U. D. C. 621, 397, 621 : 621, 376 : 621, 385

ューナ用受信 管

Tubes in VHF-TV Tuner

正* 橋 石 Tadashi Ishibashi

旨 要

最近のTVチューナ用受信管の傾向としては,

- (1) チューナの高感度化の傾向に伴い, TVチューナ用受信管は, フレームグリッドを使用した球に切り 換わり、電極間相互の間隔も狭く製作面でむずかしくなってきた。
- (2) チューナのコストダウンを目的としたマスプロダクションの導入と高性能のチューナをセットメーカ ーから要求される点からできる限り特性のそろった球が生産の焦点となる。
- (3) アメリカ向輸出増大に伴い,真空管メーカー相互の互換性が重要となってきた。

などが上げられるが, TVチューナは機構上性能上複雑であるため, チューナに大きな影響を与える受信管と しては、これらの傾向を満たしかつトラブルの無いよう、TVチューナの性能と真空管の性能との相関を解析 検討した。

1. 緒 言 真空管を使用した VHF TV チューナは高周波増幅部,混合検波 部、局部発振部と数組の同調回路から構成されている。



このTVチューナは6Mcの帯域をもつ12のチャンネルから1個 のチャンネルを選び出す必要があり、かつ4Mcの帯域をもつ中間 周波信号を中間周波増幅器に伝送しなければならない。そしてチュ ーナの高周波レンジはアメリカチャンネルで54~216 Mc,国内で は90~222 Mc である。 また取り扱う高周波入力信号のダイナミッ クレンジは 50 μV ~0.5 V すなわち 80dB であり非常に大きい。 そ のほか種々の理由からTVチューナは機構上性能上複雑であり、特 にチューナの性能に大きな影響を与える受信管との間にトラブルが 多い。最近チューナの高感度化の傾向があり, TVチューナ用受信 管は従来のグリッドを使用した球からフレームグリッドを使用した 球に切り換わり、電極間相互の間隔も狭く製作面でもむずかしく, かつTVチューナの最大限のマスプロダクション導入とTVセット メーカーのTVチューナメーカーに対する採用真空管の利得帯域幅 が,理論的最大能力に近い性能のものを要求する点から球としては, できる限り性能のそろうことが必要である。またアメリカ向輸出増 大に伴い真空管メーカー相互の互換性が重要な問題として浮び上が ってきた。よってこれらの傾向を満たすために、TVチューナの性 能と真空管の性能との相互の関係を解明しておく必要がある。

さてTVチューナの性能に及ぼすチューナ用受信管の影響のおも なものを上げると次のとおりである。

- (1) 高周波バンドパス波形特性
- Noise Figure (2)
- (3) 電 圧 利 得
- (4) 不要ふく射
- (5) 混変調特性
- (6) 寄生振動
- (7) AGC 特 性

であるので、これらの項目についてTVチューナの性能に影響する 真空管特性との相関を求め詳細に解析検討することにする。

2. 高周波バンドパス波形特性

2.1 高周波増幅部の波形レベル,波形特性に与える真空管の効果 図1に最近のTVチューナの簡略化した回路を示す。

(8) 局部発振周波数漂動 (9) 局部発振周波数可変範囲 (10) マイクロホニック雑音 (11) 寿 命 このうち国内,国外で特に問題となった性能は,(1)の高周波バ ンドパス波形特性,(3)の電圧利得,(10)のマイクロホニック雑音 * 日立製作所茂原工場

一般に高周波増幅管については図2に示す測定方法で高周波バン ドパス波形を観測し,波形傾き,波形レベルの点からチューナの調 整範囲,球の良否の面を検討し,使用可否を決定する傾向にある。 さて, 波形レベル, 波形特性は, おもに高周波増幅部の中和に関 連している。 図3は一般的な中和3極管増幅回路を、図4は中和回路の等価ブ リッジ回路を示したものである。

図2 高周波バンドパス波形観測図



図3 中和3極管増幅回路







図6 複同調形増幅回路

高周波増幅管 6G K5 の場合, $C_{g_p}=0.47$ (pF), $C_{p-sd}=1.9$ (pF), $C_{p=1.5}$ (pF) であるから, f=200 Mc, $L=0.1\mu$ H とすると, 一般的 に式(5)になる。

 $d\beta = -0.25 \times 10^{12} dC_{gp} + 0.39 \times 10^{12} dC_{p-sd} \dots \dots (5)$ よって *C*_{gp}, *C*_{p-sd} ともに重要であることがわかる。

図4 中和回路の等価ブリッジ回路

一般に $C_{k-sd} \ll C_{p-sd}$, $\omega^2 L C_{k-sd} \ll 1$ であるので, P-E間のインピ ーダンスは式(1)の容量と等価になる。

帰還増幅器は一般に図5に示されその利得は式(2)で与えられる。

ここに、 $A_F = 帰還増幅器の利得$

A=増幅器の利得

$$\beta = R$$
 \mathbb{Z} \mathbb{R} \mathbb{Z}

よって図**3**の回路の帰還係数 β は式(3)で与えられる。

$$\beta = \left\{ \frac{1}{\left(1 + \frac{C_{gp}}{C_N}\right)} - \frac{1}{1 + \frac{1}{C_A} \left(C_p + \frac{C_{p-sd}}{1 - \omega^2 L C_{p-sd}}\right)} \right\} \dots (3)$$

 $\beta > 0$ のとき,正帰還現象を呈し $\beta = 0$ に比較してバンドパス波形 はとがり、利得は上昇する。

 $\beta < 0$ のとき、負帰還現象を呈し $\beta = 0$ に比較してバンドパス波形はまるみをおび、利得は低下する。

よって高周波増幅部の高周波バンドパス波形レベル,波形特性は 中和回路の帰還現象に大きく影響され,帰還係数 βに与える高周波 2.2 周波数変換部の波形レベル,波形傾き,チューナの電圧利得 に与える真空管の効果

一般に周波数変換管については,高周波増幅管と同様に図2に示 す測定方法でバンドパス波形を観測し波形傾き,波形レベルからチ ューナの調整範囲,球の良否を検討しさらにチューナのIF端子で 利得を測定して使用可否を決定する。したがってこれらの点を解析 検討する必要がある。

2.2.1 バンドパス波形レベル, 電圧利得

一般に周波数変換回路の入力部は図6に示す複同調回路であり、一次二次とも同一周波数ω。に同調しているとして入力同調 特性は双峰特性を有し双峰の山の高さは等しくその山の点の増幅 度は式(6)で示される。

低周波において真空管の入力抵抗はきわめて大きいので、2次 側並列抵抗 R₂ はほとんど外部抵抗だけとなるが、VHF帯になる と真空管自身の入力抵抗が問題となる。入力コンダクタンスの主 成分であるグリッドカソード間コンダクタンス G₁ は電子走行効 果を無視すると式(7)で与えられる。

$$G_{1} = \frac{\omega^{2} L_{k} g_{mk} C_{g_{1}k}}{(1 - \omega^{2} C_{g_{1}k} L_{k}) (1 + \omega^{2} L_{k}^{2} g_{mk}^{2})} \dots \dots \dots (7)$$

ここに、 $g_{mk}=g_m+g_s$

— 41 —

gm=プレート電流に対する変換管の相互コンダクタン ス

gs=第2グリッド電流に対する相互コンダクタンス

L_k=カソードリードインダクタンス

 $C_{g_1k}=$ 第1グリッド対陰極間ホット容量

増幅管の電極間容量は,球の構造からしておもに C_s, C_{p-sd} であり, その効果は式(4)に示すようになる。



式(7)より周波数の上昇に伴い入力抵抗は著しく低下し、見かけ上高周波増幅部の負荷が低下しそのため高周波増幅部の利得が低下したことになる。したがって入力抵抗を上昇させるために、 図6に示すとおり第2グリッド回路に L_3 を付加しチューナの利得を上げる。すなわち第2グリッドコイル L_3 と真空管の第2グリッド接続リードインダクタンス L_4 の和(L_3+L_4)と第2グリッドカソード間容量 $C_{g_{2^k}}$ の並列負荷が誘導性負荷の場合ミラー効果



図7 U.S.A. 13 チャンネルにおける第1 グリッド対 第2 グリッド間容量 C_{g1g2} 対高周波バンドパス波形 レベルの関係



第2グリッド負荷,陽極負荷のミラー効果を考慮した入力コン ダクタンスGはこれらの各成分の和 $G=G_1+G_2+G_3$ となる。 G_2, G_3 は負性コンダクタンス成分であるゆえ,入力抵抗は上昇し 高周波バンドパス波形は上昇する。またチューナの電圧利得は入 力抵抗上昇に伴いレベルアップする。これらの関係を $C_{g_1g_2}$ に対 して求めたのが図7,8である。

2.2.2 バンドパス波形ずれ, 波形傾き

第1グリッド対第2グリッド間容量 Cg₁g₂ (pF)

図8 U.S.A.13 チャンネルにおける第1 グリッド対 第2 グリッド間容量 C_{g1g2} 対チューナ電圧利得の関係

によって負性入力コンダクタンスを生じ入力抵抗を上昇させる。 第2グリッド負荷によるコンダクタンス成分はおもなものを上げ ると次の(1),(2)の場合であり他はほとんど無視できるほど小 さいゆえに無視する。

(1) 第2グリッドの電子流によって生ずる第2グリッド電圧からの帰還による負性コンダクタンス成分は式(8)で示される。

$$G_2 = -\frac{\omega^2 C_{g_1 g_2} g_s L_s}{(1 - \omega^2 C_{g_1 g_2} L_s) (1 + \omega^2 L_k^2 g_{mk}^2)} \dots (8)$$

ここに、 $C_{g_1g_2}$ =第1グリッド第2グリッド間容量

$$L_{s} = \frac{L_{3} + L_{4}}{1 - \omega^{2} (L_{3} + L_{4}) C_{g_{9}k}} \quad \dots \dots \dots \dots \dots \dots (9)$$

ここに、 $C_{g_{2k}}$ =第2グリッド陰極間容量

式(10)で示される。

L₃=第2グリッド付加コイルインダクタンス

L₄=第2グリッド接続リードインダクタンス

(2) 第2グリッド陽極間容量 C_{pg2} を通して陽極電圧の一部が 第2グリッドに帰還しその電圧が C_{g1g2} を通して第1グリ ッドに帰還されるために生ずる負性コンダクタンス成分は 波形ずれ,波形傾きは周波数変換部の同調容量に周波数変換管 の入力容量が整合されていればよいが不整合の場合波形ずれ,波 形傾きを生ずる。特に同調容量の大部分を入力容量が占める回路 では入力容量のわずかな変化でも同調特性が大きく変化する。ま ず真空管の入力容量について検討する。

真空管の入力容量は VHF 帯に なるとカソードリードインダク タンスの影響が無視できなくなり ミラー効果によって低周波の場 合と異なってくる。入力容量は電子走行効果を無視すると式(11) に示される。

そのほかに入力容量の成分は入力抵抗を上昇させるために第2 グリッド回路に L_3 を付加しているが、この L_3 と第2グリッド接続リードインダクタンス L_4 の和と $C_{g_{2k}}$ の第2グリッド負荷および陽極負荷のミラー効果による入力容量成分がある。このうち陽極負荷による成分は小さくほとんど無視できる。よって第2グリッドの電子流によって生ずる第2グリッド電圧からの帰還による入力容量は式(12)、(13)に示される。

入力容量Cは第 $2 / / / / / / / / / / / / / / / 句 の ミラー効果によって<math>C = C_1 + C_2 + C_3$ となる。 この入力容量Cが入力同調容量の大部分を占める回路の波形傾き対 C_{g_1k} の関係を図9に示す。

よって周波数変換部の高周波バンドパスレベル,電圧利得は入 カコンダクタンスに影響し,入力コンダクタンスに与える球の効

果は、 g_m , g_s のほかに電極間容量 C_{g_1k} , $C_{g_1g_2}$, C_{g_2k} であり、その効果は式(14)に示すようになる。



— 42 —





ここに、*C*_{g2}=第2グリッド陽極間容量 *C*_L=中間周波数共振負荷容量成分 *R*_L=中間周波数共振負荷の抵抗成分

供試VHF

チューナ

FM信号発生器

混合回路

局発回路

义 11

10.7 Mc

IF. Amp



AF Amp

FM検波

1

 \mathbb{N}

测定時S1on S2off

較正時S1off S2on







— 43 —



VU

1-9

また高周波バンドパス波形ずれ,波形傾きは、入力容量により 影響され、入力容量に与える球の効果は、gm、gsのほかに電極間 容量, Cg1k, Cg1g2, Cg2k であり, その効果は式(15)に示すように なる。

ここに、 Cin=入力容量

Cout=出力容量

C=外部付加容量

$$dC = \frac{1}{(1 + \omega^2 L_k^2 g_{mk}^2) (1 - \omega^2 C_{g_1 k} L_k)^2} dC_{g_1 k} + \frac{1}{(1 - \omega^2 C_{g_1 g_2} L_s)^2} (dC_{g_1 g_2} + \omega^4 L_s^2 C_{g_1 g_2}^2 dC_{g_2 k}) \dots (15)$$

周波数変換管 6GS7 の場合, Hot $C_{g_1k} = 4.0 \text{ pF}$, $C_{g_{2k}} = 2.1 \text{ pF}$, $C_{g_1g_2}=1.5 \text{ pF}, \ g_m=12m\mho, \ g_s=3.0 \ m\mho, \ g_{mk}=15 \ m\mho, \ L_k=30 \ nH,$ $L_4 = 40 nH$ であり、 $L_3 = 45 nH$ 、f = 200 Mc とすると、一般的に式(16)と式(17)になる。

 $dG \!=\! 0.84 \!\times\! 10^{12} C_{g_1 k} \!-\! 0.684 \!\times\! 10^{12} C_{g_1 g_2} \!-\! 0.135 \!\times\! 10^{12} C_{g_2 k} \left(v\right)$

よって特に電極間容量, C_{g_1k} , $C_{g_1g_2}$ が重要であることがわかる。

3. 周波数変換管のマイクロホニック雑音

TVセットメーカーにおいてチューナのマイクロホニック雑音が ときおり問題となるが、この大部分は周波数変換管に起因している。 よって周波数変換管のマイクロホニック雑音発生機構を解析する必 要がある。さて一般に周波数変換管のマイクロホニック雑音はFM 性とAM性マイクロホニック雑音に分けられる。

まずFM性マイクロホニック雑音発生原理を説明すると、 球に衝 撃が加わると、電極振動によって発振周波数が変動しFM変調波に なるが、TV受信機の総合特性は図10のようになっているのでこの FM波は平坦な部分では感度がないのでTV受信機に妨害を与えな いが傾斜の部分でスロープ検波を受けて妨害となる。 次にAM性マイクロホニック雑音発生原理を説明すると、電極振 動によって搬送波の振幅が変化してAM変調され、AM変調波にな るとこの帯域内で感度があるのでTV画像に妨害となって現われ る。 理想的な TV 総合特性の場合, 傾斜の部分で周波数は約1 Mc であるゆえ,FM偏位周波数1McでAM変調率100%に相当する。

以下FMとAMのマイクロホニック雑音の比較はこの方法で行な

い100%変調の妨害をもって0dBと定義する。

さて周波数変換管のマイクロホニック雑音の発生因としては,

- 3極発振管の電極振動によって発振周波数が変化して発生 (1)するFM性マイクロホニック雑音
- 3極部電極振動によって発振電圧の振幅が変化し、そのた (2)め変換利得が変化して発生するAM変調性マイクロホニッ ク雑音
- 5極混合部の電極振動に伴い特性が変動して発生するAM (3)変調性マイクロホニック雑音

が考えられる。(1)の原因考察は発振電圧のFM特性を解析するこ とであり、(2)は発振電圧のAM特性と混合部の発振入力対利得変 化を解析することであり、(3)は周波数特性の平坦部で無変調波を 入れ、その出力のAM変調性成分を解析することである。

3極部発振管の電極振動に伴い発生するFM性マイクロホニ 3.1 ック雑音

発振管に衝撃が加わると、電極間容量の変動に伴い発振周波数が 変動し発振電圧はFM変調される。このFM波を発振管から混合回 路を通し、10.7 Mcに変換増幅 FM検波して検波出力をVUメータ で測定する。較正および測定回路は図11に示すとおりである。図 12は測定例である。

次に電極間容量の変動に対する発振周波数の変動およびFM性マ イクロホニック雑音レベルの間の相関を求める。

一般に局部発振回路は図13のコルピッツ発振回路であり、発振 周波数は式(18)で与えられる。

 2π L $\langle C_{in} | C_{out} \rangle$ 次に電極間容量, C_{gp} , C_{in} , C_{out} の変動が周波数の変動に与える効 果については、周波数fを全微分して求められ、式(19)に示される。



評 論

第 49 巻 第 3 号



AM.FM



図 16 3 極部 AM 性マイクロホニック 雑音



図18 5極部 AM 性マイクロホニック雑音測定回路

表1 U.S.A.13 チャンネルにおける電極間容量の 変化に対する発振周波数の変化

	発振周波数の変化		-1+ 34: V += 1=13+ * /-
	実 測 値	計 算 值	- 基準発振局波数
グリッド対シールドカソード間	2.0 Mc	2.5 Mc	258 Mc
グリッド対プレート間	20 Mc	25 Mc	258 Mc
プレート対シールドカソード間	10 Mc	10 Mc	258 Mc

周波数変換管 6GS7 の場合,動作状態での電極間容量はほぼ C_{pg} =1.8 (pF), C_{in} =14 (pF), C_{out} =7.0 (pF) である。よっていま,グリ ッド-プレート間,プレート-シールド,カソード間,グリッド-カ ソード,シールド間に 1 (pF) の容量を付加した場合,式(19)より U.S.A. 13 チャンネル f=258 (Mc) でほぼグリッド-プレート間で 25 Mc,プレート-シールド,カソード間で 10 Mc,グリッド-カソ ード,シールド間で 2.5 Mc,計算上周波数は変動することになる。 さて実際にチューナに 1 (pF) を付加したときの周波数変動を示し たのが表1 である。

次に球に衝撃を加えた場合の電極間容量の変動量を測定した。測 定回路は図 14 であり、測定値は 20 log $\Delta C_{gp}/C_{gp} = -84$ (dB) であっ た。よって $C_{gp} = 1.8$ (pF) とすると 20 log $\Delta C_{gp}/C_{gp} = -80$ (dB) では $\Delta C_{gp} = 1.8 \times 10^{-4}$ (pF) であり、表1より C_{gp} が1 (pF) の容量変動で 発振周波数は 20 (Mc) 変動するゆえ、 $\Delta C_{gp} = 1.8 \times 10^{-4}$ (pF) では、 発振周波数の変動は 3.6 kc である。図 10 に示すとおり 偏位周波数 1 Mc をもってF M性マイクロホニック雑音レベルを 0 dB と定義し たゆえに、3.6 kc は-51 (dB) に相当する。よって 20 log $\Delta C_{gp}/C_{gp} = -50$ 波部を通して検波増幅してVUメータで測定する。較正および測定

変換コンダクタンスの関係

回路を図15に示す。図16は測定の一例である。

さらに発振電圧が5極部にそう入され混合検波されるとき,発振 電圧対変換コンダクタンスの関係は図17に示すとおりなので,発 振電圧の変動に対する変換利得の変動の割合は小さく,よってこの マイクロホニック雑音レベルは発振強度の変動によるAM性マイク ロホニックレベルのみであるが,FM性マイクロホニックレベルと 比較すると相当レベルが低いので,このAM性マイクロホニック雑 音は問題にならない。

3.3 5極部における AM 性マイクロホニック雑音

5極混合部の電極振動に伴い特性が変動してAM変調性マイクロ ホニック雑音が発生する。まず周波数特性の平坦部で無変調波を入 れ3極部発振管の影響をさけるために,外部より局部発振入力を供 給し球に衝撃を加えて発生するAM変調波をチューナの IF 端子か ら検波部を通しAM増幅してVUメータで測定する。測定回路を図 18に示す。図19は測定の一例である。

以上 3.1, 3.2, 3.3 の結論をまとめると次のようになる。 TV画 象上のマイクロホニック雑音と周波数変換管のマイクロホニック雑音レベルの相関を求めると、マイクロホニック雑音レベルは -55 dB) 以上あれば品質としては合格であった。よって図 12,16,19 よ) 3 極部 F M性マイクロホニック雑音レベルのみ問題にすればよい ことがわかり、球としては衝撃による電極間容量の変動に対する発 長周波数の変動の割合を最小限になるよう検討する必要がある。ま たチューナの設計に当たっても同様である。

-84 (dB) であるから, FM性マイクロホニック雑音レベルは -55	像上のマイクロ
(dB) であり、容量の変動に対する発振周波数および FM 性マイク	音レベルの相関
ロホニック雑音レベルの間の相関は取れている。	(dB) 以上あれい
3.2 3極5極電極振動に伴い発生する AM 性マイクロホニック	り3極部FM性
雑音	ことがわかり,
発振管に衝撃が加わると, 電極の変動に伴い発振電圧の振幅が変	振周波数の変動
動し,発振電圧はAM変調される。このAM変調波を発振管から検	たチューナの設

----- 44 ------



図19 5極部 AM 性マイクロホニック雑音レベル





図21 6 チャンネルで C_{HK} の影響のある場合の 3 極部 FM 性マイクロホニック雑音レベル

3.4 ヒータの振動によるマイクロホニック雑音

以上はヒータの影響を考慮しなかった場合であるが、ヒータの影響のある場合のマイクロホニック雑音の現象を解析すると以下のようになる。まずTV画像上の現象としては、おもにある特定のチャンネルの画像に比較的大きな横しまのマイクロホニック雑音を発生する。この発生因としては、発振周波数がVHF帯になるとカソード-アース間の共振インピーダンスが無視できないほど大きくなり、そのため発振管に衝撃が加わると Снк の変動に伴いカソード-アース間インピーダンスが変動し、発振周波数に変動を与え、かつ発振強度にも変動を与える。よって発振周波数の変動は発振電圧をFM波とし、発振強度の変動は発振電圧をAM変調波にする。したがってカソード-アース間共振インピーダンスがTV帯域内にあるとき、 *C*_{HK}の変動でマイクロホニック雑音が発生する。図20にカソード-アース間の等価回路を示す。

さて *C*_{HK} の変動による発振周波数の変化は3極部電極振動による FM 性マイクロホニック雑音と同様に扱われ、測定回路は図11 に示される。図21 は測定例である。次に *C*_{HK} の変動に伴う発振強 度の変動は発振電圧の AM 性マイクロホニック 雑音と同様に扱わ れ、測定回路は図15 で示される。図22 は測定例である。 図22 6 チャンネルで C_{HK} の影響のある場合の 3 極部 AM 性マイクロホニック 雑音レベル

ヒータ回路の振動によるマイクロホニック雑音は、このように特定のチャンネルで強く現われる特長をもっている。この影響を打消すためにはヒータ回路にコイルをそう入して共振点をずらして図21,22の点線のように正常にすることが必要である。

結 言

4.

- (1) TVチューナの高周波バンドパス波形特性,電圧利得は, 高周波増幅管,周波数変換管の電極間容量が大きな効果を 示している。よって,この点を考慮に入れれば各社チュー ナとのトラブルは解決される。
- (2) TVチューナのマイクロホニック雑音は局部発振管のプレ ート,グリッド、シールドの変動を最小限にすれば問題はない。
- (3) ヒータの振動によるマイクロホニック雑音については、ヒ ータの影響がTV帯域内にある場合、球のCHKを変更して カソード-アース間共振インピーダンスをTV帯域内から ずらすか、ヒータの外部回路を変更してのがれる方法を取 る必要がある。

