

負性インピーダンス変換器の一構成

冨田安志*, 道山俊一*, 池田一二*, 本多誠一*

(昭和52年9月8日受理)

A configuration of Negative Impedance Converter

YASUSHI TOMITA, SHUNICHI MICHİYAMA, KATSUJI IKEDA and SEIICHI HONDA

Abstract:—Active RC networks to realize inductance are interested in intergrated circuit techniques. For example, NIC(negative impedance converter) is well known. There are two kinds of NIC; V-NIC and I-NIC.

Both of them are realized with a feedback type multi-stage amplifier.

This paper describes a function of NIC which has a characteristic of a current feedback type common-emitter multi-stage amplifier.

1. まえがき

最近、回路技術の小型化への要求からインダクタンスを実現する能動RC回路構成が注目されている。

その一つの構成例として、負性インピーダンス変換器⁽¹⁾(以下、NICと略す)を利用する方法がある⁽²⁾。

NICは電圧および電流増幅器を利用して、その端子交換をすることによって実現できることがよく知られている。前者の場合を電圧反転形⁽³⁾、後者の場合を電流反転形⁽³⁾と呼ばれている。一般に電圧および電流増幅器は負帰還回路構成で実現できる。

本文では電流帰還を施したエミッタ接地型多段増幅器の各端子間について考察した結果、NICの機能をもつことを述べる。

2. 負性インピーダンス変換器の構成

図1(a)に示す2ポートの電圧電流関係が $F_{1-3} = \begin{bmatrix} a & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ (添字は端子を表わす)なる理想電圧増幅器の端子を交換し図1(b)のようにすればFパラメータは

$$F_{3-1} = \begin{bmatrix} \frac{a}{a-1} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

となる。いま $a = 1/2$ とすれば電圧反転形のNICとなる。

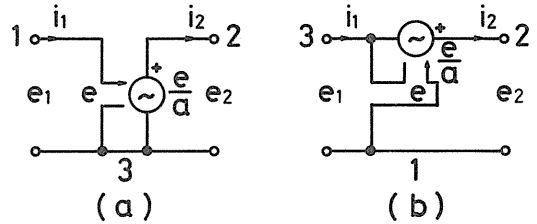


Fig.1 Terminal rotation of VCVS.

同様に、図2(a)のような理想電流増幅器を図2(b)のように用いれば

$$F_{1-2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{d}{d-1} \end{bmatrix} \quad (2)$$

となり、 $d = 1/2$ とすれば電流反転形のNICが得られる。

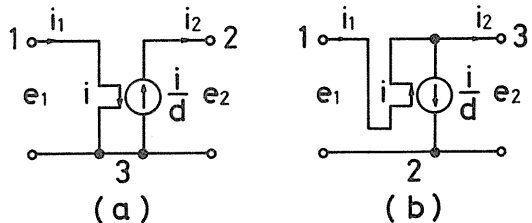


Fig.2 Terminal rotation of CCCS.

* 茨城大学工学部電子工学科(日立市中成沢町)

図 3 に示すように 2 ポートの電圧電流関係が $F = \begin{bmatrix} \frac{A}{D} & 0 \\ 0 & \frac{1}{D} \end{bmatrix}$ なる増幅器の出力側に負荷インピーダンス Z_L を接続した場合、入力側から見たインピーダンスは次式で与えられる。

$$Z_{in} = - \frac{A}{D} Z_L \quad (3)$$

すなわち、 Z_L としてキャパシタンスを用いれば Z_{in} は周波数依存性をもつインダクタンスが得られる。

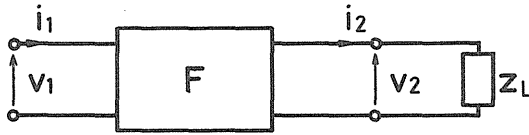


Fig. 3 Two port circuit.

3. 電流帰還を施したエミッタ接地型多段増幅器の近似解析

回路構成を図 4 に示す。ここでは、端子 1 に破線で示すように接続し、 Tr_3, Tr_4 を除いた 2 段の場合と 4 段の場合について解析する。トランジスタは同一特性で、それぞれ一方の理想的な特性 ($r_c = \infty$) を持つものとし、 $\alpha_n \approx 1$ ($n = 1, 4$) と仮定すれば、等価回路は図 5 となる。これより各端子対の F 行列を求めると次式が得られる。

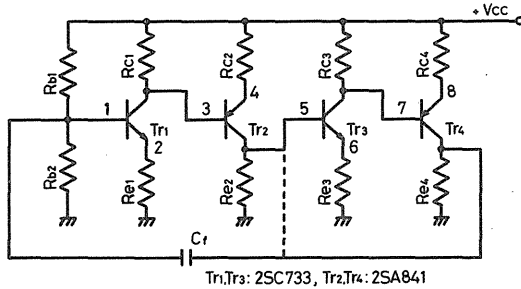


Fig. 4 Common emitter type multi-stage amplifier circuit

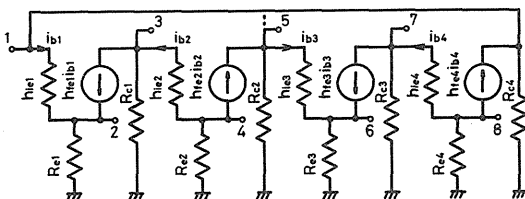


Fig. 5 Equivalent circuit of Fig. 4.

2 段の場合

$$\left. \begin{aligned} F_{1-2} &= \begin{bmatrix} 1 & \frac{h_{ie}}{h_{fe}} \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \\ F_{1-4} &= \begin{bmatrix} -1 & -\frac{h_{ie}+R}{h_{fe}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ F_{2-3} &= \begin{bmatrix} -1 & \frac{h_{ie}+R}{h_{fe}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

4 段の場合

$$\left. \begin{aligned} F_{1-2} = F_{3-4} = F_{5-6} = F_{7-8} &= \begin{bmatrix} 1 & \frac{h_{ie}}{h_{fe}} \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \\ F_{1-4} = F_{1-8} = F_{3-6} = F_{5-8} &= \begin{bmatrix} -1 & -\frac{h_{ie}+R}{h_{fe}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ F_{2-3} = F_{2-7} = F_{4-5} = F_{6-7} &= \begin{bmatrix} -1 & \frac{h_{ie}+R}{h_{fe}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ F_{1-6} = F_{3-8} &= \begin{bmatrix} 1 & \frac{h_{ie}+R}{h_{fe}} \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \\ F_{2-5} = F_{4-7} &= \begin{bmatrix} 1 & -\frac{h_{ie}+R}{h_{fe}} \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

ただし、 $R_{en} = R_{cn} = R$, ($n = 1, 4$), $h_{fe}R \gg h_{ie} + 2R$, $R \gg (1/\omega C_f)$ とする。

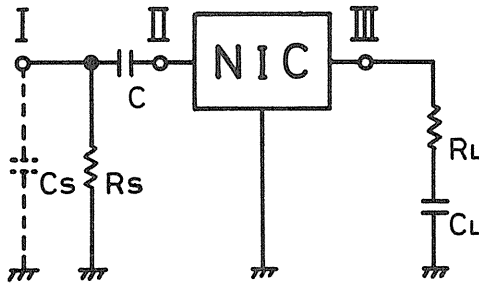
式(4)、式(5)において添字は入力端子と出力端子の順に示し、奇数入力端子の場合は短絡安定形、偶数入力端子の場合は開放安定形となる。

式(4)、式(5)より A 要素が負の場合は電圧反転形、D 要素が負の場合は電流反転形の N I C となることがわかる。

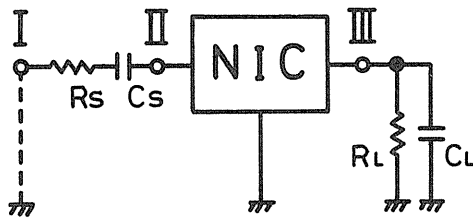
4. 測定結果

F_{1-2}, F_{1-4} (短絡安定形の場合)の測定回路を図 6 (a)に示す。また、 F_{2-1}, F_{4-1} (開放安定形の場合)の測定回路を図 6 (b)に示す。図中 R_s は安定化用抵抗である。

端子 III とアース間に負荷を接続して、端子 I とアース間の測定値を $Z_{in} (= R_n + jX_n)$, 端子 II とアース間のインピーダンスを $Z_e (= -R_e + jX_e)$ とすると、



(a) Short stable



(b) Open stable

1) 短絡安定形の場合

R_L, C_L の直列負荷を用い Z_e を求めれば次式となる。

$$\left. \begin{aligned} Re &= R_s \left[1 + R_s \sqrt{\frac{1}{(R_n - R_s)^2 + X_n^2}} \right. \\ &\quad \left. \times \sqrt{1 - \frac{X_n^2}{(R_n - R_s)^2 + X_n^2}} \right] \\ X_e &= \frac{X_n R_s^2}{(R_n - R_s)^2 + X_n^2} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

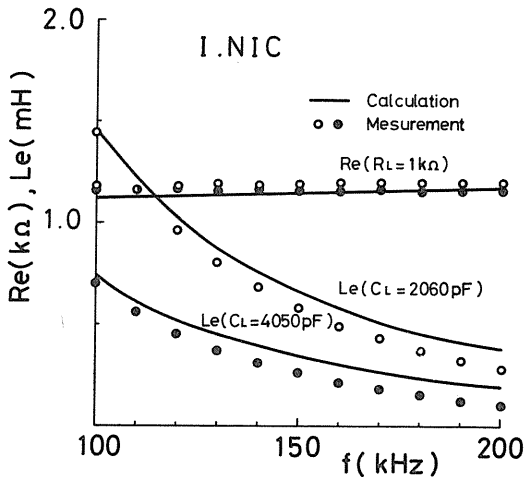
2) 開放安定形の場合

R_L, C_L の並列負荷を用い Z_e を求めれば次式となる。

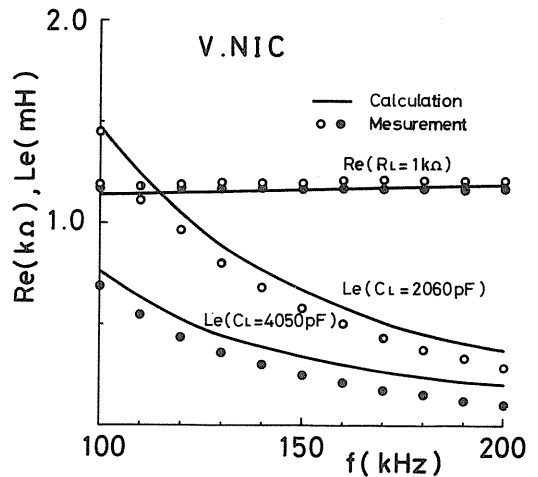
$$\left. \begin{aligned} Re &= R_s - R_n \\ X_e &= X_n \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

測定結果を図7, 図8に示す。結果的には計算値と測定値の傾向はよく一致している。 C_L の値によってインダクタンス Le および負性抵抗 Re の誤差が生じるが、この原因はトランジスタの特性近似によるものと考えられ、高精度の解析をすることにより、さらに誤差は改善できるものと思われる。

Fig.6 Experimental circuit.

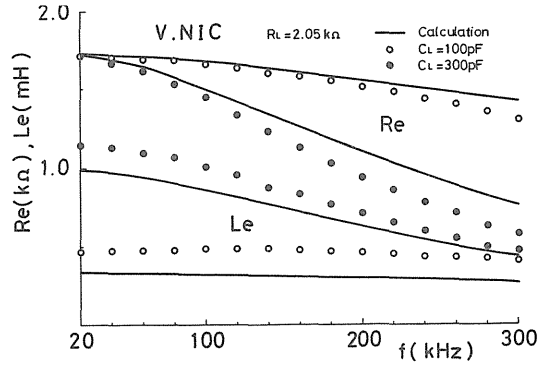
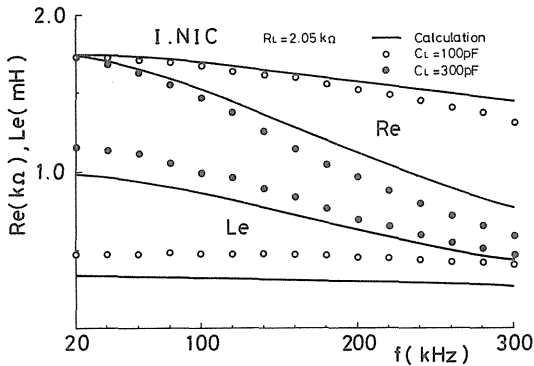


(a)



(b)

Fig.7 Characteristics of Re and Le of the short stable circuit vs frequency.



(a)

(b)

Fig.8 Characteristics of Re and Le of the open stable circuit vs frequency.

5. NICの応用例

ここでは負性抵抗発振器を試作し、その結果を示す。
 図6 (a), (b)の破線で示すように回路を接続する。この回路の発振条件は次式となる。

1) 短絡安定形の場合

$$\left. \begin{aligned} \text{振幅 } R_s > R_e' \\ \text{周波数} \\ f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_e' C_s} \left\{ 1 - \frac{L_e'}{4 C_s} \left(\frac{R_s - R_e'}{R_e' R_s} \right)^2 \right\}} \end{aligned} \right\} (8)$$

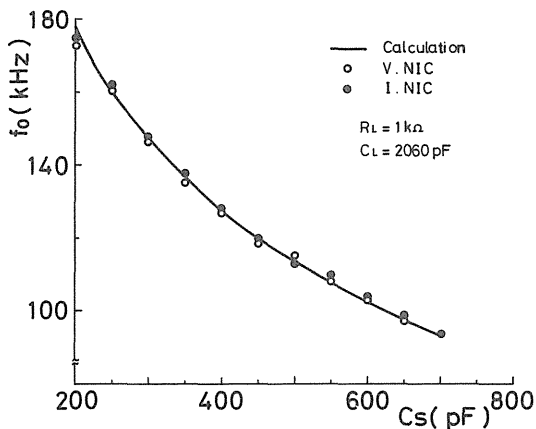
ただし
$$R_e' = \frac{R_e^2 + (\omega L_e)^2}{R_e}$$

$$L_e' = \frac{R_e^2 + (\omega L_e)^2}{\omega^2 L_e}$$

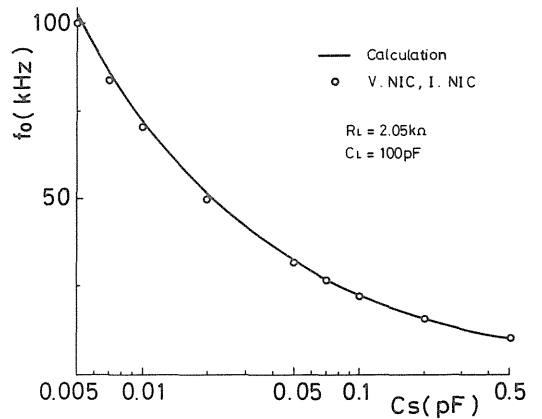
2) 開放安定形の場合

$$\left. \begin{aligned} \text{振幅 } R_s < R_e \\ \text{周波数} \\ f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_e C_s} \left\{ 1 - \frac{C_s}{4 L_e} (R_s - R_e)^2 \right\}} \end{aligned} \right\} (9)$$

Csを変化したときの発振周波数特性を図9に示す。
 計算値はLeの測定値より算出したものである。計算値と測定値は比較的良好一致している。



縦 (a) short stable



(b) open stable

Fig.9 Characteristic of the negative resistance oscillator

6. む す び

電流帰還を施したエミッタ接地型多段増幅器はNICの機能を持つことを述べた。ここでは各トランジスタが理想特性であるものとして考察したが、実際にはトランジスタの各パラメータの影響で理想的なNICは得難く結果的に損失を持つNICの機能が確められた。

この回路の利点は比較的容易な構成で短絡安定形，開放安定形の機能を持つことである。

参 考 文 献

- 1) S.K.Mitra: Analysis and Synthesis of Linear Active Networks, John Wiley and Sons 1969, P348~402
- 2) 武部，篠崎，寺本：応用回路網学，朝倉書店 1972, P156~161
- 3) 斉藤正男：線形電子回路，昭晃堂 1969, P172~173