TV 用トランジスタ中間周波増幅器

日本大学 理工学部 三宅 康友
平 安 座 資 芳

本文では、トランジスタ回路の安定化法としてエミッタ側に誘導性リアクタンス L_e を接続した回路について述べ、つぎにこのような方式を用いた 25Mc TV 用中間周波増幅器を試作して実験と計算との両者から L_e の効果を示している。そしてトランジスタの定数に $\pm 50\%$ 程度の変動があっても、 L_e を接続することにより増幅器は常に安定であり、AGC をかけた場合でも周波数特性への影響は少ない。

高周波増幅器にトランジスタを用いると、それ自体のベース拡散抵抗やコレクタ容量のためトランジスタの入力、出力端子間で双方向性の伝送を示し不安定となる。

これを解消するために一般には中和用容量を用いて、中和を行なって安定化を計っている。筆者らは、この中和容量によらないで、エミッタ回路にインダクタンスを接続して発振を抑制し、安定化している。

エミッタ・インダクタンスによる安定

1. 安定条件¹⁾²⁾³⁾

トランジスタ増幅器では、入力または出力インピーダンスの実数分が負であれば不安定となるゆえ、この実数分が負荷および電源インピーダンスの関数と考えて不安定を生ずる条件を決定することができる。

トランジスタの入力インピーダンス Z_i は

$$Z_i = h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{22} + Y_l} = R_i + jX_i \quad (1)$$

で示される。

但し R_i : 入力インピーダンスの実数分

X_i : 入力インピーダンスの虚数分

Y_l : 負荷アドミタンス

また h パラメータは互につぎの関係がある。

$$h = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$$

h パラメータの実数分、虚数分をそれぞれ添字 R, I で表わせば (例えば h_{11R}, h_{11I} など), Z_i の実数分 R_i はつぎのようになる。

$$R_i = h_{11R} + \frac{\{h_{mR}(h_{22R} + G_l) + h_{mI}(h_{22I} + B_l)\}}{(h_{22R} + G_l)^2 + (h_{22I} + B_l)^2} \quad (2)$$

この式を $R_i = 0$ とおけば

$$h_{11R}(h_{22R} + G_l)^2 + h_{11I}(h_{22I} + B_l)^2 - h_{mR}(h_{22R} + G_l) - h_{mI}(h_{22I} + B_l) = 0 \quad (3)$$

但し $h_m = h_{12} \cdot h_{21}$

G_l : 負荷コンダクタンス

B_l : 負荷サセプタンス

(3) 式のようになる。

いま座標系を負荷アドミタンス Y_l 平面として考えると (3) 式はその平面上で円を表わす。この円は負荷アドミタンス Y_l に対して外側は R_i が正、内側が負であるから円内が不安定域となる。したがって、第1図 (a) のように円が B_l 軸の左側にあれば、どのような負荷状態 (負抵抗以外) になっても発振を起こさない。すなわち無条件に安定な領域である。また負荷条件によって発振する場合があるが、これは第1図 (b) の円が B_l 軸の右側にかかる斜線部分である。

円の中心 (a_l, b_l) および半径 r_l は

$$a_l = \frac{h_{mR}}{2h_{11R}} - h_{22R}, \quad b_l = \frac{h_{mI}}{2h_{11R}} - h_{22I}, \quad r_l = \frac{|h_m|}{2h_{11R}} \quad (4)$$

で示される。

実験では第2図のようなエミッタ接地回路を取扱った。このようにエミッタ側にインピーダンス Z_e を付加した

第1図 負荷アドミタンス平面上的入力インピーダンスの軌跡 (a) 安定状態 (b) 不安定状態

"Transistor TV IF Amplifiers" by Yasutomo Miyake & Matoyoshi Heianza.

場合の合成マトリックス $[H]$ は (5) 式のように示される。

$$[H] = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} + \frac{(1+h_{21})(1-h_{12})}{1+h_{22}\dot{Z}_e} \cdot \dot{Z}_e, & \frac{h_{12}+h_{22}\dot{Z}_e}{1+h_{22}\dot{Z}_e} \\ \frac{h_{21}-h_{22}\dot{Z}_e}{1+h_{22}\dot{Z}_e}, & \frac{h_{22}}{1+h_{22}\dot{Z}_e} \end{pmatrix} \quad (5)$$

(5) 式の $H_{11}, H_{12}, H_{21}, H_{22}$ を (4) 式の $h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$, とおき換えれば, $\dot{Z}_e$ を接続した場合の安定域が求まる。すなわち (6) 式が得られる。

$$a_i = \frac{H_{mR}}{2H_{11R}} - H_{22R}, \quad b_i = \frac{H_{mI}}{2H_{11R}} - H_{22I}, \quad r_i = \frac{|H_m|}{2H_{11R}} \quad (6)$$

実際のトランジスタ定数と h パラメータとの関係は (7) 式のように, h パラメータはこの式から計算できる。

$$\left. \begin{aligned} h_{11} &= r_b' + \left(\frac{r_e}{1-\alpha_{b0}} \right) \left[\frac{1}{1+j\omega/(1-\alpha_{b0})\omega_{ab}} \right] = A + jB \\ h_{12} &= \left(\frac{j\omega C_c r_e}{1-\alpha_{b0}} \right) \left[\frac{1}{1+j\omega/(1-\alpha_{b0})\omega_{ab}} \right] = C + jD \\ h_{21} &= \frac{\alpha_{b0}/(1-\alpha_{b0})}{1+j\omega/(1-\alpha_{b0})\omega_{ab}} = E + jF \\ h_{22} &= \left(\frac{j\omega C_c}{1-\alpha_{b0}} \right) \left[\frac{1+j\omega/\omega_{ab}}{1+j\omega/(1-\alpha_{b0})\omega_{ab}} \right] = G + jH \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

但し r_b' : ベース拡散抵抗

r_e : エミッタ拡散抵抗

α_{b0} : ベース共通低周波短絡回路電流増幅率

ω : 角周波数

ω_{ab} : ベース共通接続の角しゃ断周波数

C_c : コレクタ容量

式中の A, C, E, G は h パラメータの実数部を

B, D, F, H は虚数部を表す。

したがってエミッタ回路にインダクタンス L_e を接続した場合の H パラメータは (7) 式の関係を用いて (5) 式を解き, さらにそれを実数部と虚数部にわけると (8) 式

第2図 (a) エミッタ回路に $\dot{Z}_e$ を付加した場合
(b) (a) の $[h]$ と $[h_e]$ の直列接続等価回路

第3図 (a) 負荷アドミタンス平面上において, L_e によって変化する円。 $L_e=0$ のときのみ不安定

になる。但し $\dot{Z}_e$ はその抵抗分を無視して jX_e とおく。

$$\left. \begin{aligned} H_{11R} &= A + \frac{\{(1+E-C-EC+DF)GX_e\}^*}{\Delta} \\ H_{12R} &= \frac{(C-HX_e)(1-HX_e) + (D+GX_e)GX_e}{\Delta} \\ H_{12I} &= \frac{(D+GX_e)(1-HX_e) - (C-HX_e)GX_e}{\Delta} \\ H_{21R} &= \frac{(E+HX_e)(1-HX_e) + (F-GX_e)GX_e}{\Delta} \\ H_{21I} &= \frac{(F-GX_e)(1-HX_e) - (E+HX_e)GX_e}{\Delta} \\ H_{22R} &= \frac{G(1-HX_e) + H(GX_e)}{\Delta} \\ H_{22I} &= \frac{H(1-HX_e) - G(GX_e)}{\Delta} \\ \Delta &= (1-HX_e)^2 + (GX_e)^2 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

2. トランジスタ定数のバラツキが安定度に及ぼす影響

実験には pnp メルトディフュージョン形トランジスタ 2SA125 を使用したので, これの等価定数は $r_b'=50\Omega$, $v_e=26\Omega$, $v_c=2M\Omega$, $\alpha=0.98$, $f_\alpha=100Mc$, $C_c=1pF$ なる値に基づいて計算しその結果を次に示す。

第3図 (a) は L_e のない場合と L_e をいろいろ変えた場合との結果を示す。 L_e のない状態では円が第四象限にわたって位置している。すなわちトランジスタ自体で発振し不安定である。つぎに L_e を $0.05\mu H$ にすると円は第四象限より完全に第三象限に移り, 回路は安定になる

第3図 (b) 負荷アドミタンス平面上において、 C_c によって変化する円

第3図 (c) 負荷アドミタンス平面上において、 f_α によって変化する円

さら L_e にの値を増していくと円は第三象限から第二象限に移り、いかなる負荷状態であっても安定となる。

第3図(b)は同じトランジスタに対して L_e を $0.5 \mu\text{H}$ に固定し、コレクタ容量 C_c のパラツキがあった場合の回路の状態である。円は第二、第三象限に位置しており安定である。これは C_c が 0.5 pF 以上に増えると利得が下るからであろう。

第3図(c)はやはり $L_e = 0.5 \mu\text{H}$ に固定し、しゃ断周波数 f_α のパラツキによる回路への影響を示す。 f_α が 80 Mc 以上では円は第二、第三象限にあるから安定である。

第3図(d)は上と同じ条件で $L_e = 0.5 \mu\text{H}$ にして電流増幅率 α がパラツキした場合の回路の様子である。 α が 0.92 から 0.995 まで変化しても円の中心およびその大きさはほとんど変わらず常に安定であることがわかる。

25 Mc 中間周波増幅器

1. 設計⁴⁾

中心周波数 25 Mc 帯域幅 4 Mc および利得 50 dB を得ることを目標にして4段スタガ増幅器を試作した。使用トランジスタは2SA125でコイルは第1表に示す規格のもの製作をメーカー*に依頼した。

次に動作点の選択であるが、これはトランジスタ規格表の動作例から、 $V_{CE} = 6 \text{ V}$, $I_E = 1 \text{ mA}$ として決定した。バイアス抵抗の値はバイアス安定化の要求による安定係数 S に基づいて決め

る。 S は小さいほど良好な安定度を示すが、これにも限度があってあまり小さいと消費電力が大きくなる。しかし実験には安定度に重点を置いて、 $S = 5$ とした。バイアス回路は第4図のような一電池方式²⁾を採用し、電源

第3図 (d) 負荷アドミタンス平面上において α によって変化する円

第1表 使用コイルの規格

品番	試作 No.	インピーダンス比	周波数	全同調容量	無負荷 Q_0	設計負荷 Q_L	実測負荷 Q_L	巻数		
								1-3	1-2	4-5
T ₁	GMN629R	75Ω : 1.5kΩ	25.87 Mc	15pF	70	10	12	11	7	1
T ₂	" 630R	20k : 1.5k	23.56 "	"	80	28	37	12	9	2
T ₃	" 621AQ	20k : 1.5k	24.13 "	"	90	10	12	12		5
T ₄	" 632R	20k : 1.5k	26.44 "	"	105	28	34	11	8	2
T ₄	" 633AQ	20k : 4 k	25.00 "	"	80	8	9.5	11		10

* 株式会社東光ラジオコイル研究所

第4図 バイアス回路

電圧 $V_B=9V$, 使用トランジスタの α を 0.98 として計算してつぎの定数を得た.

$$R_1 = \frac{\alpha(V_B - V_C)}{I_C} \div 3 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_3 (S-1)}{R_3 S \alpha - (S-1)(R_1 + R_3)} = 20 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{V_B (S-1)}{I_C} = 35 \text{ k}\Omega$$

以上の設計により第5図の増幅回路を得た.

2. 実験

第6図は測定装置のブロック・ダイアグラムを示す. 一般には, 調整する前に完全に中和を取った状態にするのが建前であるが, 筆者らは L_e を接続して安定状態にする. 上述したように 4Mc の帯域幅を持つように増幅器を調整するが, 調整方法として真空管電圧計 (VTVM) だけを切っておいて, スイープ発振器 (SWG) より中心周波数 25Mc で適当なスイープ幅とした信号を被測定増幅器の入力側に加えてオシロスコープ (OSC) と共振曲線を描かせる. つぎに信号発生器 (SG) から無変調の中心周波数 25Mc の信号をスイープ信号に重畳し共振曲線の中心にその信号マーク (縦軸に振れる細い振幅として現われる) がくるようにする. そして, SG の出力を小さくしぼって共振曲線上のマークがはっきり見やすくなるようにする. そしてこの曲線上の頂点 E_r を基準の 0 dB として, それより 3dB 下った点 ($E_r/\sqrt{2}$) の曲線上の左右対称な位置にマークをずらし, そのときの SG の読み f_2 と f_1 との差から帯域幅 BW がわかる (第7図参照). このようにして各段の変成器を調整して所望

第6図 測定装置のブロックダイアグラム

第7図 スタガ増幅器の共振曲線

の BW を得るようにする.

これがすむと増幅度の測定であるが, そのときは第6図において SWG の出力側を切り, 増幅器の出力側に VTVM を接続する. つぎに SG より 25 Mc で 400c/s 40 %変調の信号を加え VTVM の指示があらかじめ指定した値 (ここでは 33mV) になるように SG の出力を加減する. したがってこれから増幅度が算出できる.

また被測定増幅器の等価的な選択度を Q とすると中心周波数 f_0 と帯域幅 BW との比 f_0/BW は Q となる.

以上述べた実験はそのエミッタ回路に接続したインダクタンスの値が変われば, 同様な調整を繰り返し実験する.

第8図 L_e に対する利得, 選択度特性

2T205A (2SA125A) x4

第5図
TV 用中間
波増幅器回路図

第9図 AGC回路のブロック・ダイアグラム

つぎにその実験結果の中の典型的なものを第8図に示す図の曲線は $L_e = 0.5\mu\text{H}$ として帯域幅が 4Mc 付近になるように調整した後、 L_e をいろいろ変え、それに対する増幅器の利得と選択度の変化を示している。

いま $L_e = 0.1\mu\text{H}$ から $0.7\mu\text{H}$ まで増していくと増幅器利得は 45 dB から 38 dB に下がるが、回路は常に安定である。これは、 L_e はある値以上ならいくら大きくても不安定にならず、 C_N による中和の場合と異なっていることを示している。また帯域幅は L_e の増大とともに増し、 L_e を $0.1\mu\text{H}$ から $0.7\mu\text{H}$ まで変えたときの帯域幅は 3.15Mc から 4.3Mc に広がっている。なおまた第3図(a)の計算結果からもわかるように $0.05\mu\text{H}$ 以上のインダクタンスなら任意のものをエミッタ回路に接続して 4 Mc の帯域幅を得るように調整すれば発振はしないから回路は安定である。

3. AGC の影響

AGC 動作は第9図に示すように検波器からの直流出力電流を全段に加えエミッタ電流 I_E を変化させる方式によった。AGC なしの状態、すなわち $I_E = 1\text{mA}$ で帯域幅 4.4 Mc, 利得 54.5 dB の特性をもつ増幅器に AGC をかけて $I_E = 0.7\text{mA}$ になった場合帯域幅 4.2 Mc, 利得 53.2 dB, $I_E = 0.4\text{mA}$ のとき、帯域幅 3.5 Mc, 利得 47.7 dB となったが、中心周波数 f_0 はほとんど変わらなかった。それゆえ L_e によって帯域幅および中心周波数に及ぼす AGC の影響を少なくできることもわかった。

む す び

中和法による安定化は中和容量 C_N の値に限界があって最適値を得るのが比較的困難である。またこの最適値もトランジスタの動作点が変わったり、トランジスタを差し替えたりすると発振することも可能である。これに反し筆者らの行なっているエミッタ・インダクタンス L_e による方法はいままで述べてきたことから明らかなようにある程度以上の値(これは使用周波数により異なるが)があれば完全に安定する。前の実験においては、 L_e の増加に伴って帯域幅も単調の場合は狭くなって選択度は上ったが、本実験からスタガ同調にすると帯域幅は広がりTV用中間周波増幅器に適當であることがわかった。第2図から

$$a_i < 0, |a_i| > r_i, \therefore -a_i > r_i$$

であれば、回路は安定性を保持することになるから、この条件からいかなる高周波増幅器にも適した L_e が算出できるわけである。

L_e による安定化と C_N を用いた場合との比較は 25 Mc では行なわなかったが、他の周波数においてはすでに報告¹⁾したように利得は両者ともに大差がなかった。

また AGC による増幅度特性の影響は少なかった。

最後にコイル資料に御協力下さった株式会社東光ラジオコイル研究所の方々、ならびに本研究を卒業研究として協力された卒業生栗原昭(東芝電気)、佐野輝幸(東洋通信機)および学生の鈴木啓介、田村博満、菊谷誠、岸本浩明、熊倉功尚の諸君に深甚なる謝意を表する。

〔参 考 文 献〕

- 1) A.P.Stern, C.A.Aldridge and W.F.chow: Proceedings of the IRE 43 838~839
- 2) R.F.Shea: Transistor Circuit Eng. 39, 184~189
- 3) 三宅, 中沢, 本間: トランジスタ回路研究専門委員会(通信学会) 58.4.10
- 4) R.F.Shea: (喜安善市他訳): トランジスタ回路(上) 90~95

the mark of reliability

神栄電機株式会社

本社 神戸市生田区中山手通2の108
電話 3-5721(代)

東京営業所 東京都中央区銀座西3の1
(並木ビル)
電話 561-9381(代)

工場 東京都・長野

Reliable and Stable

ポリスチロール マイラー チューブラー

Right Quality and Uniformity

② NDS 認定品

カタログ贈呈