

# エミッタ・ホロワの帰還特性の H パラメータによる解析

— 容量性負荷のナイキスト線図による安定判別 —

川 原 浩 一 郎\*

(受理 昭和 41 年 11 月 30 日)

## ANALYSIS OF FEEDBACK CHARACTERISTICS OF EMITTER FOLLOWER IN TERMS OF $h$ PARAMETER

(Nyquist's criterion for Stability of a Capacitive Load)

Koichirō KAWAHARA\*

The emitter follower is regarded as a sort of feedback amplifier which has the voltage return ratio of unity.

This viewpoint makes it easy to separate the reverse transmission from the forward amplification in terms of  $h$  parameter. Further a polar plot of an open-loop transfer function on the complex plane is applied to analyze the stability of emitter followers variously loaded both in the input and output side.

### 1. ま え が き

エミッタ・ホロワの安定性については、従来主としてその等価回路中の任意の節点について成立する節点方程式より導かれる特性方程式の根の性質より検討されている。<sup>1)</sup> その特性方程式の複素周波数についての次数は容量性負荷を有し、また解析された結果が実験とほぼ合致する範囲のトランジスタの簡略化高周波等価回路について計算を行えば通常 2 次でその根は複素周波数平面上で必ず左半面に存在していることが知られている。<sup>2)</sup> また補償用インダクタンスを電源もしくは負荷側に挿入すれば 3 次の特性方程式が得られるが、この場合の安定性については、(根が右半面に存在しないための条件) Hurwitz の安定判別法または根軌跡法等により論ぜられている。<sup>1)</sup> しかし、いずれも此等の方法は適用される回路の固有の性質、例えば増巾回路中の帰還部の有無等に従って解析されるというよりは、むしろ、節点方程式より得られた特性方程式の根の性質について数学的に検討されている。この点について、多少迂遠ではあるが、回路の実際的特性、即ち伝送特性を中心にして解析を行い、特性方程式を伝達関数の極を与える方程式、また入力カインピーダンスに変換された形として取り扱い、安定性に関しては開放ループ伝達関数すなわちループゲインの周波数軌跡であるナイキスト線図で各種の電源及び負荷

\* 鹿児島大学工学部電気工学教室・助教授

インピーダンスを有するエミッタ・ホロワの負帰還増巾器としての性質を考察してみる。

### 2. H パラメータによる負帰還回路の構成

エミッタ・ホロワの諸特性(電圧、電流、電力増巾度等)は直接その等価回路により計算することができるが、回路の構成より見て基準となるエミッタ接地形に帰還ループを持つ電圧帰還のかかつた負帰還増巾器として取扱うこともできる。帰還増巾器は通常その入力と帰還部の出力との加算点で帰還ループを開放したとき、回路全体としての電流分布が変らない時にはループ・ゲインが容易に算出されるが、トランジスタのとき電流増巾器ではこの切離しが簡単にできない場合が多い。そこで入力部で帰還部の出力との加算ができるように H パラメータを用いて導出したエミッタ・ホロワの増巾度を変形して図 1 のブロック図に示すとき帰還部の分離された電圧増巾器として考察する。

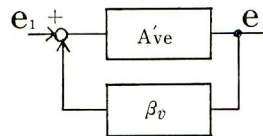


図 1 エミッタ・ホロワの帰還増巾器としてのブロック図

まず、順方向には電圧増巾度  $A'Ve$  の普通のエミッタ接地の基本形があり、これに電圧逆伝送比が  $\beta_v$  の

帰還ループが出力側は負荷と並列に、入力側は電源と直列に接続されたものとして帰還部を分離し、それぞれの四端子回路をHパラメータで表わし、ループ・ゲイン  $A'_{ve} \cdot \beta_v$  を誘導する。

3. 伝達特性およびループゲインの計算

図2に示すごとく回路〔I〕は能動素子を含む順方向の増巾回路とし、回路〔II〕は帰還部で受動素子のみとする。この接続を実際の回路に適用すれば図3のご

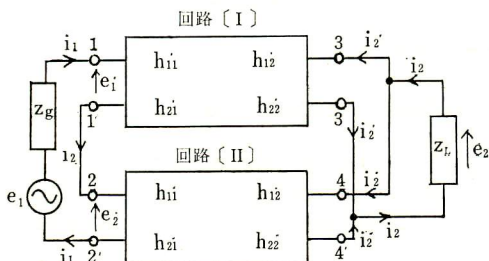


図2 四端子回路の直並列接続

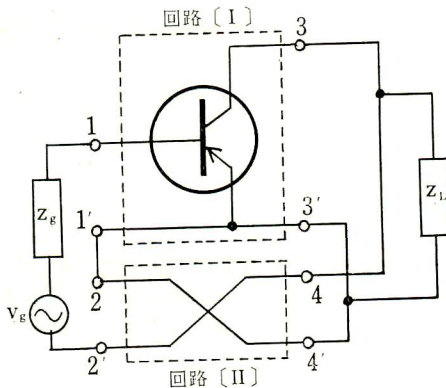


図3 実際の回路接続

とくなりエミッタ接地形の出力電圧は並列に挿入された帰還回路により帰還されて、結局コレクタ接地形の回路に変換されることになる。図2の回路について電圧増巾度を計算すれば、Hパラメータは直並列の合成回路では双方のパラメータの和となり次のごとき式が得られる。

$$A_v = \frac{-(h'_{21} + h''_{21})Z_L}{(z_g + h'_{11} + h''_{11}) + z_L z_g (h'_{22} + h''_{22}) + z_L \{ (h'_{11} + h''_{11})(h'_{22} + h''_{22}) - (h'_{12} + h''_{12})(h'_{21} + h''_{21}) \}} \dots\dots\dots (1)$$

(1) 式で回路〔II〕のHパラメータがすべて零のとき、すなわち帰還電圧が零のときには、回路的に見れば、2-2' 端子短絡 4-4' 端子開放となり、順方向利得の基準であるエミッタ接地形に変換される。(1) 式にこの条件を入れると次のごとくなる。

$$A_{ve} = \frac{-h'_{21} Z_L}{z_g + h'_{11} + z_L z_g h'_{22} + z_L (h'_{11} h'_{22} + h'_{12} h'_{21})} \quad (2)$$

(2) 式は前述のごとくエミッタ接地形の電圧増巾度を表わすもので、この  $A_{ve}$  を順方向利得の基準にとり、(1) 式を変形すれば次の (3)、(4) 式が得られる。

$$A_{vc} = \frac{A_{ve}/k}{1 + (A_{ve}/k) \cdot \beta_a} \dots\dots\dots (3)$$

但し、

$$\left. \begin{aligned} k &= h'_{21} / (h'_{21} + h''_{21}) \\ \beta_v &= k \cdot B_v \\ \Delta h'' &= h''_{11} h''_{22} - h''_{12} h''_{21} \\ B_v &= -[h'_{11} + z_L z_g h'_{22} + z_L \{ \Delta h'' \\ &\quad + (h'_{11} h'_{22} + h'_{12} h'_{21}) \\ &\quad - (h'_{12} h''_{21} + h''_{12} h'_{21}) \}] / h'_{21} \cdot z_L \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

そこで新しい等価的な増巾度として  $A'_{ve} = A_{ve}/k$  とすれば、図2の直並列回路は先に挙げた図1のごときブロック図で表わされ電圧の加え合せ点において切り離せば  $A'_{ve} \cdot \beta_v$  はこの増巾系の電圧還送比、すなわちループ・ゲインを考えることになる。

4. ループ・ゲインによる安定性の判別

(3) 式の分母はエミッタ・ホロワの電圧還送差を与えるもので、帰還回路の還送差を一般形にして次式で表わしておく。

$$\left. \begin{aligned} F(p) &= 1 + T(p) \\ T(p) &= A'_{ve} \cdot \beta_v \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

但し、 $p$  は使用トランジスタの遮断角周波数 (エミッタ接地時) で基準化した複素角周波数である。

図2の回路〔I〕,〔II〕のHパラメータは図4のごときトランジスタの簡略化等価回路については同図右に示した値となり、此等の定数を(4)式に代入して、容量性負荷時で電源インピーダンスが純抵抗のときの  $A_{vc}$  および  $T(p)$  を求めると次の式が得られる。

$$A_{vc} = \frac{\{-\dot{\beta}z_L/(z_g+r_{bb}')\} \cdot \{(1+\dot{\beta})/\dot{\beta}\}}{1 + \{-\dot{\beta}z_L/(z_g+r_{bb}')\} \cdot \{(1+\dot{\beta})/\dot{\beta}\} \cdot (-1)} \dots\dots\dots(6)$$

$$T(p) = \frac{(p+\beta_0+1)}{(Kp+1)(p+1)} \cdot G \dots\dots\dots(7)$$

但し、 $G=R_L/R_S$ ,  $R_S=R_g+r_{bb}'$ ,  $z_g=R_g$ ,  
 $K=\omega\beta \cdot C_e R_L$ ,  $p=j(\omega/\omega_\beta)=jx$ ,  
 $\dot{\beta}=\dot{\beta}_0/(1+j(\omega/\omega_\beta))$

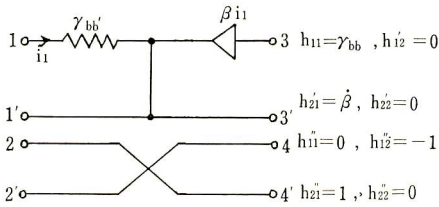


図4 エミッタ・ホロワの簡略化等価回路と帰還回路の H パラメータ

そこで問題のループ・ゲイン  $T(p)$  において  $p=jx$  として (7) 式に代入し、そのベクトル図、すなわちナイキスト線図を画くことにより、各種の  $z_L$ ,  $z_g$  についての安定性を調べることができる。ここでは特に従来の容量性負荷について得られた (7) 式を実数部と虚数部とに分離すれば次式が得られる。

$$Re\{T(jx)\} = \frac{(1+\beta_0)(1-x^2K) + x^2(K+1)}{(1-x^2K)^2 + (K+1)^2 \cdot x^2} = \frac{U}{G} \dots\dots\dots(8)$$

$$Im\{T(jx)\} = \frac{x(1-x^2K) - (K+1)(\beta_0+1)}{(1-x^2K)^2 + (K+1)^2 \cdot x^2} = \frac{V}{G} \dots\dots\dots(9)$$

(9) 式より  $V=0$  とおいて  $x$  について解くと軌跡が  $U$  軸を切る点の  $x$  が得られるが、これを計算すれば  $x=0$ ,  $x \rightarrow \infty$  となり、この値を (8) 式の  $x$  に代入して、 $U$  の値を求めると、 $U_0=(1+\beta_0)G$ ,  $U_\infty=0$  となり、臨界点  $(-1, j0)$  を閉ループの内側に含むことはない。従つて  $F(p)=0$  の特性根は  $p$  平面の右半面に来ることではなく、 $R_L$  の付加容量  $C_e$  の如何にかかわらず安定で成長する持続振動は絶対に起こり得ないことが知られる。

図5-1、図5-2は  $F(p)=0$  の特性根が  $p$  平面上で実根 (相異なる実根①, 等根②). および共役複素根を持つ場合③について計算したもので、(3) 式の過渡応答に関しては夫々潜動, 臨界, 減衰振動<sup>2)</sup> の各場合に対応するものである。図5-1中の③の軌跡で  $U=-1$  の直線との2つの交点における角周波数は、入力インピーダンスの実数部が負となる上限および下限を与えるもので、安定性の点から云えばこの周

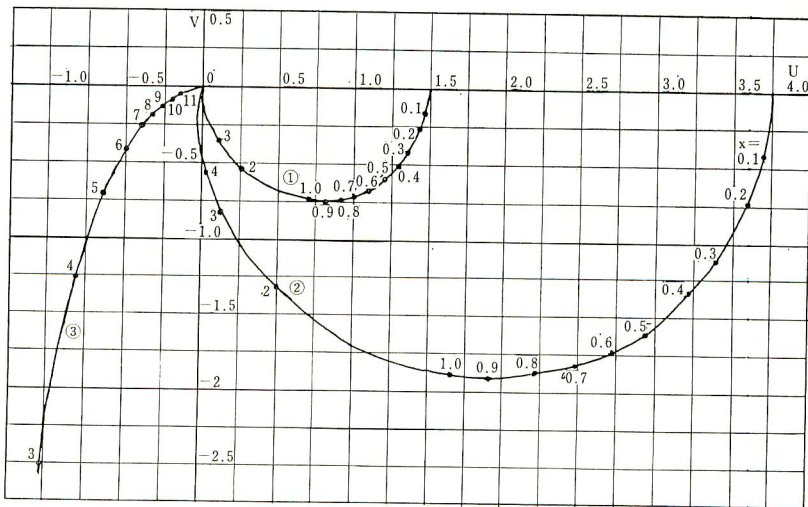


図5-1  $T(jx)$  の軌跡



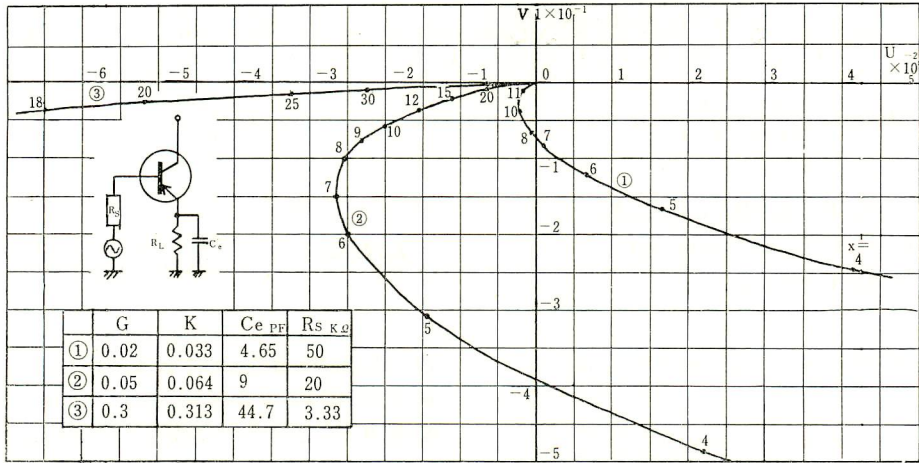


図 5-2  $T(jx)$ の軌跡の原点付近の拡大図

波数範囲で入力インピーダンスの虚数部が零となる場合例えば  $z_g$  が誘導性となつた時等は特性根は  $p$  平面の右側に移行し、成長する持続振動が現われることになる。

5. あとがき

電圧または電流についての伝達関数が計算されて、これにナイキストの安定判別法が適用される形に式の上で変形することはできるが、明確な物理的意義を持つループ・ゲインを得る一般的な手法は見当たらない。

この点については、直並列形の帰還部の接続を有する帰還増巾器においては  $H$  パラメータを用いてナイキストの安定判別法の使用が可能であり、またその物理的意味も明らかである。特にエミッタ・ホロワの特性の解析には電源インピーダンス  $z_g$ 、負荷インピーダンス  $z_L$  が、基準化された形すなわち  $K, G$  等で  $T(p)$

に導入されているので、今後それ等の種々の値についてのナイキスト線図による安定性の解明が統一的に進められる。特に  $z_g$  がインダクタンスを含む時には、いわゆる負性抵抗による発振現象が現われるが、この場合も同様に  $T(p)$  の軌跡を求めることにより、その特性が明かにされる。

終りに色々と有益な御助言を受けた本学武石助教授に感謝致します。

文 献

- 1) 米山・上野：エミッタ・ホロワのベース抵抗法による発振抑制，九連大論文集，昭和41年度，p. 217.
- 2) 川原：トランジスタの容量性負荷を有するエミッタ・ホロワのパルス応答について：鹿大工学部研究報告，第3号，昭和38年10月，p. 11.