チューナ用受信管

Receiving Tube for VHF Television Tuners

村 田 良 雄*
Yoshio Murata

内 容 梗 概

テレビジョンセットの高感度化が要求されそのためチューナに用いる高周波増幅用双 3 極管の性能向上が要望されている。ここに 3 極真空管のVHF帯での特性・雑音を論じその結果をチューナへ応用し、チューナ用真空管として特性上必要な点を検討し、さらに新たに開発した 6R-HHI および在来品種 6BQ7A について特性の検討を行った。

1. 緒 言

テレビジョン受像機で、そのセットの感度はチューナの性能によって支配される。現在わが国では低雑音、高感度および安定性の上から、中増幅率の高相互コンダクタンス双3極管を用いたカスコードチューナがもっぱら用いられている。チューナに用いる高周波双3極管はチューナの心臓部であるので今まで10種類以上のものが作られている。高周波増幅用双3極管のVHF帯(100 Mo~250 Mc)での性質、および要求される特性上の諸点を検討し、さらに今回新しく開発したフレームグリッド構造の双3極管 6 R – HHI および在来品種である 6 B Q 7 A に検討を加えることにする。

2. チューナ用受信管に対する一般的要求

VHFテレビジョンではアンテナから入って来た信号を選択増幅し規定の中間周波数信号に変換する部分があり、この部分をチューナという。チューナに要求されることはつぎの項目である。

- (1) 良好な選択性
- (2) 通過帯域特性
- (3) 局部発振漏えいが少ないこと
- (4) 高利得
- (5) 低雜音
- (6) 安定性
- (7) 機械的強度
- (8) 信号取扱能力(ひずみ, 混変調)

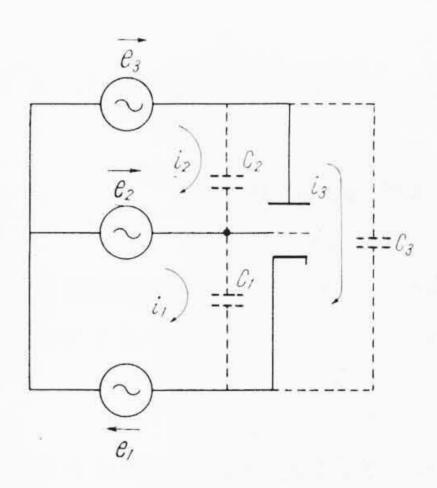
したがって真空管としては相互コンダクタンスが高く, 雑音指数が少なく,出力側と入力側のシールドが確実で かつ構造堅固なものが要望される。

現在ではこれらの諸点を満足するものとして中増幅率 双3極管をカスコード接続して用いているので以後の検 討は3極管について行うことにする。

3. 高周波での3極管の特性

理想的な3極管,すなわち,グリッドのピッチが十分

* 日立製作所茂原工場



第1図 3 極管の電流図

細かくグリッドに十分細い線を用いた3極管を考えると、グリッド面での電界の不均一性は無視できて、すべての電子は一様な運動をすると考えられる。3極管の各電極を流れる電流は(1)式のようになる⁽¹⁾。

$$i_{1} = \left[y_{1}\left(1 + \frac{1}{\mu}\right) + \eta_{1}\right] e_{1} + \left(y_{1} + \eta_{1}\right) e_{2} + \frac{y_{1}}{\mu} e_{3}$$

$$i_{2} = y_{12}\left(1 + \frac{1}{\mu}\right) e_{1} + \left(y_{12} - \eta_{2}\right) e_{2} + \left(\frac{y_{12}}{\mu} + \eta_{2}\right) e_{3}$$

$$i_{3} = \eta_{3} e_{1} + \eta_{3} e_{3}$$

$$(1)$$

ただし

wτ₁<1 に対して

$$y_{1} = g_{m} \left(1 - \frac{7}{300} \omega^{2} \tau_{1}^{2} \right) - \frac{1}{5} j \omega \tau_{1} g_{m}$$

$$y_{12} = g_{m} \left(1 - \frac{11}{150} \omega^{2} \tau_{1}^{2} - \frac{11}{45} \omega^{2} \tau_{1} \tau_{2} - \frac{1}{4} \omega^{2} \tau_{2}^{2} \right) (2)$$

$$-j g_{m} \left(\frac{11}{30} \omega \tau_{1} + \frac{2}{3} \omega \tau_{2} \right)$$

ここで

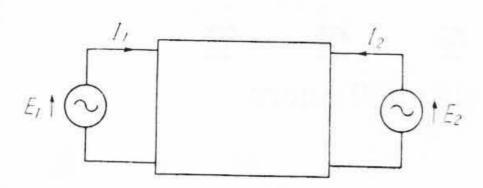
 $\eta_1 = j\omega c_1$

 $\eta_2 = \boldsymbol{j} \omega \boldsymbol{c}_2$

 $\eta_3 = j\omega c_3$

τ₁: カソード, グリッド間の電子走行時間: (3)式 による・

τ2: グリッド, プレート間の電子走行時間: (4)式



第2図 等価 4 端子回路

による

gm: 真空管の相互コンダクタンス

μ: 真空管の増幅率ω: 信号の角周波数

なお

$$\tau_1\!=\!6.7\times 10^{-8}(d_1-d_m)^{\frac{1}{3}}\,i^{-\frac{1}{3}}\Big[1-\frac{1}{2}\pi^{\frac{1}{2}}\!\left(\!\frac{V_P}{V_s}\!\right)^{\!\frac{1}{2}}\!\Big]$$

$$\tau_2 = \frac{3.38 \times d_{g-P} \times 10^{-6}}{V_s^{\frac{1}{2}} + V_P^{\frac{1}{2}}}....(4)$$

 d_1 : カソード, グリッド間距離

dm: カソードと電位極小点までの距離: (5)式に よる

i: カソード電流密度

V_T: 電子が電位極小を通る時の平均速度: (7)式 による

Vs: 集成電圧: (6)式による

 d_{g-P} : グリッド, プレート間距離

 V_P : プレート電圧

$$d_m = 2.77 \times 10^{-6} T_C^{\frac{3}{4}} i^{-\frac{1}{2}} \dots (5)$$

Tc: カソード温度

$$V_{S} = \frac{\frac{V_{P}}{\mu} + V_{g}}{1 + \frac{1}{\mu} \left(1 + \frac{4}{3} \frac{d_{g-P}}{d_{g-K}}\right)} \dots \dots (6)$$

$$V_T = \frac{KT_C}{e} \dots (7)$$

 d_{g-K} : グリッド・カソード間距離

K: ボルツマン常数

e: 電子の電荷

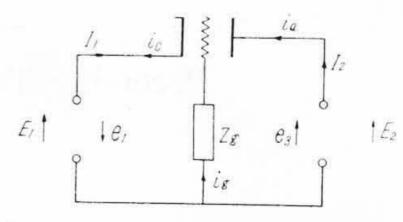
単位: M.K.S. 単位系による。

実際の真空管ではグリッド線径、ピッチは有限である ため電子流は一様でなく電子走行時間はまちまちであ る。それで多小異なったものになる。

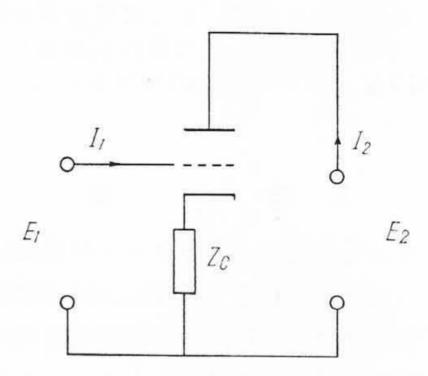
4. 四端子回路網としての取り扱い

真空管回路を第2図に示すようなアクティブ4端子回路として取扱うと

として入力および出力の電圧電流の関係をあらわすこと



第3図 グリッド接地増幅器回路



第4図 カソード接地形増幅器回路

ができる。

4.1 グリッド接地形

第3図のようなグリッド接地形の場合は第2図の電圧 電流と対比させると

$$e_2 = -z_a i_a$$

$$e_1 = -E_1$$

$$e_3 = E_2$$

$$I_1 = -i_c$$

$$I_2 = i_a$$

であるから、(1)式を用いて、次の式を導くことができる(1)。

$$Y_{11} = y_{1} + \eta_{1} + \eta_{3} - (y_{1} + \eta_{1}) (y_{t} + \eta_{1}) z_{g}$$

$$Y_{22} = \frac{y_{12}}{\mu} + \eta_{2} + \eta_{3} + (y_{12} - \eta_{2}) \eta_{2} z_{g}$$

$$Y_{12} = -(y_{12} + \eta_{3}) + (y_{12} - \eta_{2}) (y_{t} + \eta_{1}) z_{g}$$

$$Y_{21} = -\left(\frac{y_{1}}{\mu} + \eta_{3}\right) - (y_{1} + \eta_{1}) \eta_{2} z_{g}$$

$$\dots(9)$$

ここに

$$y_t = y_1 - y_{12}$$

ytは電子走行時間による入力コンダクタンスを示す。

4.2 カソード接地形

カソード接地形の場合にも同様にして次式をうる(1)。

$$Y_{11} = -(y_{t} + \eta_{1})(y_{1} + \eta_{1})z_{c} + (y_{t} + \eta_{1} + \eta_{2})$$

$$Y_{22} = -(y_{12} + \eta_{3})\left(\frac{y_{1}}{\mu} + \eta_{3}\right)z_{c} + \left(\frac{y_{12}}{\mu} + \eta_{2} + \eta_{3}\right)$$

$$Y_{12} = -(y_{12} + \eta_{3})(y_{1} + \eta_{1})z_{c} + (y_{12} - \eta_{2})$$

$$Y_{21} = -(y_{t} + \eta_{1})\left(\frac{y_{1}}{\mu} + \eta_{3}\right)z_{c} + \left(\frac{y_{t}}{\mu} - \eta_{2}\right)$$

$$(10)$$

4.3 利 得

4端子回路での最大利得は $Y_{21}=o$ の時には

 $Y_{S} = Y_{11}$

 $Y_L = Y_{22}$

 $Y_S + Y_{11} = 2G_{11}$

 $Y_L + Y_{22} = 2G_{22}$

ここに Y_s は信号電源アドミツタンス, Y_L は負荷アドミツタンスの時に最大となり

利得:
$$A = \frac{|Y_{12}|^2}{4G_{11}G_{22}}$$
.....(11)

である。グリッド接地形増幅器の場合 $Y_{21}=o$ はグリッド回路インピーダンス z_g を適当にえらぶことにより実現される。

5. 雑 音

雑音は雑音指数 (Noise Figure) で一般に示される。 雑音指数Nは(12)式で示されるものである $^{(4)}$ 。

数段にわたっている増幅器の雑音指数は

$$N = N_1 + \frac{N_2 - 1}{A_1} + \frac{N_3 - 1}{A_1 \cdot A_2} + \dots (13)$$

N1: 初段の雑音指数

N2: 2段目の雑音指数

Nn: n段目の雑音指数

A1: 初段の利得(入力回路を含む)

A2: 2段目の利得

 A_n : n 段目の利得

コンダクタンスGが温度T°Kで示す雑音電流は

 $\overline{d_i}^2 = 4KTG df$

である。また3極管のショット雑音は(1)

$$\overline{d_i}^2 = 4KT_0R_n |y_{12}|^2 df$$

$$R_n = \frac{0.644 \frac{T_C}{T_o} \left(1 + \frac{1}{30} \omega^2 \tau_1^2\right)}{\sigma g_m} \dots (14)$$

 T_o : 室温

Tc: カソード温度

$$\sigma = \left(1 + \frac{1}{\mu} \left(1 + \frac{4d_{P-G}}{3d_{G-K}}\right)\right)^{-1}$$

である。したがって真空管増幅器の熱雑音による雑音指数は $\omega\tau \leq 1$ に対しては

$$N=1+\frac{T_{C}}{T_{o}}\frac{G}{G_{S}}+\frac{R_{n}}{G_{S}}|G_{S}+G+jB$$

$$-\frac{1}{6}j\omega\tau_{1}g_{m}+j\omega c_{1}|^{2}.....(15)$$

G: 入力回路コンダクタンス

Gs: 信号電源コンダクタンス

B: 入力回路サセプタンス

これはカソード接地, グリッド接地形のいずれも同じ

である。さらに

$$-B = \omega c_1 - \frac{1}{6} \omega \tau_1 g_m \ge \pm 10 \pm 10$$

$$N = 1 + \frac{T_C}{T_0} \frac{G}{G_S} + \frac{R_n}{G_S} (G_S + G)^2 \dots (16)$$

で N は最小となる(雑音同調)。

グリッド誘導雑音は VHF 帯では

$$\overline{d_i}^2 = 4K(5T_0)g_t d$$

で示される。したがって雑音指数は、雑音同調の場合

$$N = 1 + \frac{T_C}{T_o} \frac{G}{G_S} + \frac{5g_t}{G_S} + \frac{R_n}{G_S} (G_S + G_C + g_t)^2$$
.....(17)

以上は理想的な真空管に対するものであるが実際には プレートでの電子の弾性反射,電子走行時間のばらつき のため異なったものとなる。

電子走行時間が

$$\tau_1(z) = \tau_0 \left(1 - \frac{S}{2} + \frac{2S}{a} Z \right)$$

のようにグリッド軸Zに対してひろがっているとしたならば雑音指数は近似的に $^{(1)}$

$$N = 1 + \frac{T_C G_C}{T_o G_S} + \left(\frac{S^2}{4} + \frac{13\gamma}{\Gamma^2}\right) \frac{g_t}{G_S} + \frac{R_n}{G_S} \left[G_S + \frac{15\gamma}{16} + \frac{15\gamma}{\Gamma^2}\right] g_t$$

$$+ G_C + \left(\frac{S^2}{16} + \frac{15\gamma}{\Gamma^2}\right) g_t \right]^2 \dots (18)$$

ただし $\Gamma^2 = 0.13 g_m/I_b$ $au_2/ au_1 = 0.2$ とし au は電子の弾性反射率 (普通pprox0.03)

6. 混 変 調

二つの信号が真空管の入力側に加えられると真空管の非直線性のために第1の信号が第2の信号で変調されることがある。この現象を混変調という。テレビジョンの場合一地方では約 12 Mc おきに放送局があるがチューナの入力回路は割合に選択性が良くないため2つの信号が真空管に加わることが多い。特に目的とする信号が弱く妨害波が強い時に問題である。真空管のグリッド電圧とプレート電流との関係は

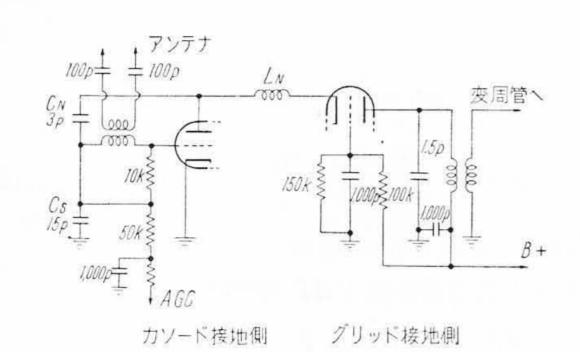
$$I_b = g(E_g)$$

とするならば $E_g = E_C + e_g$ として

$$I_b = g(E_C) + g'(E_C) \cdot e_g + \frac{g''(E_C)}{2} e_g^2 + \frac{g'''(E_C)}{6} e_g^3$$

と展開できる。

信号電圧 e_g を二つの信号波 $a\sin \omega_1 t$ と $b\sin \omega_2 t$ の和 とし、これがグリッドに加えられ出力回路で ω_1 の成分 のみ選択して取り出したとすると



第5図 カスコードチューナ回路

$$i_b = \left[a g_m + \left(\frac{a^3 + 2ab^2}{8} \right) g_m'' + \frac{a^5 + 6a^3b^2 + 3ab^4}{192} g_m'''' + \dots \right] \sin \omega_1 t \dots$$
 (19)

gm: 相互コンダクタンス

$$g_m''$$
: 相互コンダクタンスの 2 次微分 $\left(rac{d^2g_m}{dE_g^2}
ight)$

普通第2項まで取れば良いから希望信号に対する妨害 度は

$$\frac{b^2}{4} \frac{g_m''}{g_m}$$

により示される。真空管特性としてはgm''/gmが小さいことが望ましい。

7. VHF カスコードチューナの場合

VHFテレビジョンのカスコードチューナは第5図に示すようにカソード接地形増幅器とグリッド接地形増幅器をカスコードに接続したものである。 Cs および CN はプレートグリッド間のフィードバックを中和し、局部発振出力がアンテナ回路へ出ないようにするコンデンサであり、 LN は真空管の出力、入力容量による高周波チャンネルの利得低下を防止するためのインダクタンスである。 CN CS による中和がなわれている時カソード接地側の入力コンダクタンスはプレート回路を短絡したときの値を用いることができる。

 $100\sim250~{
m Mc}$ くらいのVHF帯の場合には $\omega\tau_1$ <1, $L_g\approx0.01~L_c\approx0.01\sim0.02~\mu H$ であるので4端子常数は次のようになる。カソード接地形とグリッド接地形とを区別するため,カソード接地形に対しては C グリッド接地形に対しては C がりって接地形に対しては C がりって接地形に対しては C がられる。

7.1 カソード接地形増幅器の4端子常数

$$G_{C11} = = g_t + g_m \omega^2 L_C \left(c_1 + \frac{b_t}{\omega} \right)$$
 $B_{C11} = \omega C \operatorname{in} + \omega C_2 + b_t$
 $G_{C22} = \frac{g_{12}}{\mu}$

$$B_{C22} = \omega C_2 + \omega C \text{ out}$$

$$G_{C12} = g_{12}$$

$$-B_{C12} = \omega C_2 + b_{12}$$

$$G_{C21} = \frac{g_t}{\mu} + \frac{g_m}{\mu} \omega^2 L_C \left(c_1 + \frac{b_t}{\omega} \right)$$

$$B_{C21} = -\omega C_2$$

$$(20)$$

ただし Y = G + jB

Cin=真空管をカソード接地形とした時の入力 容量

Cout=真空管をカソード接地形とした時の出力 容量

7.2 グリッド接地形増幅器の4端子常数

$$G_{G_{11}} = g_{1}$$
 $B_{G_{11}} = \omega C \text{ in} - b_{1}$
 $G_{G_{22}} = \frac{g_{12}}{\mu} (1 - \omega^{2} L g C_{2} \mu)$
 $B_{G_{22}} = \omega C \text{ out}$
 $-G_{G_{12}} = g_{12}$
 $B_{G_{12}} = \omega C_{12}$
 $-G_{21} = \frac{g_{1}}{\mu} (1 - \omega^{2} L g C_{2} \mu)$
 $-B_{g_{21}} = \omega C_{3}$
.....(21)

C in: 真空管をグリッド接地形とした時の入力容量 C out: 真空管をグリッド接地形とした時の出力容量 L_q : グリッド回路インダクタンス

7.3 利 得

グリッド接地形ユニットの負荷アドミッタンスを $Y_{GL}=G_{GL}+jB_{GL}$

とすると、最大利得は

$$G_{G22} \ \dot{=}\ G_{GL}$$

の時に得られそのときの利得は

$$A_G = \frac{|Y_{12}|^2}{4G_{G_{11}} \cdot G_{G_{32}}} = \frac{\mu}{4} \dots (22)$$

またこのときの入力アドミッタンスは

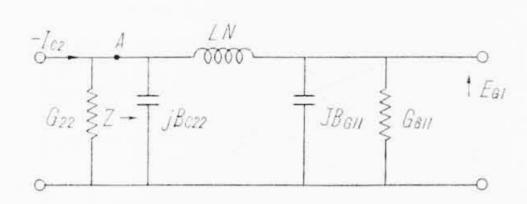
$$Y_G \text{ in} = \frac{1}{2} G_{G11} + j B_{G11} \dots (23)$$

また負荷コンダクタンス G_{GL} が G_{G22} に比し大きいときは

$$Y_{Gin} = G_{G11} + jB_{G11} \dots (25)$$

である。

カソード接地形に対する出力回路は**第6**図に示すように考えられる。Aより右側を見たインピーダンスは**第7**図に示される⁽⁵⁾。真空管への負荷はこのインピーダンス



第6図 チューナのカソード接地形ユニットとグリッド接地側ユニットの結合回路 の等価回路

 \mathbf{z} になるがこれは $\frac{1}{Gc_{22}}$ に比し小さいから、この段での利得は

$$Z=R+jX$$
 とし $R=n^2/G_G$ in とすれば

$$A_C = \frac{|Y_{C_{12}}|^2 n^2}{|G_{C_{11}} \cdot G_G \text{ in}} = \frac{n^2 g_m}{\alpha (1+K) G_G \text{in}} \dots (26)$$

ただし $Gc_{11}=g_m\alpha(1+K)$ とする。 チューナの高周波増幅段としての利得 G はしたがって

$$A = \frac{n^2 \mu}{2\alpha (1+K)}$$
 (最大利得).....(27)

$$A = \frac{n^2 g_m}{\alpha (1+K) G_{GL}} (G_{GL} が大きい時) ...(28)$$

利得は増幅率や相互コンダクタンスが高いほど高く, $\alpha(1+K)$ で表わされる入力コンダクタンスが小さいほど高い, α は周波数の 2 乗に比例するので高い周波数チャンネルでの利得減少をさけるためには,n が周波数に比例することが望ましい。これは第7図におけるKの値を大きくすることがよく,そのために ω のが高い真空管を用いることが必要である。

7.4 雑音指数

VHF帯での雑音指数は前述したように

$$N = 1 + \frac{G_C}{G_S} + \frac{5g_t}{G_S} + \frac{R_n}{G_S} (G_S + G_C + g_t)^2$$

である。カスコード増幅器の場合カソード接地形ユニットの利得は約10以上あるからグリッド接地形ユニットによる雑音指数の増加は約0.5くらいである。雑音指数はカソード接地側できまると考えられる。Nを極小にするための G_S は

$$G_S^2 \doteq \frac{G_C + 5g_t}{R_n} \dots (29)$$

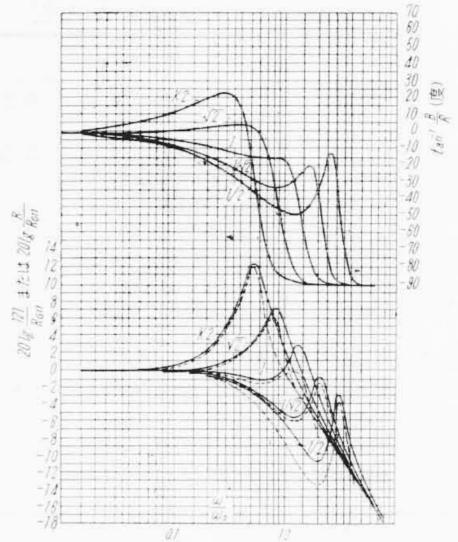
いま $G_C = \beta g_m$

$$g_t = \alpha g_m$$
 $\alpha \text{ it } 250 \text{ Mc} \approx 0.03 \sim 0.06$

$$R_n=rac{arepsilon}{g_m}$$
 $arepsilon$ は $2.5{\sim}4.0$ が普通である

とするならば、Nを極小にするには

$$G_{S^2} = g_{m^2} \left\{ \frac{\beta + 5\alpha}{\varepsilon} \right\} \dots (30)$$



上は位相角,下の実線は
$$\frac{|Z|}{R_{G11}}$$
点線は $\frac{R}{R_{G11}}$ ただし $Z=R+jB$ $K^2=\frac{1}{R_{G11}^2}\frac{\omega L}{B_{C22}}$ $\frac{B_{C22}}{B_{G11}}=\sqrt{2}$ $\omega_o=\frac{\omega}{B_{C22}R_{G11}}$

第7図 インダクタンスを介して結合した 時の伝送特性

またそのときの雑音指数は

$$N = 1 + \sqrt{\varepsilon(\beta + 5\alpha)} \left\{ 2 + \frac{\varepsilon(\alpha + \beta)^2}{\beta + 5\alpha} + \frac{2\sqrt{\varepsilon}(\alpha + \beta)}{\sqrt{\beta + 5\alpha}} \right\}$$
.....(31)

VHF帯ではβはαに比し小さいので無視すると

$$N=1+\sqrt{5\varepsilon\alpha}\left(2+\frac{\varepsilon\alpha}{5}+2\sqrt{\frac{\varepsilon\alpha}{5}}\right).....(32)$$

となり N は $\varepsilon \alpha$ のみに関係するから相互コンダクタンスとは無関係になる。 $\varepsilon \alpha$ および β / α に対する $N \cdot Gs/g_m$ の値を第 1, 2 表に示す。

カスコード回路の入力コンダクタンスは

$$Gin = g_m \{ \alpha (1+K) + \beta \} \dots (33)$$

である。 G in と信号電源とは整合させないと反射が生 じ二重像が出て受像妨害となる。それで

$$0.5 < \frac{G_S}{G \text{ in}} < 2.....(34)$$

くらいが普通許容されている, そのためには

$$\frac{1.12}{\sqrt{\varepsilon \alpha}} - 1 < K < \frac{4.48}{\sqrt{\varepsilon \alpha}} - 1 \dots (35)$$

でなければならない。 *K* の許容最小値と最大値を**第1** 表に示す。真空管を雑音極小でしかも入力回路との整合を取って使用するには適当なカソードリードインダクタンスが必要である。

7.5 混 変 調

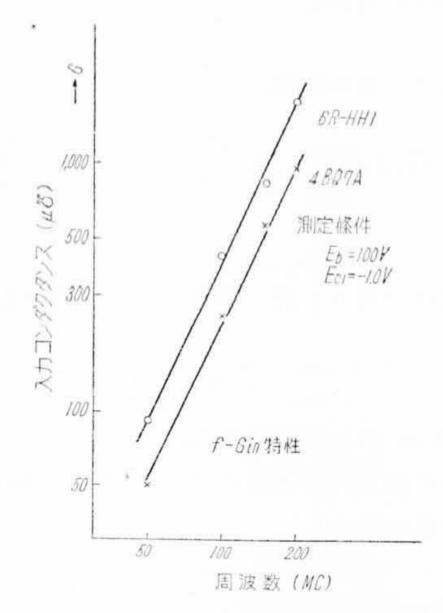
混変調およびひずみは g_m''/g_m に関係するが、これを

第1表 $\epsilon \alpha$ と N Gs/g_m K の値

項目	条件	εα						
		0.075	0.1	0.125	0.15	0.20	0.25	
N	$\beta = 0$	2.38	2.63	2.85	3.06	3.44	3.80	
G_S/g_m	$\beta = 0$ $\epsilon = 2.5$	0.24	0.28	0.32	0.35	0.40	0.45	
G_S/g_m	$\beta = 0 \\ \varepsilon = 4.0$	0.15	0.18	0.20	0.22	0.25	0.28	
K	最小值	3.1	2.5	2.2	1.9	1.5	1.2	
K	最大値	14.3	13.2	11.7	10.5	9.0	7.9	

第 2 表
$$\frac{\beta}{\alpha}$$
 と $N\frac{G_S}{g_m}$ の値

項	目	条	件		β/α			
				0	0.5	1	2	
N		$egin{array}{c} \epsilon lpha = \ \epsilon = 2 \end{array}$		2.38	2.54	2.67	2.97	
N		$\varepsilon \alpha = \varepsilon = 4$	0.75	2.80	3.03	3.36	3.91	
G_S/I	g_m	εα= ε=2	Annual Control of the	0.25	0.26	0.27	0.29	
$G_S/$	g_m	$\epsilon \alpha = \epsilon = 4$	0.75 .0	0.20	0.20	0.22	0.23	

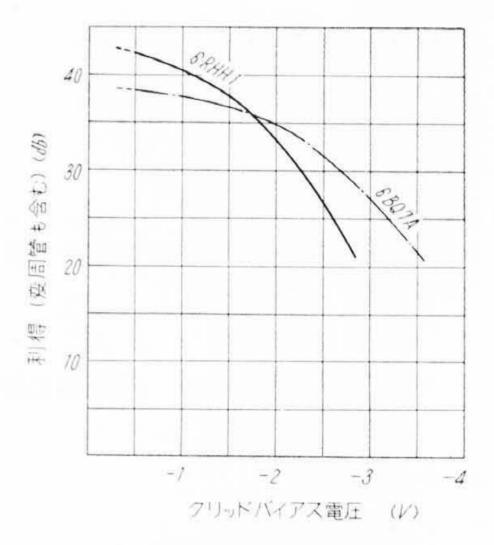


第8図 VHFチューナ用双3極管の入力 コンダクタンスの一例

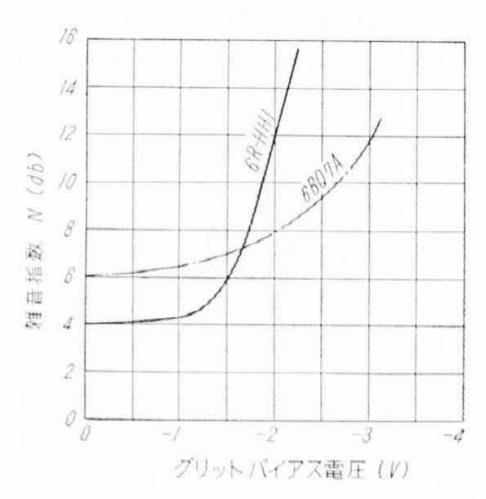
小さくするには g_m のグリッドバイアスに対する変化をなだらかにすることが必要である。このことは電子流の一様性ということをぎせいにすることで,電子走行時間の不均一性を増大し等価雑音抵抗やグリッド誘導雑音を増加させ高利得,低雑音という目的にそわなくなる。対策としてはセットの自動利得調整電圧 (AGC 電圧) の加えかたに注意し, $g_m''|g_m$ が大きくならない範囲で使用するのがよい。

8. 具 体 例

現在まで用いられてきた受信管 6BQ7A および今回



第9図 VHFチューナにおけるグリッド バイアス電圧と利得との関係の一例



第10図 チューナにおけるグリッドバイ アス電圧と雑音指数との一例の関係

新しく開発した 6R-HHI についての諸元, 4端子回路常数などを第3,4表に示す。またこれら真空管の入力コンダクタンス,セットでの利得および雑音指数の実測データーを第8,9,10図に示す。入力コンダクタンスは理論値より大きいが、これはソケットなどのインダクタンスによるもの、誘電体損失などが加わったためと思われる。

6 RHHI は枠形グリッドの構造を用い 0.01 mm ϕ のタングステン線を密に巻いている。プレート,グリッド間隔を 6 B Q 7 A より多少小さくすることにより電子走行時間の短縮をはかり,増幅率を大にし,またグリッド線間隔とグリッドカソード間隔の比を小さくすることで g_m/l_b を大きくし,電子走行時間の均一性,電子流の均一性を向上させ等価雑音抵抗およびグリッド誘導雑音を小さくするように設計した。プレート,グリッド間隔が近くなっている割合にプレート,グリッド間容量が増加しないようにプレート構造を注意することにより,プレートからグリッドへの饋還が少なく中和が取りやすくし

第3表 チューナ用双3極管の諸元表

品種	6BQ7A	6R-HHI	単 位
プレート電圧	120	120	V
グリッド電圧	-0.5	-0.7	V
プレート電流	14	15	mA
相互コンダクタンス	8.5	13	m \mho_r
増 幅 率	40	40	
C 1	2.6	3.6	PΕ
C ₂	1.2	1.4	PΕ
Сз	0.12	0.16	PΕ
グリッドカソード間距離	0.09	0.07	mm
グリッドプレート間距離	0.46	0.43	mm
τ1	2.27	2.18	10-10 科
$ au_2$	1.25	1.19	10-10 利

第4表 チューナ用双3極管の4端子常数の値

	100	Мс	250	単 位	
品 種	6BQ7A	6RHHI	6BQ7A	6RHHI	
у 1	8.5- j 0.24	13— ј 0.36	8.5- j 0.6	13- ј 0.9	10-3µ7
У 12	8.5- j 0.84	13— ј 1.2	8.27- j 2.1	12.7- j 3.0	10-3µ0
Уt	0.037+ j 0.60	0.052+ j 0.84	0.23+ j 1.5	0.33+j2.1	10-8µ℧
Y_{G11}	8.5+ j 2.2	13+ j 2.5	8.5+ j 5.0	13+ j 6.2	10-3μΩ
Y_{G22}	0.18+ j 1.4	0.27+ j 2.4	$0.032\!+\!5.35$	0.024+j5.5	10-3μ _Ö
Y_{G12}	-8.5 + j 0.08	-13+ j 1.25	-8.2 + 3.22	-12.6+ j 3.1	10-3 µ 🖰
${\rm Y}_{G21}$	−0.18− j 0.08	$-0.27 - \text{j} \ 0.1$	-0.032 - j0.18	-0.024 - j0.25	10-3µ0
Y _{C11}	0.15+ j 3.0	0.25+ j 4.0	0.9+ j 7.5	1.65+ j 10.0	10-8µ7
Y_{C22}	0.21+ j 1.4	0.32+ j 2.4	0.20+j3.5	0.31+j6.0	10-8µ0
Y_{C12}	8.5- j 1.6	13- j 2.1	8.3- j 4.0	12.7- j 5.3	10-3µ℧
Y_{C21}	0.004-j0.8	0.007-j0.9	0.022- j 1.9	0.041-j2.2	10-3 µ 7

てある。相互コンダクタンスの割合に静電容量が少ないので ωο が高く,カスコード回路で高いチャンネルまで十分な利得が得られる。

9. 結 言

チューナの高周波増幅管としては

- 1. 増幅率や相互コンダクタンスが高いこと。
- 2. 電子走行時間による入力コンダクタンス分が小さいこと。
- 3. 静電容量が相互コンダクタンスの割合に小さいこと。
- 4. 電子流が均一で経価雑音抵抗やグリッド誘導雑音が少ない構造であること。

が必要であり使用に際して

- 5. 電源回路との整合が雑音指数に大きく関係するから適当なカソードリードインダクタンスを利用して最適状態をえらぶこと。
 - 6. 相互コンダクタンスの変化率が少ないバイアス電圧で動作させること。

が必要になる。以上のような点について 6Rー HHI はほぼ満足した性能をもっている。

なおデーターを提供された日立製作所茂原工場 富永,星野両氏に厚く御礼申し上げる次第である。

参考文献

- (1) W. E. Benham and I. A. Harris: The Urtra High Frequency Performance of Receiving Valves
- (2) D. H. Fisher: VHF Television Tuners
- (3) A. G. W Uitjens: Television Receiver Design IF Stages
- (4) Aldert Van der Ziel: Noise
- (5) H. W. Bode Network analysis and Feedback Amplifier design

日立製作所社員社外寄稿一覧

(その4)

(第60頁より続く)

寄 稿 先	題	■ 4 2 ■ 目	所	属	執	刍	色	者
日刊工業新聞社	液体金属 (NaK, Na)	による金属材料の腐	食日立	研究所	厚	母	栄	夫
科学技術庁原子力局	液体金属(Na			研究所	र्गा	原	誠	\equiv
CIGRE 国内委員会	大容量空気遮断		法 日立	研究所	Ш	崎	精	=
電気商品連盟		機の進歩について	[] 本	社	平	沢	利	夫
プラスチックスエージ		水化粧板の施工の問題点に	つ本	社	原	田		豊
技 術 社	特殊電動工具	しとその扱い	方本	社	笠	原	浅ス	太郎
家庭電気文化会	電気冷蔵庫の据	付と取扱いについ	て本	社	=	宅	正	雄
電波新聞社	空気調和	1 にっいい	て本	社	服	部	尚	弘
日本事務能率協会	人事事務の合理	凰 化 ──その進め方と実	例本	社	溝	井	正	人
交通問題研究所	日 立 M.A.N デ	イーゼル機	関本	社	河	合		輝
電気商品連盟	電気掃除機最	近の傾向につい	て本	社	百	瀬	昭	治
郵政省電波管理局電波 時報編集部	無線伝送工業	用テレビジョ	ン本	社	田	口	武	夫
中 央 公 論 社	就業	管	理本	社	溝	井	正	人
国際観光設備協会	電 話 通	信設	備本	社	小	Ш		直
電 気 商 品 連 盟	日	扇風	機本	社	石	黒	泰	光

经历代码的特許 新案 不知识别

最近登録された日立製作所の特許および実用新案

(その4)

(第30頁より続く)

区 別	登録番号	名	工場別	氏 名	登録年月日
実用新案	493085 493087	電 磁 石 装 置 ダッシュポット付直流電磁石	亀戸工場 亀戸工場	大井田 浩 山 崎 栄次郎 鈴 木 幸 治	34. 4. 27
"	491995	蓋 開 閉 鎖 錠 装 置	戸塚工場	湯浅政男	34. 4. 3
"	493025	駆 動 装 置 付 空 洞 共 振 器	戸塚工場	池 上 和 一	34. 4.27
17	493030	空 中 線 装 置	戸塚工場	古谷勝美	11
"	493043	管 材 支 持 具	戸塚工場	古 谷 勝 美	"
11	493044	管 材 支 持 具	戸塚工場	古谷勝美	"
"	493053	ロータリースイッチの切換レバー	戸塚工場	高橋 一博	"
77	493056	空 中 線 支 持 具	戸塚工場	古 谷 勝 美	"
1/2	493071	収 容 箱	戸塚工場	中村良男広田久雄山森文助	"
"	493098	親 子 通 話 装 置	戸塚工場	野 上 邦 茂	"
"	493063	高速荷電粒子操作等に使用される静電高圧 発生装置	中央研究所	井 上 実 斎 藤 清 吉 大 島 裕之助	"
"	493081	ベルト起電機における滑車	中央研究所	井上実斎藤吉井上清大島裕之助	11



新案の紹介



実用新案登録第480285号

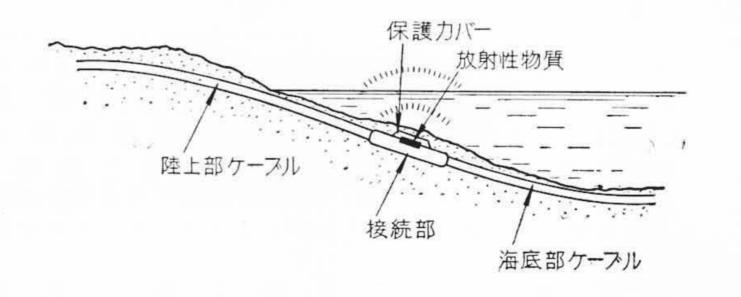
大和和夫•永野宏郎

海底ケーブル接続部

海底ケーブルは普通陸上部分のケーブルと海底部分のケーブルとをなぎさで接続し、その接続部は潮流による移動を防止する目的で海底を掘って埋設され、また長尺のものは海底部分のケーブルも数箇所の接続を要する。しかしながら、布設後における送電系統の故障は接続部に最も多くその補修のため接続部を探索し掘り出す必要があり、従来この位置探索法として相当長い区間ケーブルを浮上させて調べているが、この方法は大きな労力を要しきわめて非能率である。

この考案はこのような点にかんがみ,ケーブル布設の際,接続部の表面に放射性物質,たとえばコバルト60を付着し,その周上を保護カバーでおおった後海底の地中に設埋するものである。

このように構成する接続部を海上より探索するには, シンチュレーションカウンタのような高性能の放射能検



出器をもって探索すれば、強い透過力を有するコバルト60の γ線を簡単に捉えることが可能であるから、容易にその埋設位置を探知することができるので、従来の長い区間ケーブルを浮上させる場合に比して大きな労力を節減できる実用効果がある。 (斉藤)