VHF トランジスタチューナーの混変調特性

株式会社日立製作所 家電研究所 袖 山 忠 一
株式会社日立製作所 横 山 寛 治
丸 岡 武 二

VHF チューナーの混変調はトランジスタの g_m 特性の非直線性により発生するが、混変調を減少させる設計法は確立されていない。われわれは入力増幅回路の負荷抵抗が混変調を減少させる重要な要因であることを指摘し、混変調を減少させるための最適負荷抵抗を決定する方法を提案した。また、AGC 電圧の変化による同調周波数のずれの少ない回路、不要信号波の第2高調波を少なくする入力回路の構成法を提案した。今回提案した方法により VHF トランジスタチューナーの混変調を約 10 dB 改善した。

1. ま え が き

混変調特性は、テレビ受像機の特性を評価するうえで重要な項目のひとつである。混変調は、主としてチューナーの初段の RF 増幅素子の g_m 特性の非直線性による妨害信号の搬送波から希望信号の搬送波への変調の転移であることは周知である。

混変調特性の改善の検討については、これまで増幅素子単体の検討、あるいはテレビ受像機の AGC 回路の検討等がなされているが、チューナー本体の検討についてはあまりなされておらず、混変調特性を改善するチューナー回路の設計法は確立されていなかった。したがって、これまでは、バイポーラトランジスタを使用したチューナーの混変調特性は、真空管あるいは FET を使用したチューナーに比較¹⁾して良好でないとされていた。

混変調特性を改善する方法としては、従来、エミッタ回路とアース間に、バイパスコンデンサのない抵抗を挿入する方法^{2,3)}、または入力信号レベルを減少させるためのダイオードを挿入する方法などが発表されているが、いずれの方法も、利得、雑音指数が低下し、チューナーには採用が不可能であった。

本報告では、直流的な最適動作域を選定するため、トランジスタ素子についての V_{CE} , I_C の種々の値に対応する 1% 混変調時妨害入力曲線と、Gain Reduction 曲線とから混変調特性に最適な負荷抵抗を決定する方法を提

案した。次に交流的な検討として、AGC 動作電圧の変化による選択度特性の変化の少ない入力回路および減衰極を有する整合回路の設計法を明らかにし、帯域外の減衰度を大にして混変調特性の大幅な改善を行うことができたので、ここに報告する。

2. g_m 特性曲線と混変調特性との関係

混変調は、出力電流を入力電圧で展開した奇数べき項に関係する。いま、特定の動作点におけるコレクタ出力電流を i_c 、ベース入力電圧を v_{be} とすると、

$$i_c = \alpha_1 v_{be} + \alpha_2 v_{be}^2 + \alpha_3 v_{be}^3 \quad (1)$$

となる。ここで、 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ は動作点によりきまる係数で、

$$\alpha_n = \frac{1}{n!} \left(\frac{d^{n-1} g_m}{d v_{be}^{n-1}} \right)_{V_{be}=0} \quad (n=1, 2, 3, \dots)$$

である。 g_m は動作点の近傍の傾斜で、

$$g_m = \frac{di}{dv_{be}}$$

である。希望信号を、 $V_1 \cos \omega_1 t$ 、変調率 m_2 の振幅変調波を $V_2(1+m_2 \cos pt) \cos \omega_2 t$ とすると入力電圧 v_{be} は、

$$v_{be} = V_1 \cos \omega_1 t + V_2(1+m_2 \cos pt) \cos \omega_2 t \quad (2)$$

となる。コレクタ出力回路に生ずる交流成分は、(2)式を(1)式に代入すると求められる。いまここで $p \ll \omega_2$ と考え、また ω_1 の近傍のみを考えれば良いので出力成分は、

$$i_c = \alpha_1 V_1 \left(1 + \frac{3}{4} \frac{\alpha_3}{\alpha_1} V_1^2 \right) \cos \omega_1 t$$

"Improvement of Cross Modulation Characteristics in VHF Transistorized Television Tuner" by Chuichi Sodeyama, Kanji Yokoyama and Takeji Maruoka (Hitachi, Ltd., Yokohama)

$$+\frac{3}{2}\alpha_3V_1V_2^2(1+m_2\cos pt)^2\cos\omega_1t$$

$$+\frac{1}{2}V_2^2\alpha_2(1+m_2\cos pt)^2\cos 2\omega_2t \quad (3)$$

となる。(3)式の右辺の第1項は所要信号成分、第2項は混変調成分である。第3項は混変調成分ではないが、 $\omega_1 \doteq 2\omega_2$ のとき、たとえば高チャンネル受信時に低チャンネルの2倍の周波数の高調波が発生し、混変調と類似の現象を生ずるので、この成分も除去する必要がある。これについては、4章において述べる。第1項と第2項の和 i_c' は、

$$i_c' = \alpha_1 V_1 \cos \omega_1 t \left\{ 1 + \frac{3}{2} \frac{\alpha_3}{\alpha_1} V_2^2 + \frac{3}{4} \frac{\alpha_3}{\alpha_1} V_1^2 \right\}$$

$$\left\{ \frac{1 + \frac{3\alpha_3}{2\alpha_1} V_2^2 m_2}{1 + \frac{3\alpha_3}{2\alpha_1} V_2^2 + \frac{3\alpha_3}{4\alpha_1} V_1^2} \cos pt \right\} \quad (4)$$

となる。妨害信号により希望信号の搬送波が変調されると考えると、この場合の変調率 m_K は、

$$1 \gg \frac{3\alpha_3}{2\alpha_1} V_2^2 \frac{3}{4} \frac{\alpha_3}{\alpha_1} V_1^2$$

が成り立てば、

$$m_K = \frac{3\alpha_3}{\alpha_1} V_2^2 m_2 = \frac{V_2^2}{2g_m} \left(\frac{d^2 g_m}{dv_{be}^2} \right) m_2 = D m_2 \quad (5)$$

となる。

ここで D は混変調率で、妨害信号が希望信号の搬送波を変調する割合を示したもので、測定基準として1%を使用する。

混変調特性を向上させるには、 g_m 曲線の2次微分値を小さくすればよい。 g_m 曲線は(3)式の第1項(希望信号波)の測定値から推定することができる。

図1 AGC電圧に対する混変調時妨害電圧と Gain Reduction

これらの関係を実測例で説明する。

図1の曲線 a は 1% 混変調を生ずる妨害信号入力電圧 V_2 を動作点を変えて測定したものである。曲線 b は希望信号入力電圧 V_1 を変えたときに出力を一定にするに必要な AGC 電圧と Gain Reduction との関係を示したものである。ここで、Gain Reduction とは任意の動作点における一定出力を生ずる希望信号入力電圧を、最大利得を得る動作点における希望信号入力電圧 E_0 で規格化した相対値である。

各動作点において 1% 混変調時妨害信号入力電圧 V_2 は、できるかぎり大きく、一定出力を生ずる希望信号入力電圧 V_1 (すなわち Gain Reduction) はできるかぎり小さいことが必要である。したがって曲線 a と b が各動作点において離れているほど混変調特性が良いことになる。

3. 混変調特性の改善

3.1 負荷抵抗の選定による混変調特性の改善

図1から曲線bの曲りの急な所(P点付近)では、混変調特性が悪く、曲線bの曲りのゆるやかな所(Q点付近)では混変調特性が良くなっている。このことは、P点付近では $d^2 g_m / dv_{be}^2$ が大きく、Q点付近では、それが小さいことに対応している。

このことから直流負荷抵抗を変え、Gain Reduction 曲線の曲りをゆるやかにすれば混変調特性を改善できると推定することができる。

(1) 負荷抵抗と混変調

図2に負荷抵抗をパラメーターとし、1% 混変調時妨害信号入力電圧と Gain Reduction を各コレクタ電流

図2 コレクタ電流に対する 1% 混変調時妨害信号入力電圧と Gain Reduction

図 3 負荷抵抗, 1% 混変調時妨害信号入力電圧および Gain Reduction をそれぞれパラメーターとしたときのコレクタ電圧特性

I_c について測定した結果を示す。この図から、負荷抵抗を比較的大きい値 R_1 としたときは、混変調特性が良好でないが(曲線①)、負荷抵抗を比較的小さい値 R_2 , R_3 としたときは、同一 Gain Reduction の時の 1% 混変調時妨害信号入力電圧が大きく、混変調特性が良好になることがわかる(曲線②, ③)。以下、混変調特性を良好にする負荷抵抗の決定手順を説明する。

図 3 に示すように縦軸に I_c 、横軸に V_{ce} を目盛り、これに各負荷抵抗 R_1, R_2, R_3 に対応する load line ①, ②, ③を記入し、その線上に図 2 で得た 1% 混変調時の妨害信号入力電圧の値と Gain Reduction の値を記入する。次に各 load line の上の等しい測定値の点を連結すると、1% 混変調時の等入力曲線群(点線)と等 Gain Reduction 曲線群(実線)とを得る。

この図において、Gain Reduction 曲線群は、 V_{ce} , I_c が大きい所では大きいレベルの 1% 混変調時入力曲線と接近しており、 V_{ce} , I_c が小さい所では小さいレベルの 1% 混変調時入力曲線と接近している。すなわち V_{ce} , I_c の大きい所では同一 Gain Reduction における混変調特性が良く、 V_{ce} , I_c の小さい所では混変調特性が悪いことがわかる。この図から、混変調特性の良好な範囲を通る load line ②, ③の方が特性の悪い範囲を通る load line ①よりも混変調特性が良好であり、この抵抗値の付近に最適の負荷抵抗の値が存在すると推定できる。

最適負荷抵抗を決めるには、図 4 に示すとおり、縦軸を Gain Reduction、横軸を V_{ce} として図 3 の load line を移し、この load line の上に 1% 混変調時の入

図 4 Gain Reduction 対コレクタ電圧特性
(実線: 負荷抵抗一定, 破線: 1% 混変調時妨害信号入力電圧一定)

力値を移し等しい値を連結する。

この図では load line は曲線となる。1% 混変調時の等入力曲線のおおのこの極小点 ($P_1, P_2, \dots, P_7$) 付近が混変調特性の良い領域となる。この例では混変調特性の良い領域は V_{ce} が 8 V 付近にあり、 V_{ce} が小さい領域では混変調特性が悪くなっている。

この図から混変調特性の悪い領域にそって V_{ce} が変化する load line ①よりも、混変調特性の良好な領域にそって V_{ce} が変化する load line ③を使用の方が混変調特性が良好であることがわかる。また混変調特性の良い点 $P_1, P_2, \dots, P_7$ の付近を通る load line ④が混変調の点から最適の負荷抵抗となる。load line ⑤は、④に比較して混変調特性はやや悪いが、コレクタ損失が少ないという特長を有する。

図 5 負荷抵抗とコレクタ損失の関係

図 6 AGC 電圧の変化による Gain Reduction

(2) 負荷抵抗と素子のコレクタ損失

負荷抵抗の決定には、混変調特性のほかにトランジスタ素子の最大コレクタ損失の考慮が必要である。コレクタ損失一定の曲線は図 5 に示したように双曲線群となる。増幅用トランジスタに 2SC683 を使用した場合、最大許容損失は 120 mW 以下であるが、マージンを考慮し最大損失を 100 mW 以下に設計することが望ましい。load line ①, ② は損失の点では充分余裕がある。③ は I_c が大になるとき損失が 100 mW を越える。④ は混変調特性は良いがコレクタ損失が 100 mW を越え裕度が少ない。⑤ はコレクタ損失が 70 mW 以下で、混変調特性も良好で調和した特性を有している。

(3) 負荷抵抗の変化による混変調特性の評価

図 6 に 5 種類の load line に対する DC 回路と AGC 電圧変化に対する Gain Reduction 特性を示す。

AGC 開始電圧 (Gain Reduction が 0 dB の AGC 電圧) と AGC 電圧の変化範囲はテレビ受像機との結合を考慮して決定しなければならない。テレビ受像機の AGC 電圧の変化量は大きいことが望ましい。テレビ受像機の AGC 電圧の変化量が小さいと、チューナーの負荷抵抗の値を大きくして接続することになるが、この場合①のような抵抗値の高い負荷抵抗を使用することになるので、混変調特性が悪くなる。

図 7 に負荷抵抗を変えたときの混変調特性を示す。各曲線に記入した数字は図 3～図 6 の負荷抵抗に対応する。曲線①と曲線⑤とを比較すると、混変調特性の改善度は約 6 dB である。

3.2 入力回路の選択度特性の検討

フォワード用 AGC トランジスタの入力アドミタンス

図 7 Gain Reduction に対する 1% 混変調時妨害信号入力電圧

スはコレクタ電流 I_c によって大幅に変化する。したがって AGC 電圧の変化によって I_c が変化すると、チューナーの入力回路の同調中心周波数が変化し、妨害信号の減衰が充分取れなくなり混変調を生ずる。

このトランジスタの入力アドミタンスの変化量は、低チャンネルの周波数帯と高チャンネルの周波数帯で異なるので、全使用帯域にわたり同調周波数ずれを少なくするように回路構成を考える必要がある。

AGC 電圧変化による同調周波数の変化を少なくする入力回路の構成法を図 8 に示した。

図 8 (a) は、結合容量をトランジスタと整合回路の間に入れ、トランジスタの AGC 電圧の変化による入力アドミタンスの変化を少なくする回路形式である。この回路形式では、容量変化分の少ない低チャンネルでは、曲線群 G_1 のように変化を少なくすることができるが、容量変化分の大きい高チャンネルでは曲線群 G_2 のように AGC 電圧の変化により同調周波数の変化を生ずる。

図 8 (b) は、インピーダンス変換トランスを用いるもので、容量変化分をトランスで変換し、小さくすることができるので、容量変化分の大きい高チャンネルでの周波数ずれを少なくすることができる。しかし低チャンネルでは入力コンダクタンス分の変化が大きいため、曲線群 G_3 のように同調周波数ずれを生ずる。

図 8 (c) は C 結合と変換トランス結合とを組合せたもので、結合容量 C_0 と結合抵抗と R_0 の定数の選定により、曲線群 G_5, G_6 のように高低チャンネルともに周波数の変化の少ない回路構成にすることができる。

図 7 の曲線⑥は入力回路の選択度特性の改善と直流動

図 8 入力回路の系統図

作点の負荷抵抗による改善を含めた特性である。

この入力回路の選択度特性の改良により、低チャネル

チューナーの入力回路には、通常表 1 (a) に示す π 型

整合回路が使用される。このときの伝達インピーダンス

表 1 整合回路のポール・ゼロ配置図

	等 価 回 路	ポ ー ル ・ ゼ ロ 配 置 図	伝 送 イン ピ ー ダ ンス と 根
(a) 整合回路の基本形			$Z_T = \frac{P}{L_2(P - P_{11})(P - P_{12})}$ $P_{11}, P_{12} = -\frac{\omega_1}{2Q_1} \pm j\sqrt{\omega_1^2 - \frac{\omega_1^2}{4Q_1^2}}$ $\frac{\omega_1}{Q_1} = \frac{G_3}{C_3}$
(b) トラップを付加した整合回路			$Z_T = \frac{L_0 L_1}{L_2(L_0 + L_1)} \cdot \frac{P(P - P_{01})(P - P_{02})}{C(P - P_{11})(P - P_{12})(P - P_{21})(P - P_{22})}$ $P_{11}, P_{12} = -\frac{\omega_1}{2Q_1} \pm j\sqrt{\omega_1^2 - \frac{\omega_1^2}{4Q_1^2}}$ $P_{01}, P_{02} = -\frac{\omega_0}{2Q_0} \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \frac{\omega_0^2}{4Q_0^2}}$ $P_{21}, P_{22} = -\frac{\omega_2}{2Q_2} \pm j\sqrt{\omega_2^2 - \frac{\omega_2^2}{4Q_2^2}}$ $\frac{\omega_1}{Q_1} = \frac{G_3}{C_3}, \quad \frac{\omega_0}{Q_0} = \frac{R_{01}}{L_{01}}, \quad \frac{\omega_2}{Q_2} = \frac{R_{01}}{L_{01} + L_1}$
(c) トラップを含む整合回路			$Z_T = \frac{(P - P_{01})(P - P_{02})}{L_2 P(P - P_{11})(P - P_{12})}$ $P_{11}, P_{12} = -\frac{\omega_1}{2Q_1} \pm j\sqrt{\omega_1^2 - \frac{\omega_1^2}{4Q_1^2}}$ $P_{01}, P_{02} = -\frac{\omega_0}{2Q_0} \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \frac{\omega_0^2}{4Q_0^2}}$ $\frac{\omega_1}{Q_1} = \frac{G_3}{C_3}, \quad \frac{\omega_0}{Q_0} = \frac{R_{01}}{L_{01}}$

ルの混変調特性を約 6 dB 改善でき、先の直流負荷抵抗の改善を含めると約 10 dB 改善することができた。

4. 2 倍高調波による妨害

トランジスタチューナーを強電界地区で使用する場合、混変調特性のほかに、不要信号の 2 倍高調波による妨害を考慮する必要がある。この現象はたとえば、第 6 チャンネル受信時に、第 1 チャンネルの 2 倍高調波により混変調に似たビート妨害を生ずるもので、2 章で解析したように g_m の 1 次微分値によりその量が決定される。トランジスタチューナーの場合、素子からの発生量が他の素子 (FET, 真空管) より大きいので、入力回路の選択度特性を良くする必要がある。今回は有極の整合回路を検討した。

4.1 π 型整合回路の検討

とポールの位置を示す式は表1(a)のようになる。

高チャンネル受信時に低チャンネル信号を減衰するため、 π 型整合回路の入力端の Y_1 に並列に表1(b)のように直列トラップを付加する方法が一般に使用されている。この時の伝達インピーダンス Z_T は表1(b)のようになる。この形式のトラップ回路は、従来の入力回路を変えることなく付加することができるので設計が容易であるが、

- (1) トラップの減衰極付近に反共振ポールができるので、この付近の減衰度が充分得られない。
- (2) 帯域内の特性に影響をあたえないように C_{01} を小さく設計するので、トラップの帯域幅がせまくなる。
- (3) L_0 が大きいため、抵抗分 R_{01} が大となり、トラップの減衰量が充分とれない。

等の欠点を有する。したがって、このように整合回路にトラップを付加するという方法は適切でなく、トラップを含めた整合回路を構成する必要がある。

4.2 トラップ回路を内蔵した整合回路

π 型整合回路にトラップ回路を設ける方法としては、

- (1) Y_1 に直列共振回路を設ける。
- (2) Y_2 に並列共振回路を設ける。

等の方法がある。(2)はIF回路に採用された例⁴⁾⁵⁾があるが、チューナーの場合にはコイルの切替えが必要なので、回路構成が複雑となる。今回は(1)を採用した。

伝達インピーダンス Z_T からポールおよびゼロの位置を求めた結果を表1(c)に示す。チューナーの入力回路を構成するには、図9に示すように高チャンネル受信時にスイッチ S_1 で C_1 をショートし、 L_{01} で整合を取

る。 C_{01} は L_{01} と低チャンネルでトラップを形成するように選定する。低チャンネル受信時には、スイッチ S_1 を開き低チャンネルで整合するように C_1 を選定する。

この回路は従来の回路に比較し、

- (1) 反共振による新設ポールを生じない。
 - (2) C_{01} を大にすることができるので、回路の Q が低くなりトラップの帯域幅を広くすることができる。
 - (3) コイル L_{01} が小さいので、コイルの直流抵抗 R_{01} が小さく、トラップの減衰が大となる。
- 等の長所を有し回路構成も簡単となる。

図9に入力回路の減衰度特性の測定値を示す。図において、Aはトラップ回路のない場合の特性、Bは従来の回路形式による特性、Cは今回の回路形式による特性である。Cはトラップの帯域幅が広く、減衰量も大きく、また反共振ポールも生じないので、トラップ回路の要求機能をほぼ満足している。この回路形式の採用により2倍高調波妨害特性を約15~20dB改善することができた。

4.3 フィールドテストの結果

この改良後のチューナーについて、強電界地区においてフィールドテストを行ったが、全チャンネルで混変調特性は良好であり、特に低・高チャンネルの信号が共存する強電界地区において、従来のチューナーに見られた2倍高調波による画質低下がなく、大幅な特性の改善を確認することができた。

5. 混変調特性の改善に際して生ずる問題点

今回の手法を採用した場合、VHFチューナーの負荷抵抗は、混変調特性を考慮して決定されるので、負荷抵抗を変えてチューナーのAGC特性をテレビ受像機のAGC回路の特性に合わせるという自由度はなくなる。しかしテレビ受像機のAGC回路の特性をチューナーの特性に合わせることは容易であり、チューナーの特性の均一化という点から望ましい方向といえよう。

この他、注意する点は、入力回路の整合特性である。本報告の入力回路を使用した場合、AGC電圧の変化による整合度の変化は少なくなる。しかし回路の Q が高くなり、整合特性の良好な帯域幅がせまくなる。したがって結合容量 C_0 の値は、全チャンネルの整合特性を考慮して選定する必要がある。

4.2節の2倍高調波トラップをロータリ型チューナーに使用した場合、高チャンネルの中央のチャンネルで最良の整合特性になるように入力端の L_{01} 、 C_{01} を選定する。受信周波数が変化した場合この L_{01} 、 C_{01} の直列インピーダンスの変化は L_{01} だけのときのインピーダンス

図9 入力回路の減衰度特性

の変化より大きく、高チャンネルの両端のチャンネルの整合特性が C_0 のなかった回路方式のときより悪くなる傾向が見られる。

このような問題はあがあるが、今回の手法により全チャンネルにわたり入力回路の VSWR を 2 以下にすることができ、混変調特性を大幅に改善することができた。

6. む す び

トランジスタチューナーの混変調および 2 倍高調波妨害について特性の改善を行った。混変調特性については 1% 混変調時妨害信号入力電圧特性と、Gain Reduction 特性との測定結果から、トランジスタの負荷抵抗を選定する方法を提案し、また AGC 電圧の変化による同調周波数の変化の少ない入力回路の構成法を提案した。つぎに 2 倍高調波については、トラップを含む整合回路の構成法を提案した。これらの結果を VHF チューナーに適用し、大幅な特性改善をはかることができた。

終りにのぞみ、回路構成および解析に関し種々御指導をいただいた東京工業大学 岸教授、トランジスタの開発、製作に御協力をいただいた日立製作所武蔵工場の方々に感謝の意を表する。

(昭和 49 年 11 月 21 日受付、昭和 51 年 1 月 13 日再受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) 山崎, 雨宮, 袖山: VHF-TV チューナ用 Si トランジスタと MOS-FET の比較, 昭和 45 年電気四学会連大予, No. 1968
- 2) C.D. Simmons & J. Specialny: Crossmodulation in Transistor Tuners, IEEE Trans., **BTR-8**, 3 Nov. (1962) 96-100
- 3) Harry Thanos: Crossmodulation in Transistorized TV Tuners, IEEE Trans., **BTR-9**, Nov. (1963) 41-47
- 4) 岸: TV 映像中間周波増幅回路の Trap 回路について, テレビ学会回路研資 (1957.3)
- 5) 岸: 中間周波増幅回路の段間回路の一形式について, テレビ学会回路研資 (1958.10)