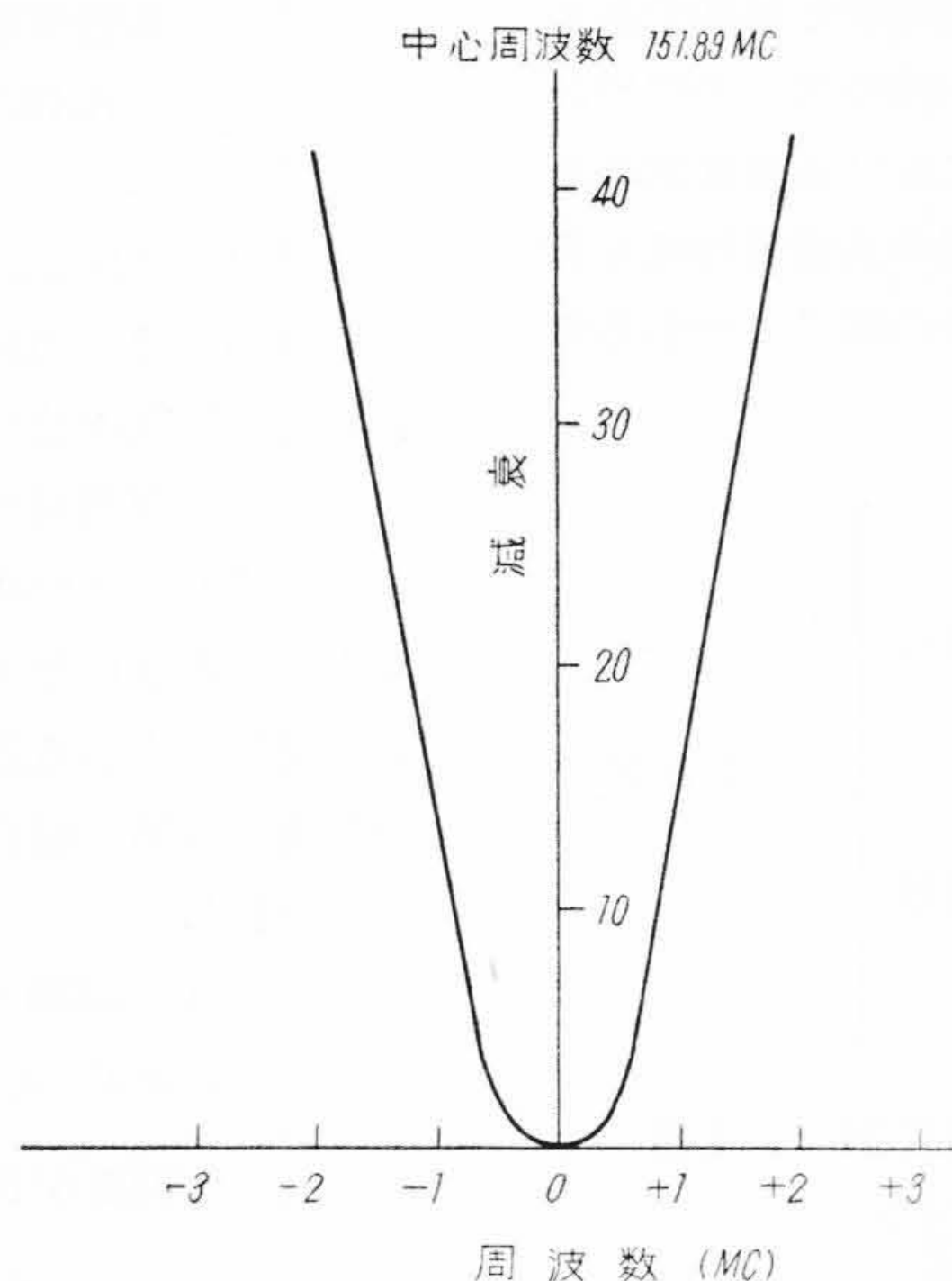
$$n \cdot f_s = N_s f_L \pm f_i \quad (2-4-1)$$

$$\therefore f_s = \frac{N_s}{n N_0} f_{in} \pm \frac{f_i}{n} \quad \dots\dots\dots (2-4-2)$$

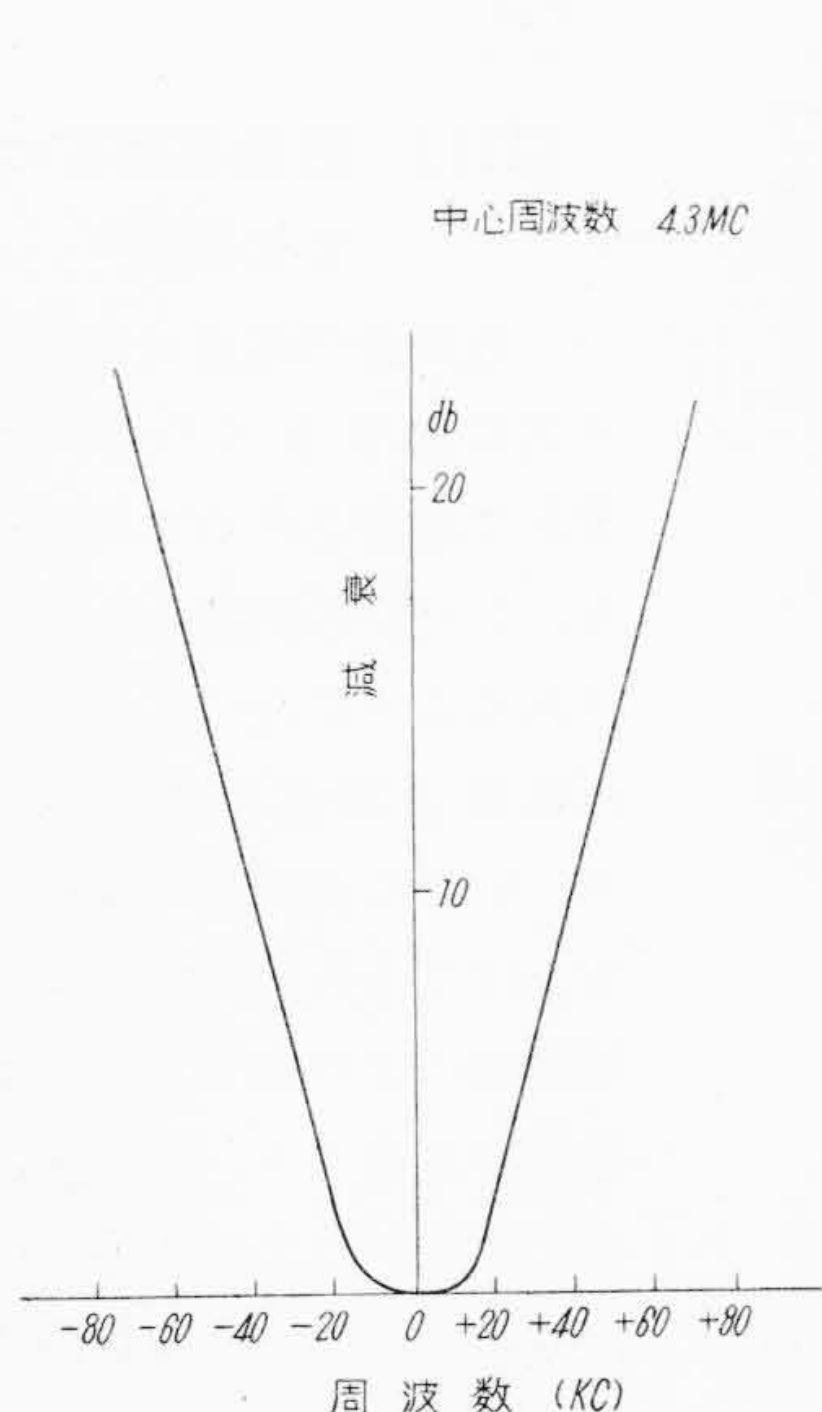
すなわち (2-4-2) 式からスプリアス周波数が計算できる。これから計算されたスプリアス周波数のうち比較的希望信号周波数に近いもの、すなわち N_s/nN が1に近いものが問



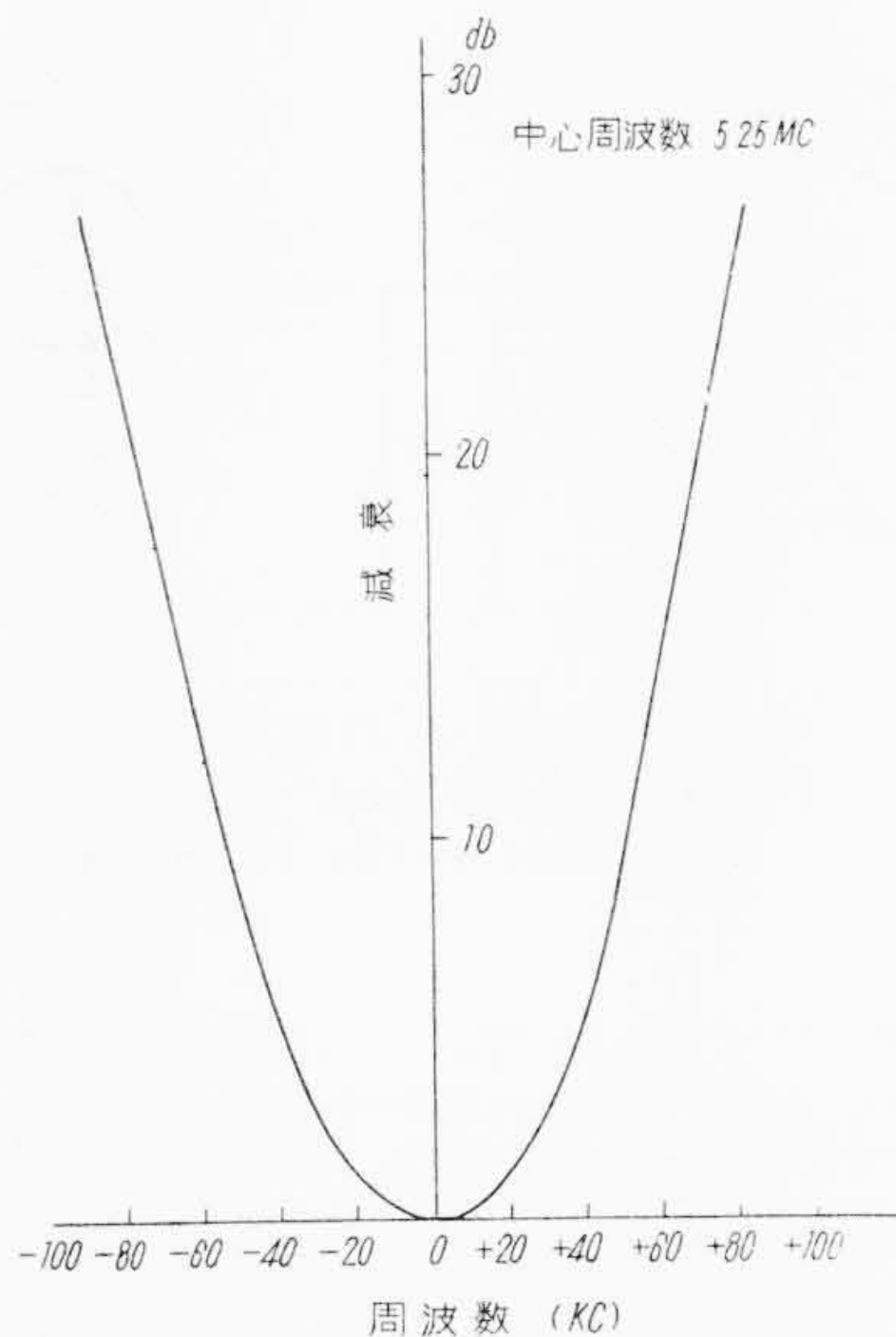
第5図 SEM-255型 受信機
高周波選択特性
Fig. 5. R.F. Selectivity of
Type SEM-255 Receiver



第6図 SEM-254型 受信機
高周波選択度特性
Fig. 6. R.F. Selectivity of
Type SEM-254 Receiver



第7図 SEM-255型受信機第一中間周波選択度特性
Fig. 7. 1st I. F. Selectivity of Type SEM-255 Receiver



第8図 SEM-254型 受信機第一中間周波選択度特性
Fig. 8. 1st I.F. Selectivity of Type SEM-254 Receiver

題であり高周波選択回路および局発通倍選択回路の選択度を決定する要因となる。

SEM-255 型の計算例および実測例：

SEM-255 型の周波数範囲は 29.5~44 Mc であるから上述の式を用いて、29.5 Mc および 44 Mc について計算すると第3, 4表のごとくになる。

ただし、第一中間周波数	4.3 Mc
通倍数	29.5 Mc 4 通倍
	44 Mc 6 通倍

局発周波数は受信周波数よりも低くとる。

すなわち第3, 4表よりわかるごとくもつとも受信機が妨害を受けやすい周波数は映像周波数のほかに 29.5 Mc 帯では 27.2 Mc ($f_o - 2.3$ Mc), 44 Mc 帯では 42.02 Mc ($f_o - 1.98$ Mc) でありともに受信周波数よりも 2~2.5 Mc 低い周波数である。したがって高周波選択回路において映像周波数を 80 db 以上減衰、受信周波数より 2 Mc 低い周波数を 40 db 以上減衰させ、局発通倍選択回路において局発通倍数以外の高調波を 50 db 以上減衰させればスプリアス感度を希望信号感度よりも 80 db 以上とることができる。かかる選択回路は μ 同調方式を採用した場合、コアの材質を適当に選べば高周波選択回路においては三重同調回路 (Tripple Tuned c.c.t) 局発通倍選択回路においては複同調回路 (Double Tuned c.c.t) を用いて容易に実現しうることが計算される。

第5, 6図に SEM-255 型および SEM-254 型の高周波選択度特性を示す。かかる高選択度回路の使用により SEM-255 型のスプリアス感度は 29.5 Mc, 36 Mc, 44 Mc

の各バンドにおいて全スプリアス感度 100 db 以上の実測値をえている。

(b) 第2局発周波数に

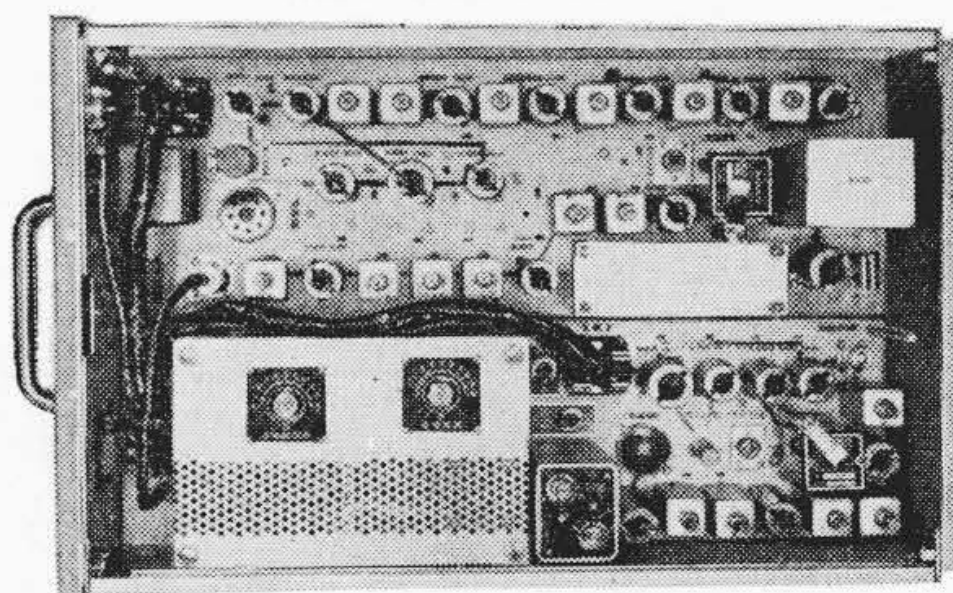
起因するスプリアス感度

(2-4-2) 式を用いて同様に計算できるが、普通第二局発水晶発振周波数を通倍して用いることはないので、大きなスプリアスレスポンスをもつ

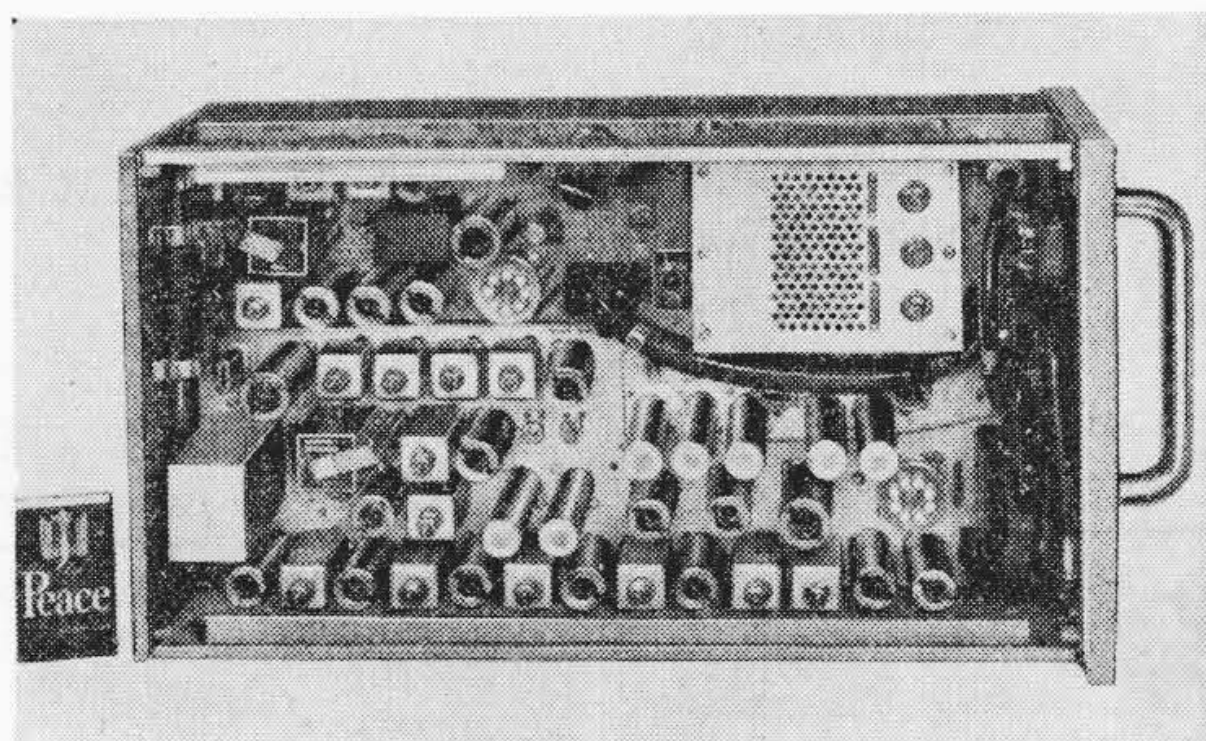
ものは少く、 $f_o \pm \frac{f_{i2}}{2}$ (±の

符号は第2局発周波数を第一中間周波数より高くとるときは正、低くとるときは負である) のみを考えればよく同様の設計方針により第一混合器と第二混合器のあいだに4セクションの高選択度回路を使

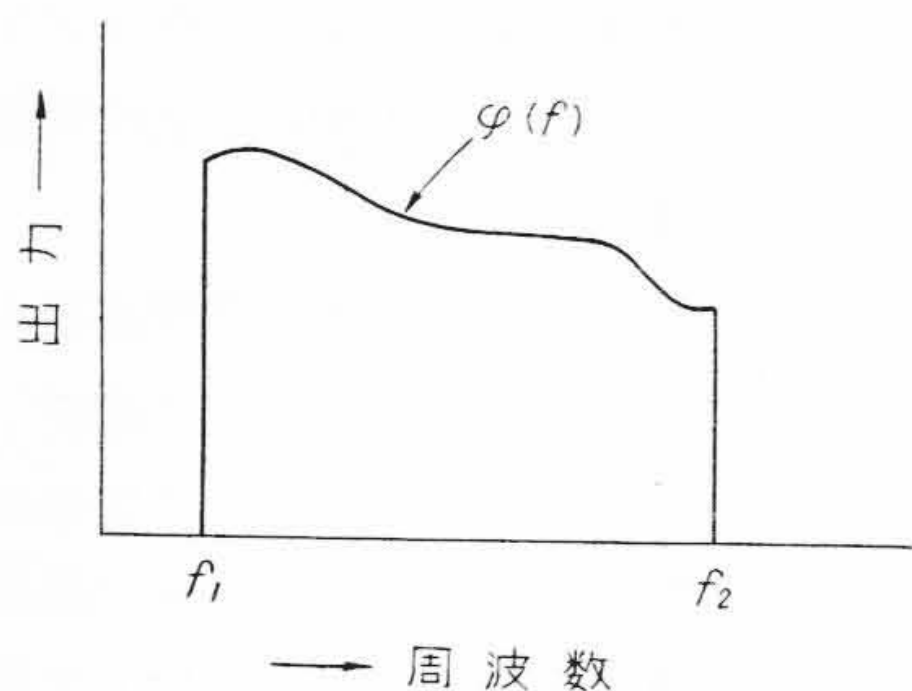
用して第二局発周波数に起因する近傍周波数のスプリアス感度 108 db 以上の実測値をえている。SEM-255 型および SEM-254 型の第一中間周波選択特性を第7, 8図に示す。



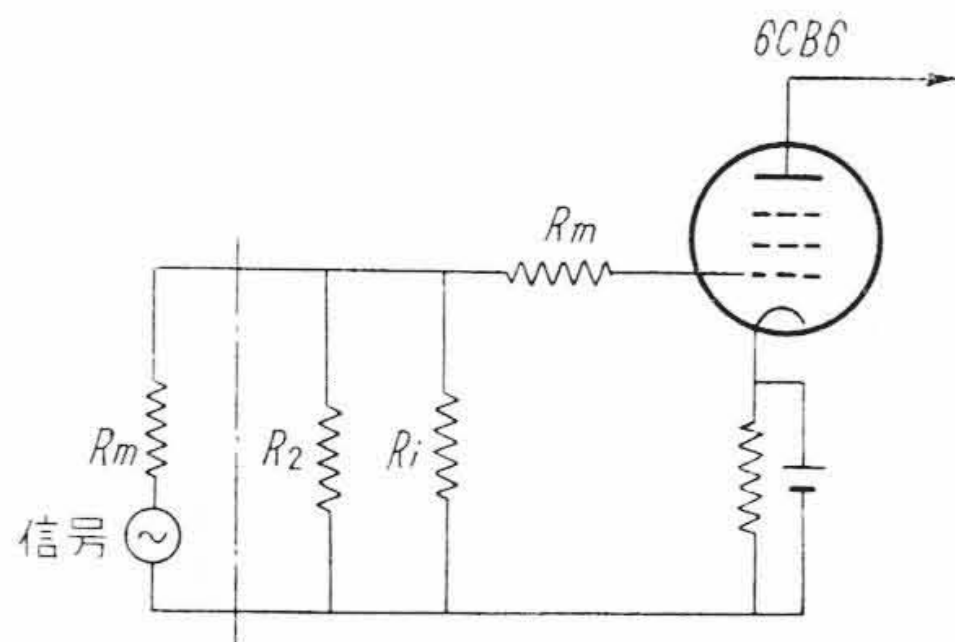
第9図 SEM-255型 30 Mc/FM 送受信機の上上面図
Fig. 9. Top View of Type SEM-255 30 Mc/FM Radio Equipment



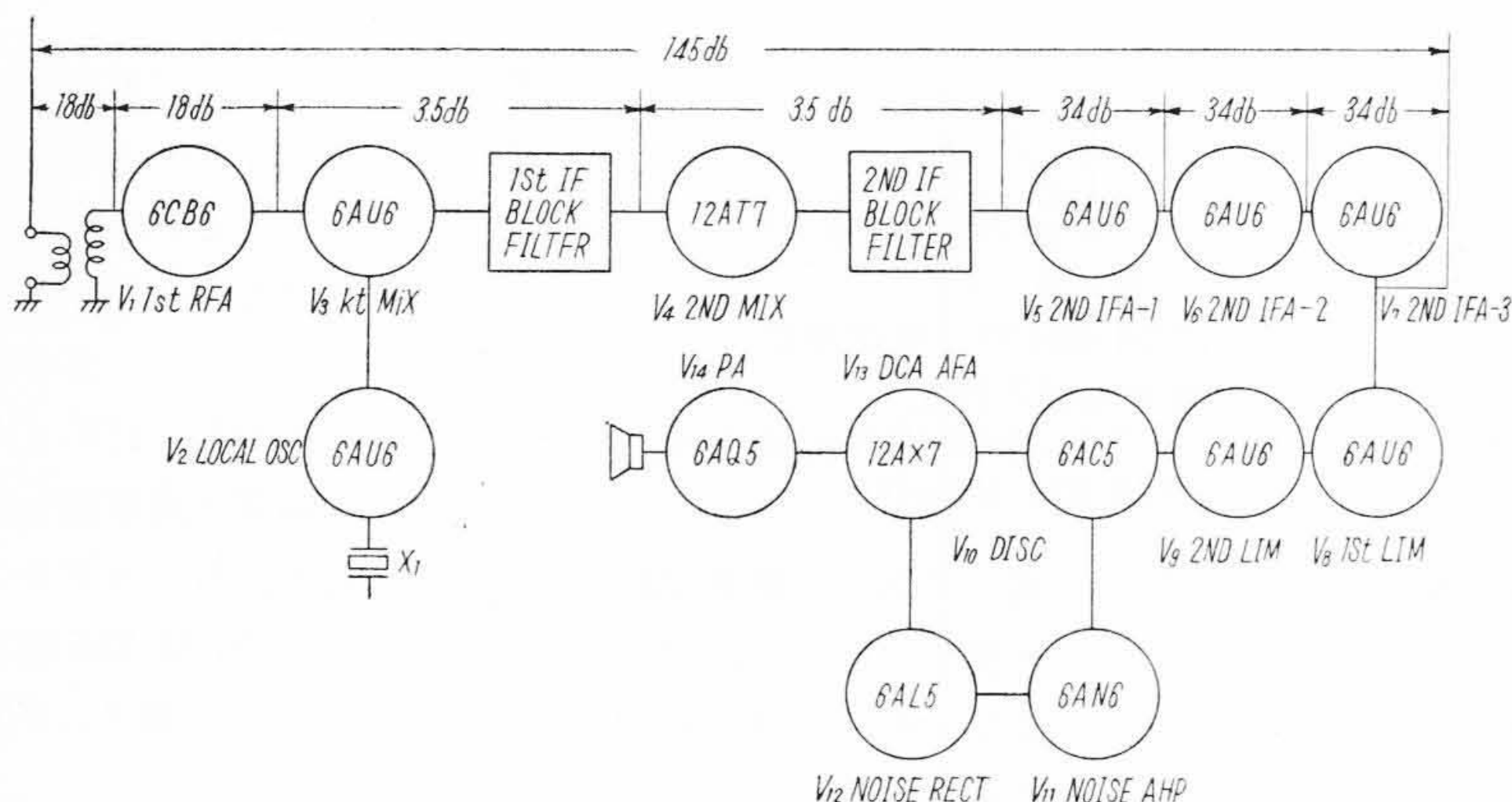
第10図 SEM-254型 150 Mc/FM 送受信機の上上面図
Fig. 10. Top View of Type SEM-254 150 Mc/FM Radio Equipment



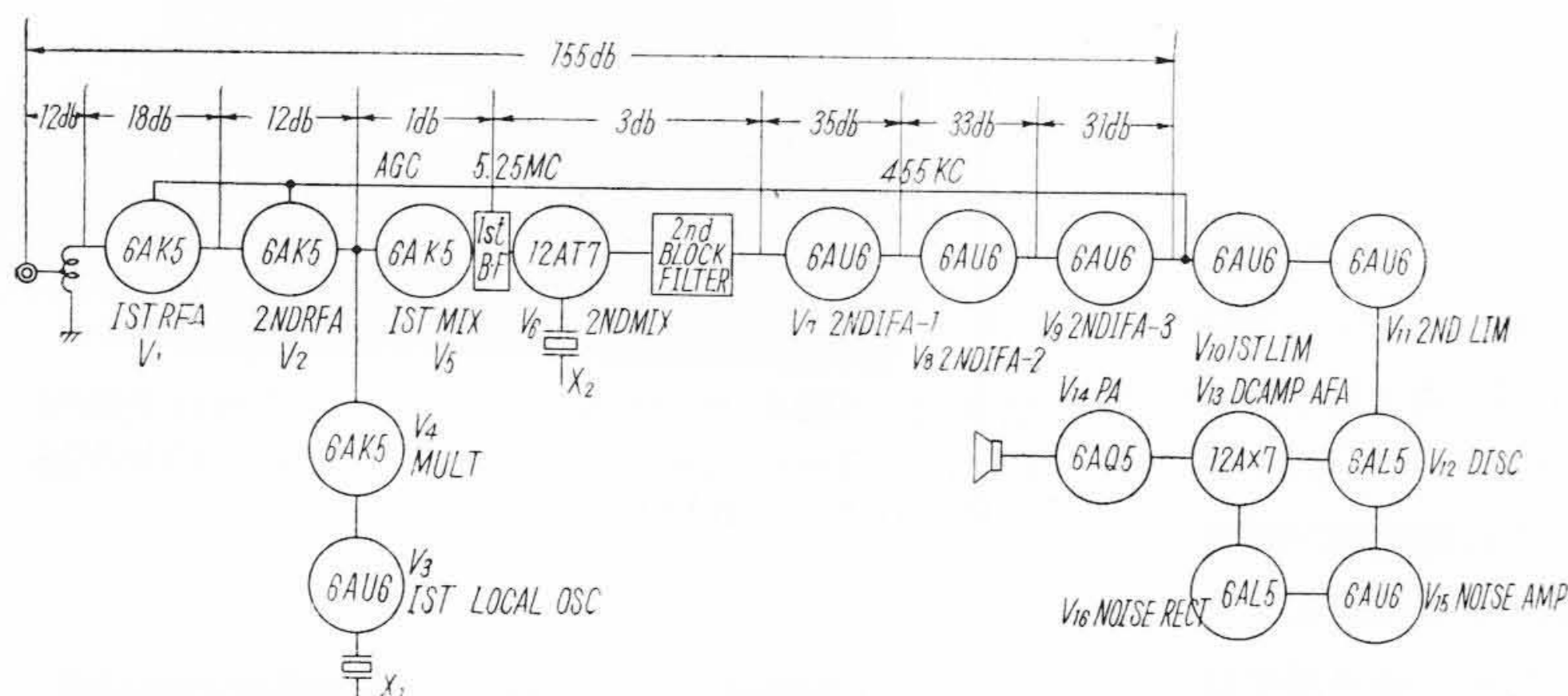
第11図 受信機低周波特性
Fig. 11. Audio Frequency Characteristics of Receiver



第12図 初段入力回路の等価回路
Fig. 12. Equivalent Circuit for Input-Circuit of the 1st Stage



第13図 SEM-255型 受信機系統図ならびに各段利得配分
Fig. 13. Block Diagram of Type SEM-255 Receiver & Gain Distribution of Each Stage



第14図 SEM-254型 受信機系統図ならびに各段利得配分
Fig. 14. Block Diagram of Type SEM-254 Receiver & Gain Distribution of Each Stage

第5表 SEM-255型 受信機 受信感度
Table 5. Sensitivity of Type SEM-255 Receiver

周波数	S/N(入力 0 db)	S/N(入力 15db)	S/N(入力 30db)
29.5 Mc	30.1db	43.8db	50.3db
36 Mc	29 db	43.6db	51.4db
44 Mc	27.2db	42.5db	48.4db

ただし変調周波数 1 kc, 周波数偏移 7.5 kc にて測定

〔III〕 受信感度についての問題

一般に受信感度は規定変調波入力に対する出力側における S/N で指定されるのが普通であり、しだいに厳格な仕様が要求されるようになってきたが、特に低雑音回路を使用せぬかぎり、いかに高周波増幅器の利得を上げて入力回路および初段増幅器により定まる雑音指数に限度があること、また選択度の項にて述べたように感度低下、混変調などは高周波利得に関しては感度と相反関係にあり、これらの規格から制限を受けることなどから設計上受信感度が制約されることになる。周波数変調受信機の S/N は次式でえられる。

$$(S/N) = (C/N)_{IF} \cdot I' \quad \dots\dots\dots (3-1-1)$$

ただし $(C/N)_{IF}$ 中間周波段の信号対雑音比

I' 広帯域利得

この場合受信機の低周波特性を第11図とすると広帯域利得は次式のごとく計算される⁽⁵⁾。

$$I' = \frac{\Delta F^2 \cdot \phi^2(f_s) \cdot B_{IF}}{2 \int_{f_1}^{f_2} f^2 \phi(f) df} \quad \dots\dots\dots (3-1-2)$$

ただし ΔF 周波数偏移

f_s 変調周波数

B_{IF} 中間周波帯域幅

(SEM-255 型の計算例)

変調周波数 1 kc

周波数偏移 7.5 kc

中間周波帯域幅 30 kc

低周波特性 300~5,000c/s PM特性

(3-1-2) 式より $I' = 22.5$ db として計算される。したがって受信機の感度を開放端入力 0 db (1 μ V) のとき $S/N = 30$ db とりたい場合 $S/N_{db}(30 \text{ db}) - I'_{db}(22.5 \text{ db}) = C/N_{db}(7.5 \text{ db})$ すなわち中間周波までの (C/N) を 7.5db に設計すればよいことになる。

次に受信機の入力回路を第12図のごとく、アンテナインピーダンスをアンテナコイルの二次側に換算し

R_m : 二次側に換算されたアンテナインピーダンス

R_2 : アンテナコイルの同調インピーダンス

R_i : 真空管入力抵抗

R_e : 後段の雑音をふくめた雑音等価抵抗

とすれば雑音指数はの次ごとくにして求められる。

$$F = 1 + R_m \left\{ \frac{1}{R_2} + \frac{5}{R_i} + \frac{R_e}{R_2} \right\} \dots\dots (3-1-3)$$

$$\text{ただし } R = R_2'' R_i'' R_m$$

SEM-255型の計算例:

初段高周波増幅管 6CB6

第一混合管 6AU6 (三極管接続)

$$R_2 = 12 \text{ k}\Omega$$

$$R_i = 20 \text{ k}\Omega \text{ (36 Mc)}$$

$$R_e = R_{e1} + R_{e2} = 1.85 \text{ k}\Omega$$

ただし R_{e1} 初段管の等価雑音抵抗 1.45 k Ω

R_{e2} 混合などの等価雑音抵抗

R_{e2} は高周波利得 20 db, 混合管の変換コンダクタンスを 1 m Ω と仮定すると初段管格子側に換算して 0.4 k Ω したがって雑音指数は 6.5 db (4.45) と計算される。

いまアンテナ回路は整合がとれているとして計算すると、開放端入力 0 db (1 μ V) のとき、信号電力は

$$S = (10^{-6})^2 / 4 \times 75$$

ただし アンテナ抵抗は 75 Ω

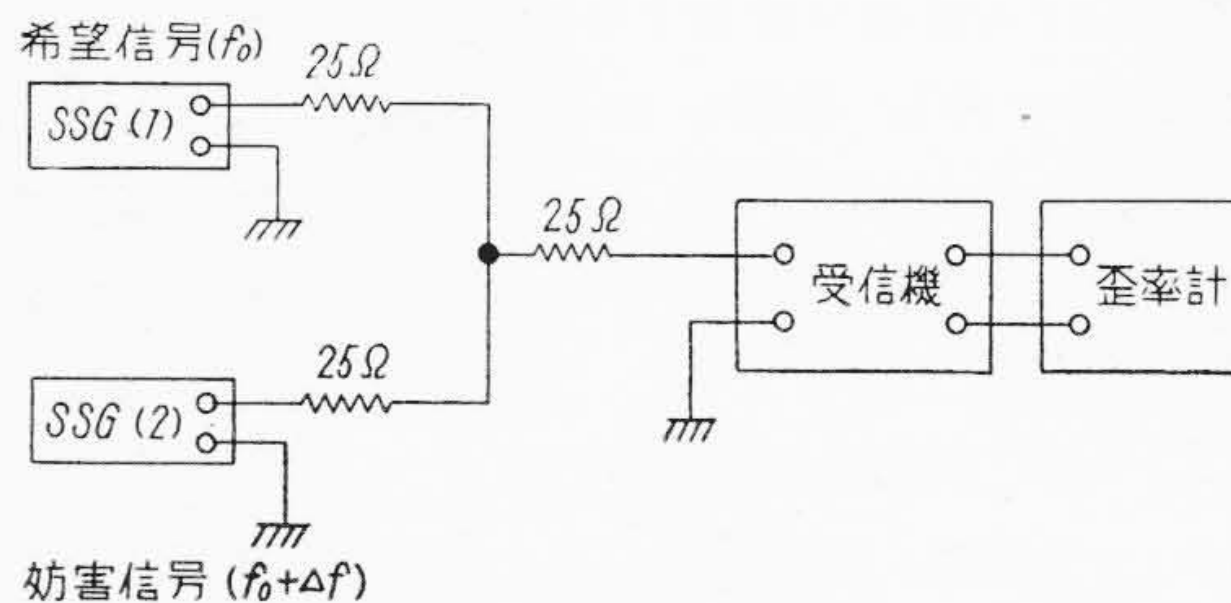
雑音電力 N は

$$N = KTB \cdot F$$

ただし K ボルツマン定数 $\times$ 温度 (0.4×10^{-20} w/c)

B 雑音等価帯域幅 30 kc/s

上式より各値をいれて $e/N = 7.9$ db (6.25) がえられるから変調周波数 1 kc, 周波数偏移 75 kc の変調波入力開放端電圧 0 db のとき、高周波利得を 20 db 以上とれば S/N 30 db 以上とれることになる。以上の計算においてはアンテナ入力回路が整合された場合について計算しているので、アンテナ回路の昇圧比はアンテナインピーダンスを 75 Ω とすれば 20 db えられることになり、高周波利得 20 db を加えて、総合高周波利得 40 db 以上が S/N 30db 以上とするための所要利得となるが、すでに述べたように感度低下、混変調などより総合高周波利得は 41 db 以下にすることが要求されてをり、実際の S/N の規格は 20 db 以上であること、入力回路は整合条件より若干ずらすことにより少し S/N の向上が期待できることなどの理由により総合高周波利得は 36~38 db ぐらいにとるのが望ましいことが結論される。実際の利得配分図を第13, 14図に示す。これらの利得配分により第5表に示すような結果をえている*。



第15図 二信号選択度測定法の接続図
Fig. 15. Connection Diagram of Two-Signal Selectivity Measurement

〔IV〕 今後の諸問題

(1) 二信号法による選択度

I. R. E. Standard による提案では、第15図のごとく標準信号発生器を2台整合回路を通して受信機入力回路に接続する。1 kc/s にて 70 % 変調された希望受信周波数 f_0 の出力を標準信号発生器 No. 1 より受信入力回路にいれそのときの受信入力標準入力 (たとえば 1 μ V) になるように標準信号発生器の出力を調整する。次に 400 c/s にて 70 % 変調された妨害信号 $f_0 + \Delta f$ を標準信号発生器 No. 2 よりいれ、その出力を受信機の $S+N+D/N+D$ が 6 db に低下するまで増してやり、そのときの妨害信号出力と希望信号出力の比をもつて $f_0 + \Delta f$ の選択度としている。ただし S 信号, N 雑音, D 歪すなわち周波数被変調波は理論的に無限大の側帯波を含むので一信号法による選択度特性からは、側帯波による妨害の程度を知ることはできないが、2信号法によれば同一通路における周波数被変調波による妨害の傾向をつかむことができ、また 400c/s 以外の周波数による被変調波妨害に対してもその側帯波分布さえわかっているれば、選択度曲線を用いてその妨害状況を算定することができる。しかし I.R.E. Standard による $S+N+D/N+D = 6$ db の値については実用状態において了解度の点で問題があり、実験上 10 db の値が提案されている例がある。また実際の測定上測定器の周波数安定度、歪率、雑音などに問題があり、まだ二信号法について仕様化された例はみられないが、同一通路 (Co-Channel) 妨害保護比を示す尺度として今後しだいに用いられることになろう。

(2) 40 kc 通路分割の問題

選択度の項においても述べたように近年ますます超短

* 上記の計算において $(C/N) = 7.5$ db は S/N 改善点 ($C/N = 9$ db とされている) 以下であるから (3-1-2) 式を用いて広帯域利得を計算するのは理論的な厳密さを欠くわけであるが、ここでは大略の値をだすために上記計算によつた。

波帯における需要が増加する傾向にかんがみ、現在の150 Mc 帯の80 kc 間隔を40 kc 間隔にあらため通話路を増加せんとする案がだされている。この場合通話路間隔狭少化にともなう混信妨害の対策として受信機に要求される性能は、

- (a) 第二中間周波選択度の向上
- (b) 混変調、感度低下の点より第1中間周波選択度の向上
- (c) 局部発振周波数の安定度の向上

などが望まれることになる。今後に残された課題である。

〔V〕 結 言

以上最近の受信機に要求される諸問題—特に混信保護比を中心にして述べたが、これらの諸要求に基づいて製作されたのが SEM-255 型、30 Mc/FM および SEM-

150 Mc/FM 超短波移動用無線電話装置であり、いずれも満足せる特性を備えている。性能の詳細については日立評論第38巻第8号⁽⁷⁾に紹介されているので併読していただければ幸甚である。

擧筆するにあたり種々御指導をいただいた関係各位に深甚なる謝意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) I. R. E. "Standard on Rail-road & Vehicular Communications" Vol. 37 No. 12
- (2) 国際通信諮問委員会第7回総会復命書 第2部
- (3) 電波庁陸上課技術報告第24号 (昭和30年)
- (4) 電波技術審議会答申 第3編 (昭和29年)
- (5) 電気通信研究所方式部 "港湾電話方式実用化資料"
- (6) 石上: "受信機の実効選択度" 電子工業第5巻第6号
- (7) 今西, 太田, 湯浅, 鈴木: "VHF/FM 無線の最近の諸問題" 日立評論 38 1035 (昭 31-8)

製品 紹介

通信用ポリエチレン絶縁鉛被電線

Polyethylene Insulated Lead Sheathed Hook Up Wire

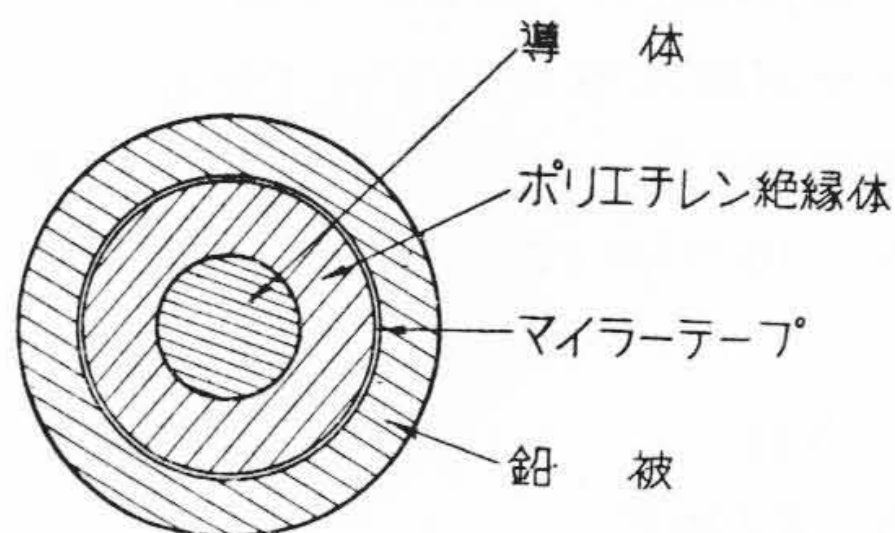
通信機器内部配線用としては従来ゴム絶縁鉛被電線が相当多く使用されている。これはこの電線が鉛被を遮蔽体として使用し、配線時に任意の個所で接地することができる利点があるためである。

しかしながらゴム絶縁鉛被電線は仕上外径が大きく、多本数配線した場合機器の容積が大きくなるという欠点があつた。

日立電線が完成したこの新型ポリエチレン絶縁鉛被電線はゴム絶縁鉛被電線と同様の長所を持ち、しかも仕上外径の小さい、機器配線用としてきわめて好適なものである。

この電線は第1図に示すように導体に被覆したポリエチレン絶縁体の周上にマイラーテープ (ポリエチレンテレフタレータのテープ) を纏巻し、その上に鉛被をほどこしたものである。ポリエチレンは電気的特性にすぐれ、被覆厚をゴムの場合より薄くすることができ、マイラーテープは被鉛の際の熱によるポリエチレン絶縁体の変形、変質を防止する断熱層として設けたものである。

この断熱層はきわめて効果的で、従来不可能視されていた単心電線のポリエチレン被覆上の鉛被を可能としたものである。またマイラーテープは薄いもの (0.025mm 程度) でも十分な機械的強度を持つているので電線の仕



第1図 通信用ポリエチレン絶縁鉛被電線の構造

Fig. 1. Construction of Polyethylene Insulated Lead Sheathed Hook Up Wire

上外径をほとんど変えない程度に纏巻することができる。

軽快な運行!

日立エレベータ

エスカレータ

ゴムウエータ

日立製作所