

キャパシタンストランジスタの $\tan \delta$ と その改善法について

池田清志* 丹野頼元**

(昭和51年5月31日受理)

The Improvement of $\tan \delta$ in a Capacitance Transistor

Kiyoshi IKEDA and Yorimoto TANNO

A capacitance transistor has been practically applied to a frequency modulator, but its $\tan \delta$ has been so bad essentially that it has never been capable of being reduced to zero.

Two methods are now proposed for the improvement of $\tan \delta$ in the capacitance transistor. One method is to use a complex transistor, and the other to adopt the inductance compensation. As a result, we have found that $\tan \delta$ of the capacitance transistor can be improved up to about 0.1 by the complex transistor method and up to zero by the inductance compensation method.

In this paper, We describe the principles of these methods, the experimental results, and a parametric frequency discriminator for application. Moreover, this capacitance transistor very much contributes to the integration of capacitance because it has not only an improved $\tan \delta$ but also the function of a capacitance multiplier.

1 ま え が き

現在、電子回路の集積回路化は日進月歩の勢いで進歩している。この回路構成上の受動素子の1つであるキャパシタンスは、半導体PN接合に逆バイアスしてキャパシタンスを作り出す形式か、あるいは薄膜キャパシタとして形成する方法により集積回路化されている¹⁾²⁾。ところで、これらの方法とは異った方法にキャパシタンストランジスタを用いる形式が考えられる。このキャパシタンストランジスタはトランジスタの定数を信号電圧で変化させることによって、周波数変調器に応用され実用化されている³⁾。しかし、このキャパシタンストランジスタは本質的に $\tan \delta$ が悪く0となり得ない。 $\tan \delta$ を殆んど0にまで改善できるより良質なキャパシタンストランジスタが実現されれば、各種の電子回路

* 電子工学教室 助手

** 電子工学教室 教授

の性能を高め電子機器を向上させることが可能である。このキャパシタンストランジスタはキャパシタンスを増倍する機能を有するために、従来集積回路化が困難と思われた大容量のキャパシタンスを、集積可能なキャパシタンスを用いて作り出すことが可能である。したがって、このキャパシタンストランジスタはキャパシタンスの集積回路化に大いに貢献すると思われる。

そこで、著者らはキャパシタンストランジスタについて解析を行い、 $\tan \delta$ 改善方法として複合法とインダクタンス補償法の2つの新しい方法を考案した。まず、複合法とはキャパシタンストランジスタの負荷をトランジスタあるいはFETで置換し、損失分を補償することで $\tan \delta$ の改善を行う方法である。つぎに、インダクタンス補償法とは抵抗Rに直列にインダクタンスを挿入することにより等価的に負性コンダクタンスを作り、損失分を打ち消して $\tan \delta$ の改善をはかる方法である。

本論文では、このキャパシタンストランジスタの $\tan \delta$ の解析とその改善方法、実験結果について述べ、さらに、このキャパシタンストランジスタをパラメトリック周波数弁別器に応用した応用例について述べる。

2 キャパシタンストランジスタの解析

図1にキャパシタンストランジスタの回路図を示す。この回路を h パラメータを用いて、等価回路変換すると図2になる。

図2において、キルヒホッフの法則を用いて回路方程式を導びくと次式を得る。

$$v_b = h_{ie} i_b \quad (1)$$

$$\frac{v_b}{R_1} + i_b = j\omega C(v_c - v_b) \quad (2)$$

$$i_c = v_c/R_L + h_{oe}v_c + h_{fe}i_b + j\omega C(v_c - v_b) \quad (3)$$

(1)式、(2)式から v_b 、 i_b を求めると

$$v_b = \frac{h_{ie} R v_c}{R/j\omega C + h_{ie}(1/j\omega C + R)} \quad (4)$$

$$i_b = \frac{R v_c}{R/j\omega C + h_{ie}(1/j\omega C + R)} \quad (5)$$

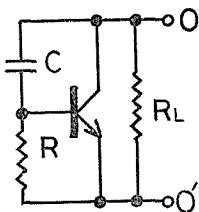


図1 キャパシタンストランジスタ

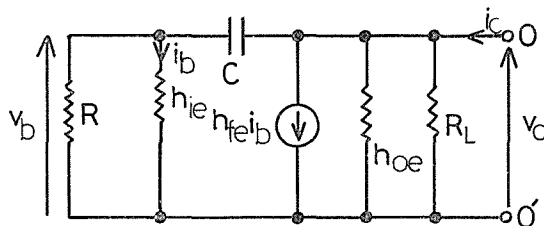


図2 等価回路 (キャパシタンストランジスタ)

を得る。(4)式, (5)式を(3)式へ代入して i_c について解けば

$$i_c = v_c/R_L + h_{oe}v_c + \frac{\{R(h_{fe} + 1) + h_{ie}\}v_c}{R/j\omega C + h_{ie}(1/j\omega C + R)} \quad (6)$$

となる.

$$1 \gg \omega CR \quad (7)$$

と仮定すれば

$$i_c = v_c/R_L + h_{oe}v_c + j\omega C v_c + \frac{h_{fe}R}{(R + h_{ie})} j\omega C v_c \quad (8)$$

を得る. したがって, O-O' 端子より見たアドミッタンス Y は

$$Y = \frac{i_c}{v_c} = h_{oe} + 1/R_L + j\omega C + \left(\frac{h_{fe}R}{R + h_{ie}} \right) j\omega C \quad (9)$$

と表わされる. この(9)式から等価キャパシタンス C_{eo} , 等価損失抵抗 R_{eo} , $\tan \delta_o$ およびキャパシタンス通倍率 m_o (C と C_{eo} との比) を求めると次式で示される.

$$C_{eo} = C(1 + g_m R_i) \quad (10)$$

$$R_{eo} = \frac{1}{h_{oe} + 1/R_L} \quad (11)$$

$$\tan \delta_o = \frac{h_{oe} + 1/R_L}{\omega C(1 + g_m R_i)} \quad (12)$$

$$m_o = \frac{C_{eo}}{C} = (1 + g_m R_i) \quad (13)$$

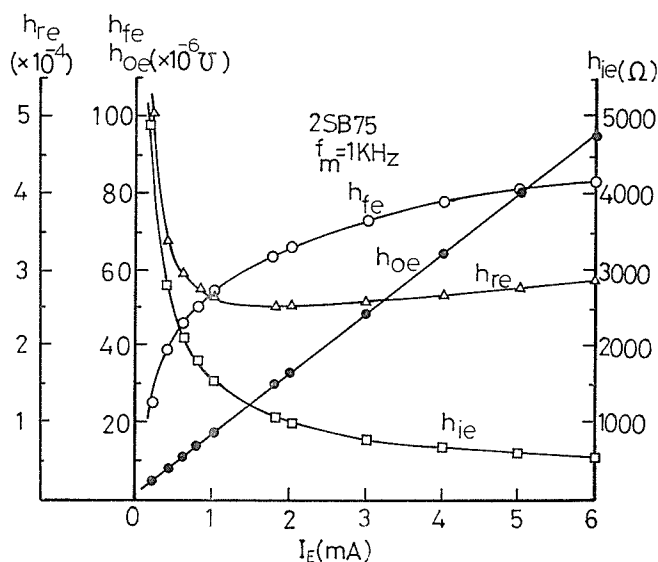
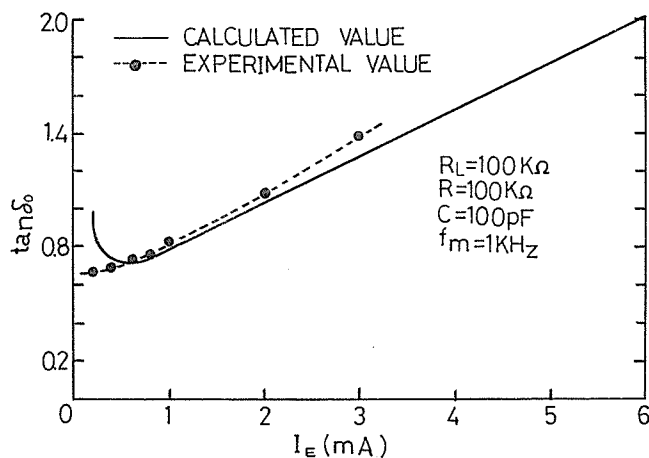
$$\text{ただし, } R_i = \frac{R h_{ie}}{R + h_{ie}}, \quad g_m = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \quad (14)$$

である.

(12)式をみると $\tan \delta_o$ は ω , C , R , R_L および h パラメータの関数となっている. そこで各変数によって, $\tan \delta_o$ は実際にどの位の値が得られるかを検討する.

2.1 h パラメータによる $\tan \delta_o$ の変化

使用するトランジスタに 2SB75 を選び, $R_L = 100\text{k}\Omega$, $C = 100\text{pF}$ および $R = 100\text{k}\Omega$ として h パラメータによって $\tan \delta_o$ がどの位変化するかを計算する. h パラメータはエミッタ電流 I_E に従い変化するので, I_E を変化させて実測した h パラメータ (図3に示す, ここで測定周波数 f_m は 1kHz である) を使用し(12)式から計算した. この結果を図4に示す. 図4から I_E が減少するに従い $\tan \delta_o$ は小さくなることが分かる. 例えば, $I_E = 6\text{mA}$ のときに 1.97 の $\tan \delta_o$ を $I_E = 0.6\text{mA}$ にすると最小となりその値は 0.74 となる. したがって, この計算例から明らかのように 2SB75 を用いたときには, $\tan \delta_o$ が2から約 $1/3$ まで小さくなるにすぎないことが分かった.

図3 I_E と h パラメータとの関係図4 I_E と $\tan \delta_o$ との関係

一方, I_E に対する m_o を(13)式から計算した結果を図5に示す. I_E の増加に従い m_o は大きくなるのがわかる. 図4, 図5で, 黒点が実測値である. 同図において, 測定周波数 f_m は 1 kHz である.

2.2 ω , C , R および R_L による $\tan \delta_o$ の変化

次に, ω , C , R および R_L の変化に従って $\tan \delta_o$ がどの位の値でどのように変化するかを考えてみる. ωCR と $\tan \delta_o$ との関係は R と R_L をパラメータにして(12)式から求めると, それぞれ図6と図7に示すようになる. キャパシタンストランジスタとなるためには, ωCR は(7)式の関係を満たさねばならない. この関係は $1/10$ 程度にとれば十分であ

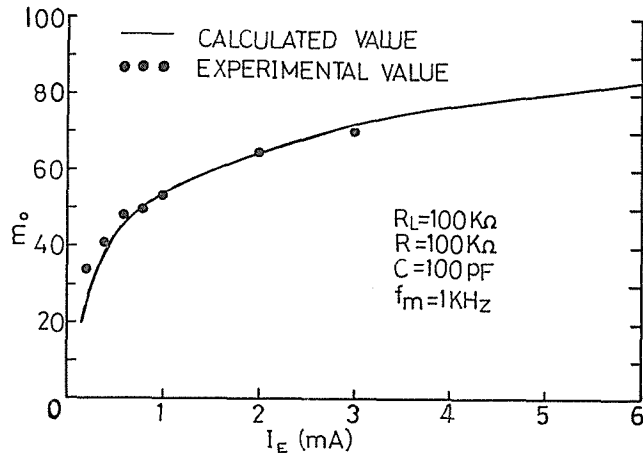


図5 I_E と m_o との関係

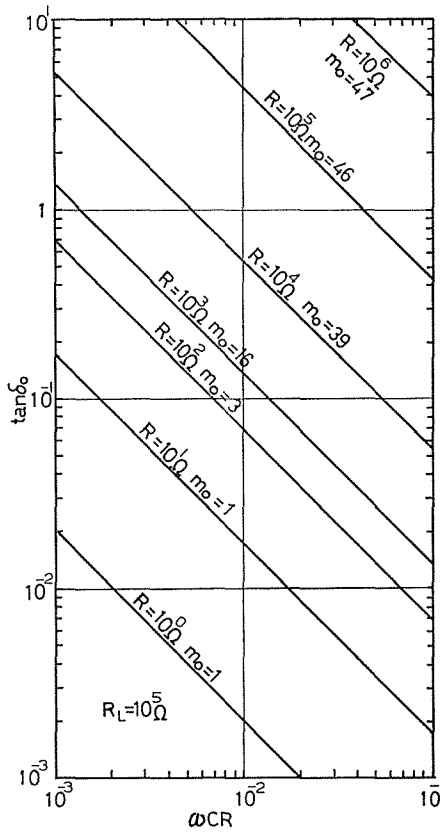


図6 ωCR と $\tan \delta_o$ との関係
(R をパラメータ)

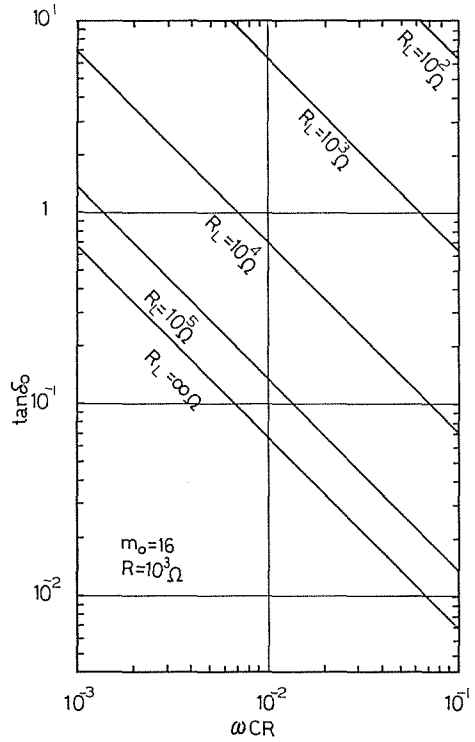


図7 ωCR と $\tan \delta_o$ との関係
(R_L をパラメータ)

るので、ここでは ωCR のとり得る値は 10^{-1} より小さい範囲とする。そこで、この計算例では ωCR を 10^{-3} より 10^{-1} まで変化させて求めた。また、 h パラメータは図3に示す $I_E = 0.6\text{mA}$ のときの値を使用した。

$R_L = 100\text{k}\Omega$ とし R をパラメータにした図が図6である。図から、 R が小さくなるにつれて $\tan \delta_o$ が良くなり、また ωCR が大きくなるにつれて $\tan \delta_o$ が良くなることが分かる。実用上、 $m_o > 1$ が望ましいので抵抗 R に $1\text{k}\Omega$ 以上の値を使用するならば、 $\omega CR = 10^{-1}$ になるように ω 、 C を選んだ場合に $\tan \delta_o = 0.013$ となり、この位の値までに行うことができる。

次に図7から、 R_L を大きくすれば $\tan \delta_o$ は良くなることが分かる。例えば、 $\omega CR = 10^{-1}$ の場合に $R_L = 100\text{k}\Omega$ のときの $\tan \delta_o = 0.013$ は $R_L = 1\text{k}\Omega$ にすれば 0.638 となりずっと悪くなる。 R_L に $10\text{k}\Omega$ 位の大きさの抵抗を用いれば、キャパシタンストランジスタは実用的な電源電圧で動作する。この時、 $\omega CR = 10^{-1}$ の場合に $\tan \delta_o$ は 0.07 となる。

結局、実用的な回路構成で実現可能なキャパシタンストランジスタの $\tan \delta_o$ は 0.07 位までしか小さくできなく、理想的な状態である $R_L = \infty$ のときでも 0.007 位の値よりは小さくならない。

3 $\tan \delta$ の改善方法

3.1 複合法⁴⁾

この方法は、負荷抵抗を増大して $\tan \delta$ を改善する方法である。負荷抵抗を大きくすれば、バイアス用電源電圧が高くなり実用的でない。そこで負荷抵抗をトランジスタあるいは FET の出力抵抗で置換すると、負荷抵抗を大きくできさらに実用的な低い電源電圧で十分である。また、置換した負荷トランジスタあるいは FET をキャパシタンストランジスタ構成にすれば、等価容量は大きくなり、 $\tan \delta$ は一段と改善できる。

この回路構成図を図8に示す。この回路を h パラメータを用いて、等価回路表示すると図9のようになる。図9において、回路方程式を導びくと次式を得る。

$$i_c = i_{c1} + i_{c2} \quad (15)$$

$$v_{b1} = h_{ie} i_{b1} \quad (16)$$

$$\frac{v_{b1}}{R_1} + i_{b1} = j\omega C_1(v_c - v_{b1}) \quad (17)$$

$$i_{c1} = h_{oe} v_c + h_{fe} i_{b1} + j\omega C_1(v_c - v_{b1}) \quad (18)$$

$$v_{b2} = h_{ie} i_{b2} \quad (19)$$

$$\frac{v_{b2}}{R_2} + i_{b2} = j\omega C_2(v_c - v_{b2}) \quad (20)$$

$$i_{c2} = h_{oe} v_c + h_{fe} i_{b2} + j\omega C_2(v_c - v_{b2}) \quad (21)$$

(16) 式, (17) 式より

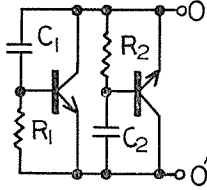


図8 複合法

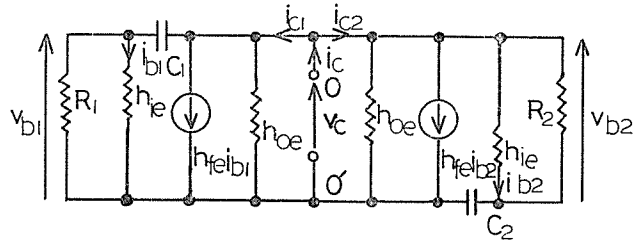


図9 等価回路(複合法)

$$v_{b1} = \frac{h_{ie} R_1 v_c}{R_1 / j\omega C_1 + h_{ie} (1/j\omega C_1 + R_1)} \quad (23)$$

$$i_{b1} = \frac{R_1 v_c}{R_1 / j\omega C_1 + h_{ie} (1/j\omega C_1 + R_1)} \quad (23)$$

を得る.

(22) 式, (23) 式を (18) 式へ代入して i_{c1} について解けば

$$i_{c1} = h_{oe} v_c + \frac{\{R_1(h_{fe} + 1) + h_{ie}\} v_c}{R_1 / j\omega C_1 + h_{ie} (1/j\omega C_1 + R_1)} \quad (24)$$

となる. (19) 式, (20) 式より

$$v_{b2} = \frac{h_{ie} R_2 v_c}{R_2 / j\omega C_2 + h_{ie} (1/j\omega C_2 + R_2)} \quad (25)$$

$$i_{b2} = \frac{R_2 v_c}{R_2 / j\omega C_2 + h_{ie} (1/j\omega C_2 + R_2)} \quad (26)$$

を得る.

(25) 式, (26) 式を (21) 式へ代入して i_{c2} について解けば

$$i_{c2} = h_{oe} v_c + \frac{\{R_2(h_{fe} + 1) + h_{ie}\} v_c}{R_2 / j\omega C_2 + h_{ie} (1/j\omega C_2 + R_2)} \quad (27)$$

さらに, (24) 式, (27) 式を (15) 式へ代入すると

$$\begin{aligned} i_c = 2h_{oe} v_c + & \frac{\{R_1(h_{fe} + 1) + h_{ie}\} v_c}{R_1 / j\omega C_1 + h_{ie} (1/j\omega C_1 + R_1)} \\ & + \frac{\{R_2(h_{fe} + 1) + h_{ie}\} v_c}{R_2 / j\omega C_2 + h_{ie} (1/j\omega C_2 + R_2)} \end{aligned} \quad (28)$$

を得る. ここで

$$1 \gg \omega C_1 R_1, \quad 1 \gg \omega C_2 R_2 \quad (29)$$

と仮定すれば

$$i_c = 2h_{oe}v_c + j\omega C_1 v_c + \frac{h_{fe}R_1}{R_1 + h_{ie}} j\omega C_1 v_c + j\omega C_2 v_c + \frac{h_{fe}R_2}{R_2 + h_{ie}} j\omega C_2 v_c \quad (30)$$

したがって、O-O' 端子より見たアドミッタンス Y は

$$Y = \frac{i_c}{v_c} = 2h_{oe} + j\omega C_1 + \left(\frac{h_{fe}R_1}{R_1 + h_{ie}} \right) j\omega C_1 + j\omega C_2 + \left(\frac{h_{fe}R_2}{R_2 + h_{ie}} \right) j\omega C_2 \quad (31)$$

と表わされる。

この(31)式から等価キャパシタンス C_e 、等価損失抵抗 R_e 、 $\tan \delta$ を求めると次のようになる。

$$C_e = C_1(1 + g_m R_{i1}) + C_2(1 + g_m R_{i2}) \quad (32)$$

$$R_e = 1/2h_{oe} \quad (33)$$

$$\tan \delta = \frac{2h_{oe}}{\omega \{ C_1(1 + g_m R_{i1}) + C_2(1 + g_m R_{i2}) \}} \quad (34)$$

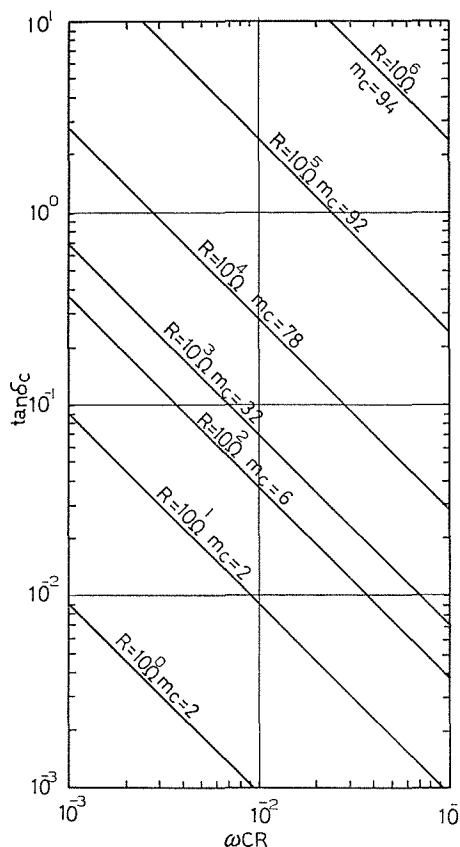


図10 ωCR と $\tan \delta_c$ との関係
(R をパラメータ)

$$\text{ただし, } R_{i1} = \frac{R_1 h_{ie}}{R_1 + h_{ie}}, \quad R_{i2} = \frac{R_2 h_{ie}}{R_2 + h_{ie}}$$

である。ここで、 $C = C_1 = C_2$ 、 $R = R_1 = R_2$ に選べばこのときの等価容量 C_{ec} 、等価損失抵抗 R_{ec} 、 $\tan \delta_c$ およびキャパシタンス通倍率 m_c は次式で与えられる。

$$C_{ec} = 2C(1 + g_m R_i) = 2C_{eo} \quad (35)$$

$$R_{ec} = 1/2h_{oe} \quad (36)$$

$$\tan \delta_c = \frac{h_{oe}}{\omega C(1 + g_m R_i)} \quad (37)$$

$$m_c = 2(1 + g_m R_i) = 2m_o \quad (38)$$

ただし、 $R_i = R_{i1} = R_{i2}$ である。

(12)式と(37)式とを比較すると、明らかに $h_{oe} + 1/R_L > h_{oe}$ から $\tan \delta_c < \tan \delta_o$ となり、 $\tan \delta$ をより改善できることが理解される。しかし、0 までの改善は望めない。(37)式より、 ωCR と $\tan \delta_c$ との関係を図示すると図10のようになる。実用上 $m_c > 2$ が望ましいので抵抗 R に $1 \text{ k}\Omega$ 以上の値を使用すれば、 $\tan \delta_c$ は $\omega CR = 10^{-1}$ のときに 0.007 まで改善できる。したがって、補償しないキャパシタンストランジスタより 1 桁 $\tan \delta$ を小さくすることができる。

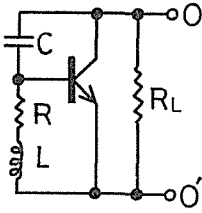


図11 インダクタンス補償法

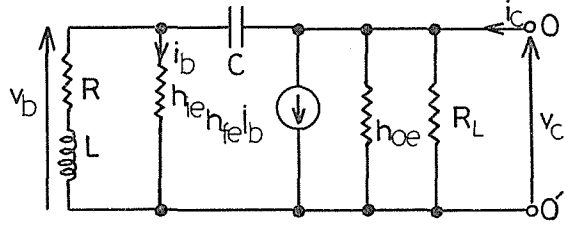


図12 等価回路 (インダクタンス補償法)

一方、通倍率 m_c については(38)式よりも明らかに、補償しないときよりも2倍大きくできることが理解される。

3.2 インダクタンス補償法⁵⁾

キャパシタンストランジスタの h_{oe} を打ち消すために、付加部品を用いて等価負性コンダクタンスを作り補償する回路構成にしてやると、 $\tan \delta$ を0にすることができ大幅に改善される。付加部品として、インダクタンスを用い抵抗 R に直列に挿入した構成にする。この回路構成図を図11に示す。この等価回路は図12のように書ける。

図12において回路方程式を導びくと、次式を得る。

$$v_b = h_{ie} i_b \quad (39)$$

$$\frac{v_b}{R + j\omega L} + i_b = j\omega C (v_c - v_b) \quad (40)$$

$$i_c = \frac{v_c}{R_L} + h_{oe} v_c + h_{fe} i_b + j\omega C (v_c - v_b) \quad (41)$$

(39) 式, (40) 式から

$$v_b = \frac{h_{ie} (R + j\omega L) v_c}{\frac{R + j\omega L}{j\omega C} + h_{ie} \left(R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right)} \quad (42)$$

$$i_b = \frac{(R + j\omega L) v_c}{\frac{R + j\omega L}{j\omega C} + h_{ie} \left(R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right)} \quad (43)$$

を得る。

(42) 式, (43) 式を(41) 式へ代入して、 i_c について解けば

$$i_c = \frac{v_c}{R_L} + h_{oe} v_c + \frac{\{(R + j\omega L)(h_{fe} + 1) + h_{ie}\} v_c}{\frac{R + j\omega L}{j\omega C} + h_{ie} \left(R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right)} \quad (44)$$

となる。ここで

$$1 \gg \omega C \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (45)$$

と仮定すれば

$$i_c = \frac{v_c}{R_L} + h_{oe}v_c + j\omega C v_c + \frac{h_{fe}(R + j\omega L)}{(R + j\omega L) + h_{ie}} j\omega C v_c \quad (46)$$

を得る。したがって、O-O' 端子より見たアドミッタンス Y は

$$Y = \frac{i_c}{v_c} = h_{oe} + \frac{1}{R_L} - \frac{h_{fe}h_{ie}\omega^2 LC}{(R + h_{ie})^2 + \omega^2 L^2} + \frac{h_{fe}(R^2 + Rh_{ie} + \omega^2 L^2)j\omega C}{(R + h_{ie})^2 + \omega^2 L^2} + j\omega C \quad (47)$$

となり、次式で表わされる。

$$Y = h_{oe} + \frac{1}{R_L} - g + j\omega C(m_o + m) \quad (48)$$

ただし

$$g = \frac{h_{fe}h_{ie}\omega^2 LC}{(R + h_{ie})^2 + \omega^2 L^2} \quad (49)$$

$$m = \frac{h_{fe}h_{ie}\omega^2 L^2}{(R + h_{ie})\{(R + h_{ie})^2 + \omega^2 L^2\}} \quad (50)$$

この (48) 式から等価キャパシタンス C_{eL} ，等価損失抵抗 R_{eL} ， $\tan \delta_L$ ，通倍率 m_L は次式で表わされる。

$$C_{eL} = C(m_o + m) \quad (51)$$

$$1/R_{eL} = h_{oe} + 1/R_L - g \quad (52)$$

$$\tan \delta_L = \frac{h_{oe} + 1/R_L - g}{\omega C(m_o + m)} \quad (53)$$

$$m_L = m_o + m \quad (54)$$

インダクタンス L を挿入することにより $-g$ なる等価負性コンダクタンスを生じるので、 $h_{oe} + 1/R_L = g$ になるように L を選べば $\tan \delta = 0$ とすることができる。この時の L の値を L_o とすると

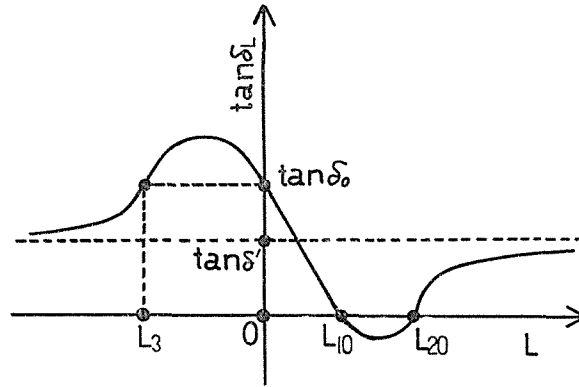
$$L_o = \frac{h_{fe}h_{ie}}{2(h_{oe} + 1/R_L)} \pm \sqrt{\frac{h_{ie}h_{fe}C}{4(h_{oe} + 1/R_L)^2} - \frac{(h_{ie} + R)^2}{\omega^2}} \quad (55)$$

となる。

ここで、 L_o が実数であるためには

$$\frac{h_{ie}h_{fe}}{2(h_{oe} + 1/R_L)(h_{ie} + R)} \geq \frac{1}{\omega C} \quad (56)$$

の条件を満足しなければならない。この条件は低周波になる程満足し難くなる。また (55) 式の根号は正の符号をとった方が大きい C_{eL} の値を得ることができる。(53) 式の L と $\tan \delta_L$ との関係を図示すると、図13のようになる。図13における $\tan \delta'$ ， L_{10} ， L_{20} ， L_3 の


 図13 L と $\tan \delta_L$ との関係

各値は次式で表わされる.

$$\tan \delta' = \frac{h_{oe} + 1/R_L}{\omega C(1 + h_{fe})} \quad (57)$$

$$L_{10} = \frac{h_{ie}h_{fe}}{2(h_{oe} + 1/R_L)} - \sqrt{\frac{h_{ie}h_{fe}C}{4(h_{oe} + 1/R_L)^2} - \frac{(h_{ie} + R)^2}{\omega^2}} \quad (58)$$

$$L_{20} = \frac{h_{ie}h_{fe}}{2(h_{oe} + 1/R_L)} + \sqrt{\frac{h_{ie}h_{fe}C}{4(h_{oe} + 1/R_L)^2} - \frac{(h_{ie} + R)^2}{\omega^2}} \quad (59)$$

$$L_3 = -\frac{C}{(h_{oe} + 1/R_L)} \{(1 + h_{fe})R + h_{ie}\} \quad (60)$$

ここで, $\frac{h_{ie}h_{fe}}{2(h_{oe} + 1/R_L)(h_{ie} + R)} > \frac{1}{\omega C}$ の時 L_{10} と L_{20} は異なる値となり, これらのインダクタンス値を挿入することにより $\tan \delta$ を 0 とすることができる.

$\frac{h_{ie}h_{fe}}{2(h_{oe} + 1/R_L)(h_{ie} + R)} = \frac{1}{\omega C}$ の時 L_{10} と L_{20} は同じ値となり, これを L_{03} とおくと

$$L_{03} = \frac{h_{ie}h_{fe}}{2h_{oe}} = \frac{h_{ie} + R}{\omega C} \quad (61)$$

となる. この場合にはこの一つの値のみで $\tan \delta$ は 0 となる. 次に $\tan \delta'$ と $\tan \delta_0$ の大きさについて考えてみると,

$$\frac{1}{\tan \delta'} - \frac{1}{\tan \delta_0} = \frac{\omega C h_{ie}h_{fe}}{(h_{oe} + 1/R_L)(R + h_{ie})} > 0 \quad (62)$$

となり, 常に $\tan \delta_0 > \tan \delta'$ である. したがって, $L_3 < L < 0$ 以外のすべてのインダクタンスを挿入することで $\tan \delta$ を小さくすることができる.

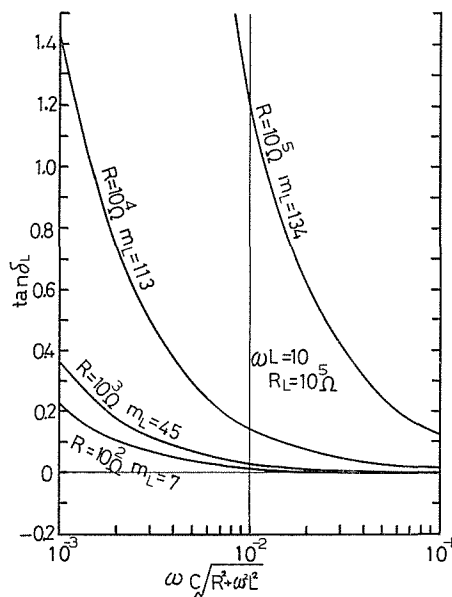


図14 $\omega C\sqrt{R^2+\omega^2 L^2}$ と $\tan \delta_L$ との関係
(R をパラメータ)

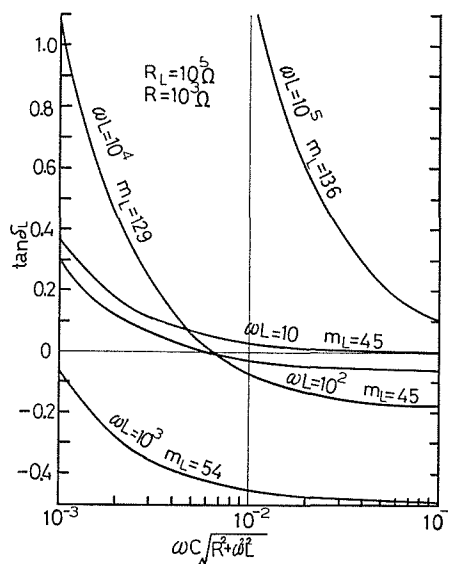


図15 $\omega C\sqrt{R^2+\omega^2 L^2}$ と $\tan \delta_L$ との関係
(ωL をパラメータ)

表1 h パラメータの測定値

h 定数	2 SC 536 ($I_E = 2\text{mA}$)
h_{ie}	$2.06 \times 10^3 \Omega$
h_{re}	8.00×10^{-5}
h_{fe}	1.35×10^2
h_{oe}	$6.80 \times 10^{-6} \text{S}$

さらに, (54)式から明らかなように, 通倍率はインダクタンス補償しないときよりも大きくなる. したがって, インダクタンスを挿入して補償することにより, 通倍率を小さくすることなく $\tan \delta$ を大幅に改善できる.

図14は, $\omega C\sqrt{R^2+\omega^2 L^2}$ の変化に対する $\tan \delta$ の変化特性を R をパラメータに計算した結果である. 計算のための h パラメータには, 表1の2SC536の値を使用した. また, $R_L = 10^5 \Omega$, $\omega L = 10 \Omega$ として計算した. $\omega L = 10 \Omega$ のときには, R を大きくするに従い $\tan \delta_L$ を0にすることが不可能となる. $R = 10^3 \Omega$ の場合に, $\omega C\sqrt{R^2+\omega^2 L^2}$ の値が 5×10^{-2} から 6×10^{-2} の間で0となる.

また, 通倍率については, R が大きい方が大きな値を得ることができる.

図15は $\omega C\sqrt{R^2+\omega^2 L^2}$ の変化に対する $\tan \delta_L$ の変化特性を ωL をパラメータに計算した結果である. h パラメータは表1の2SC536の値を使用し, $R_L = 10^5 \Omega$, $R = 10^3 \Omega$ として計算した. $\omega L = 10 \Omega$ のときには $\omega C\sqrt{R^2+\omega^2 L^2}$ の値が $5 \times 10^{-2} \sim 6 \times 10^{-2}$, $\omega L = 10^2 \Omega$ のときには $5 \times 10^{-3} \sim 6 \times 10^{-3}$, $\omega L = 10^4 \Omega$ のときには, $6 \times 10^{-3} \sim 7 \times 10^{-3}$ のときに0となる.

4 実 験

4.1 複合法

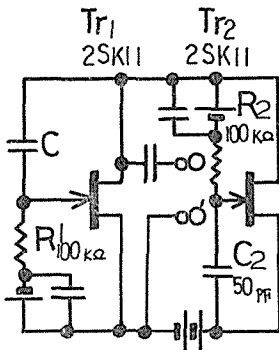


図16 実験回路(複合法)

複合法の実験回路を図16に示す。ここでは、トランジスタの代りにFETを用いた。1つのキャパシタンスFETは別のキャパシタンスFETの負荷になっている。そして、2つのキャパシタンスFETは並列接続構成にしてある。 Tr_2 のキャパシタンスFETの C_2 を50pF、 R_2 を100k Ω とし、 Tr_1 のキャパシタンスFETの R_1 を100k Ω としたときに、 C を変化した場合の $\tan \delta_c$ の変化を

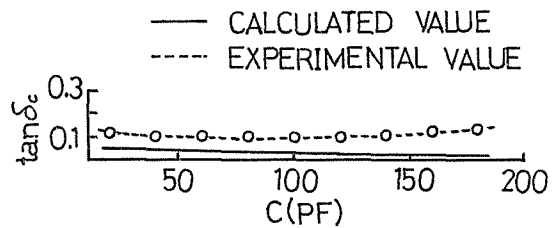
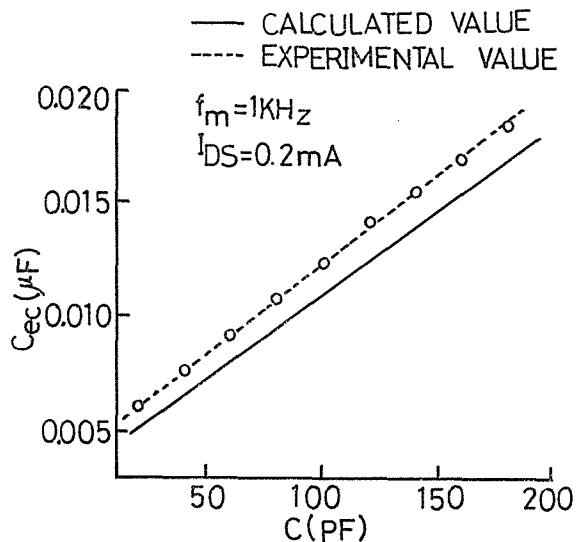

 図17 C と $\tan \delta_c$ との関係

 図18 C と C_{cc} との関係

図17に示す。この結果から、 C の広い範囲にわたって $\tan \delta_c$ が0.1位まで改善されることが確認される。図18は C と C_{cc} との関係である。この図よりこの場合の通倍率は124となる。なお、測定周波数 f_m は1kHz、 I_{DS} は0.2mAである。この方法は、電源電圧を約12Vにして行うことができた。したがって電源電圧をそれ程高くとることなく実現でき、十分に実用的である。

4.2 インダクタンス補償法

4.2.1 コイルによるインダクタンス補償法

図19に実験回路を示す。使用トランジスタは2SC536である。また、 $C=20$ pF、 $R=1$ k Ω とした。図20に挿入インダクタンスと $\tan \delta_L$ との関係を示す。インダクタンス補償しないときに、0.287の $\tan \delta_L$ を持つキャパシタンストランジスタに $L=6.93$ mHの大きさのインダクタンスを挿入することにより、この $\tan \delta_L$ を0にまで改善することができた。この場合の測

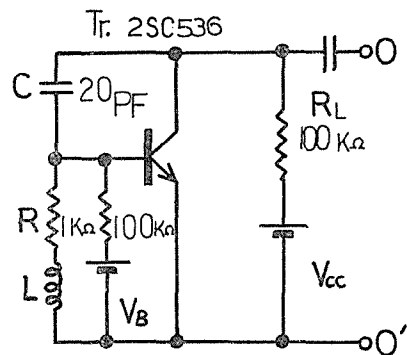


図19 実験回路(インダクタンス補償法)

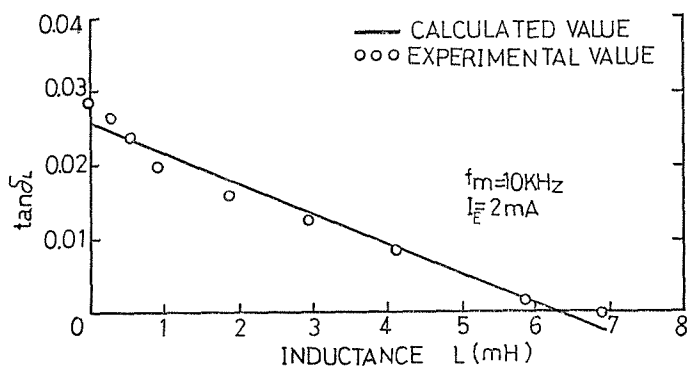
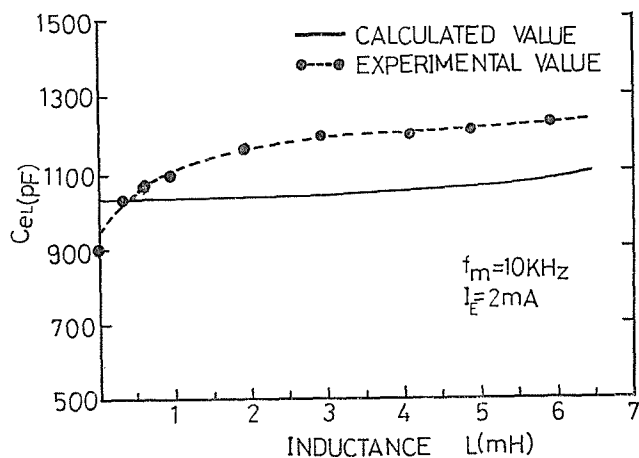
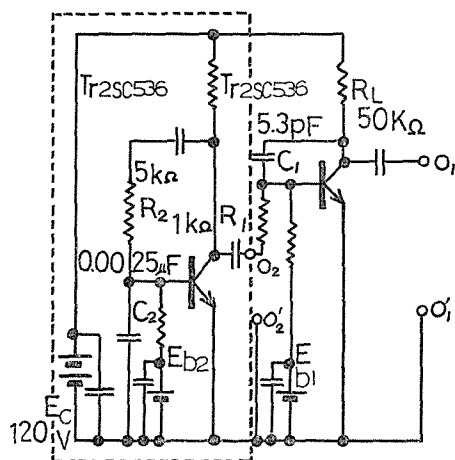
図20 L と $\tan \delta_L$ との関係図21 L と C_{eL} との関係

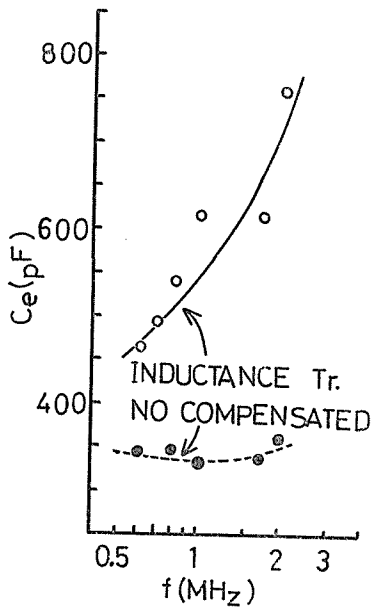
図22 実験回路 (インダクタンストランジスタ補償)

定周波数 f_m は 10kHz であり, I_E は 2.0 mA である. したがって, インダクタンスを挿入することで $\tan \delta_L$ を 0 まで改善できることが実験より確かめられた.

次にインダクタンス L と等価容量 C_{eL} との関係を図21に示す. この図21から, インダクタンス補償した方が補償しないときよりも C_{eL} は大きくなった. 例えば, $L=0$ のときに 894pF の等価容量が, $L=6.97$ mH のインダクタンスを挿入した場合には 1225pF となった.

4.2.2 インダクタンストランジスタによる補償法

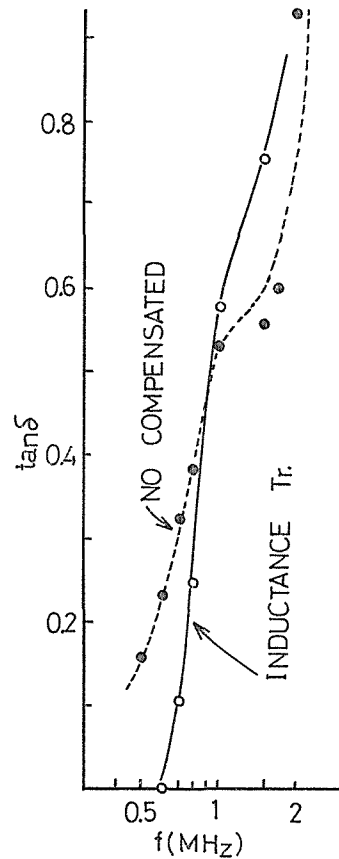
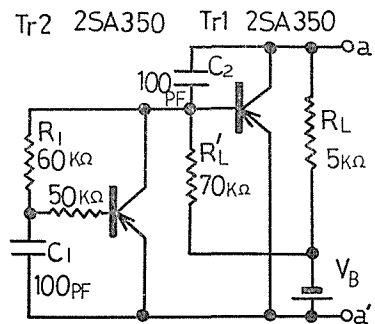
図22に, この場合の実験回路を示す. 同


 図23 f と C_e との関係

図に於て、破線内がインダクタンストランジスタを構成する回路である。使用トランジスタは 2SC 536 である。また、 $R_2 = 5k\Omega$ 、 $C_2 = 0.0025\mu F$ とした。このインダクタンストランジスタの単独の特性は 0.5MHz から 0.8MHz の周波数範囲において、インダクタンス値 $= 200\mu H$ 、 $Q = 3$ である。

次に O-O' 端子より見た等価容量 C_e 、 $\tan \delta$ の周波数特性を図23、図24に示す。図23の特性からインダクタンストランジスタで補償しないときよりも補償した方が C_e の値は大きくなっていることが理解される。また、図24の特性からインダクタンストランジスタ補償することにより、0.5MHz から 0.9MHz の周波数範囲にわたり、 $\tan \delta$ が改善されることが明らかである。ここでは周波数が 0.6MHz のときに $\tan \delta = 0$ となっている。

図22の回路では $R_L = 50k\Omega$ で測定を行ったので、 $E_c = 120V$ という高い値となっている。 R_L を小さくすると $\tan \delta$ が悪くなることを前述したが、これはインダクタンス補償法によってある程度補償することができる。図25はこの回路例である。この例では $R_L = 5k\Omega$ にとり、したがって $E_c = V_B$ は 13V で動作している。


 図24 f と $\tan \delta$ との関係


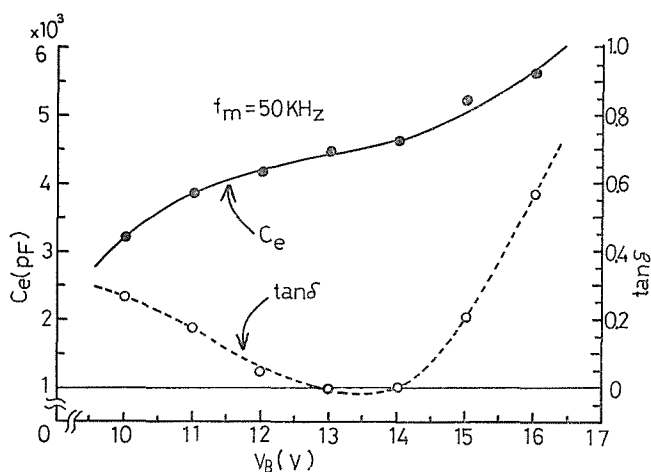


図26 インダクタンス補償形キャパシタンストランジスタの特性

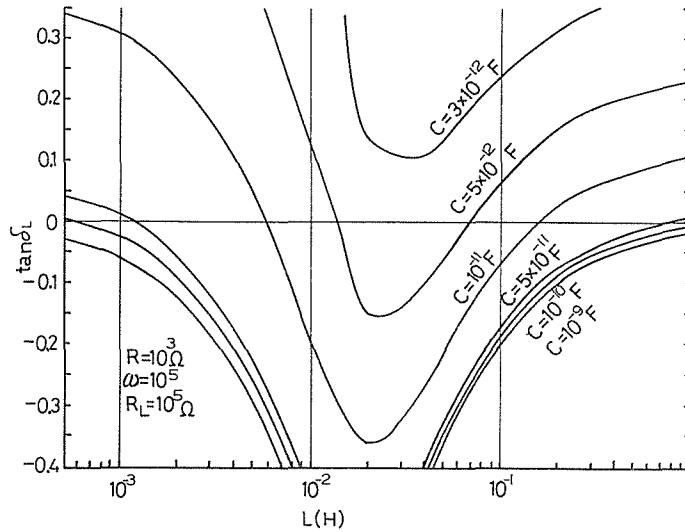
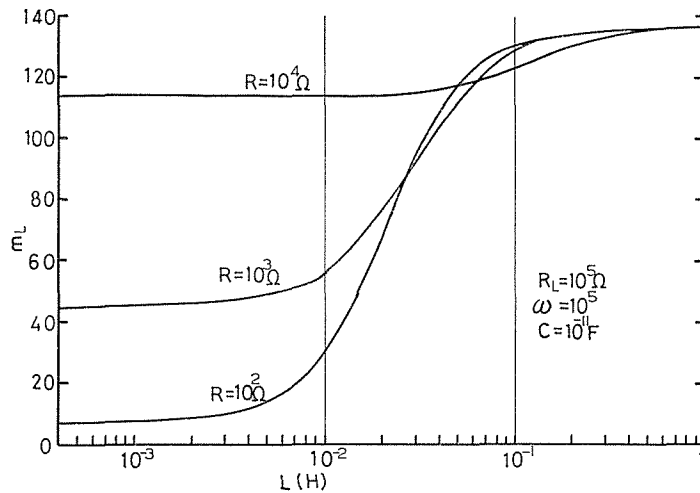
図26は電源電圧 V_B に対する等価容量 C_e , $\tan \delta$ との関係を示す. $V_B=13\text{V}$, 14V で $\tan \delta$ を0にすることができる. なお, このときの測定周波数 f_m は 50kHz である. この回路構成であれば, 1つの電源でしかも低い電圧値で動作でき十分に実用的である. しかし, 複合法と組み合わせて実用的な電源電圧構成した場合よりも得られる通倍率は小さい.

5 考 察

複合法による改善法については, g_m と出力抵抗の大きなトランジスタか FET を用いると, 等価容量 C_e を大きくでき $\tan \delta$ の小さいキャパシタンストランジスタを得ることができる. そこで, g_m を大きくするためにトランジスタを複合接続してやれば, g_m が大きくなるため等価容量 C_e は大きくなる. しかし, 出力抵抗は減少するために $\tan \delta$ の改善は望めないことが, 複合接続による実験から明らかとなった. 負荷抵抗をキャパシタンストランジスタ回路構成にして置換したときには, $\tan \delta$ は負荷トランジスタのみにしたときの $1/2$ の 0.1 位まで改善できた.

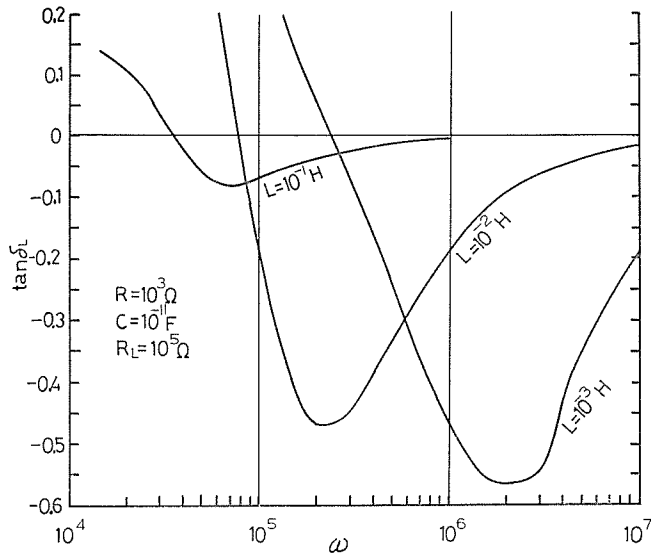
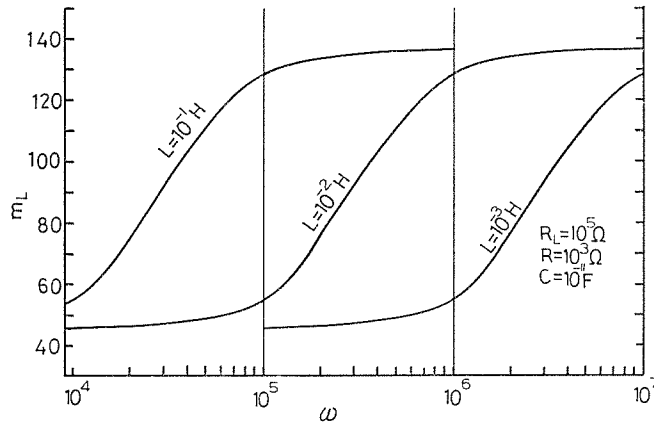
一方, 通倍率については負荷をキャパシタンストランジスタ構成した方が, トランジスタ負荷のみのときよりも約2倍の124となった. また, トランジスタ負荷の方が低い電源電圧で動作させることができより実用的である. 図17と図18に於て, 実線が計算値であり破線が実測値である.

つぎに, インダクタンス補償法において, インダクタンスあるいは ω の変化に対する $\tan \delta_L$, m_L の変化を(53)式, (54)式より計算し, その結果について考察してみる. 図27は, L と $\tan \delta_L$ との関係を C をパラメータにして求めた計算結果である. このとき, $\omega=10^5\text{rad/s}$, $R_L=10^3\Omega$ とし, 表1の2SC536の h パラメータを用いた. C の値が小さくなれば, $\tan \delta_L$ が悪くなり0まで改善できなくなる. $C=5 \times 10^{-12}\text{F}$, $C=1 \times 10^{-11}\text{F}$ のときには $\tan \delta_L=0$ となる L が2つ存在することを例示している.


 図27 L と $\tan \delta_L$ との関係 (C をパラメータ)

 図28 L と m_L との関係 (R をパラメータ)

また、図28はインダクタンス L と通倍率 m_L との関係を R をパラメータにして計算した結果である。インダクタンスが大きくなれば、通倍率が大きくなることを示している。比較的小さなインダクタンス ($2 \times 10^{-2} \text{H}$ 以下) のときには、 R が大きい程通倍率は大きくなる。

つぎに、周波数の変化に対する $\tan \delta_L$, m_L 変化について考察する。図29は ω と $\tan \delta$ との関係を L をパラメータに求めた結果である。この場合には、 $R=10^3 \Omega$, $C=10^{-11} \text{F}$ とした。 h パラメータは表1の 2SC536 の値を使用した。図29より、周波数の増大に従い

図29 ω と $\tan \delta_L$ との関係 (L をパラメータ)図30 ω と m_L との関係 (L をパラメータ)

$\tan \delta_L$ は小さくなり周波数 ω_m

$$\omega_m = \sqrt{\frac{(R + h_{ie})^2 (h_{oe} + 1/R_L)}{h_{fe} h_{ie} L - (h_{oe} + 1/R_L)}} \quad (63)$$

で $\tan \delta_L$ は 0 となる。それから、負の値を持ち減少して再び 0 に近づく。挿入インダクタンス L が大きくなれば $\tan \delta_L = 0$ となる周波数は下ってくる。

図30は、 ω と通倍率 m_L との関係を L をパラメータに計算した結果である。この場合には、 $R=10^3 \Omega$ 、 $R_L=10^5 \Omega$ とし表 1 のトランジスタ 2SC536 の数値を用いた。 ω が小さい

程，通倍率は小さくなる結果となった。

その他 h パラメータの変化に対して， C_e の変化を考察すると h_{fe} が大きく h_{ie} が小さい程 C_e は大きくなる。

つぎに，インダクタンス補償法の $\tan \delta_L$ と C_{eL} との計算式より求めた計算値と実測値とを比較検討する．図20の実線が(53)式より計算した計算値であり，○印が実測値である．両者とも殆んど良く一致している．図21の L と C_{eL} の関係において，実線が(51)式より計算した計算値であり，破線が実測値である．使用トランジスタのベース・エミッタ間容量は規格値の 3 pF を考慮して，(51)式から計算した結果である．したがって，実際の容量と規格値との違いがこの違いの原因として生じたものと思われる．故に，インダクタンス補償法の誘導した式は実験的に十分に良く成り立つことが実証されたので，(55)式から計算されるインダクタンスを挿入することによって， $\tan \delta$ を 0 まで改善することができる結論される。

さらに，最終的な回路構成法としては，インダクタンス補償法に複合化法を組み合わせたものが望ましいと考える．この回路構成にすると，インダクタンス補償法のみときよりも，通倍率を 2 倍大きくできる．その上，実用的な電源電圧で $\tan \delta$ を 0 まで改善することが可能である。

6 応 用 例⁶⁾⁷⁾

パラメトリック周波数弁別器の同調コンデンサに，インダクタンス補償形キャパシタンストランジスタを用いた応用例について述べる．このパラメトリック周波数弁別器の同調コンデンサは使用周波数によっては集積回路化ができないような大きな値の容量となる．この場合に，集積可能な C ， R およびトランジスタで構成されるインダクタンス補償形キャパシタンストランジスタを用いると，必要な値の同調容量を示し，しかも $\tan \delta$ は 0 とすることができる．このことは，すべての周波数にわたる周波数弁別器の固体化を可能にする利点を有する。

このパラメトリック周波数弁別器の回路図を図31に示す． Tr_3 と Tr_4 がインダクタンス補償形キャパシタンストランジスタである． Tr_3 が補償用インダクタンストランジスタであり， Tr_4 がキャパシタンストランジスタである．このインダクタンス補償形キャパ

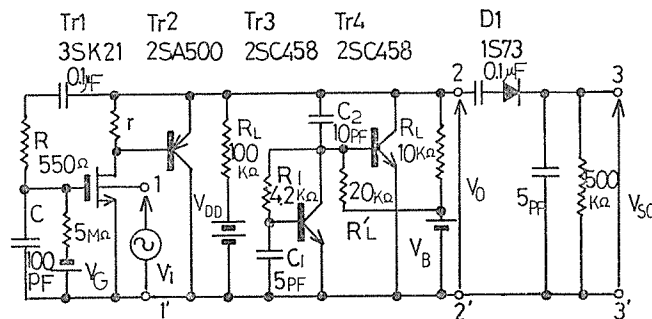


図31 パラメトリック周波数弁別器の実際回路

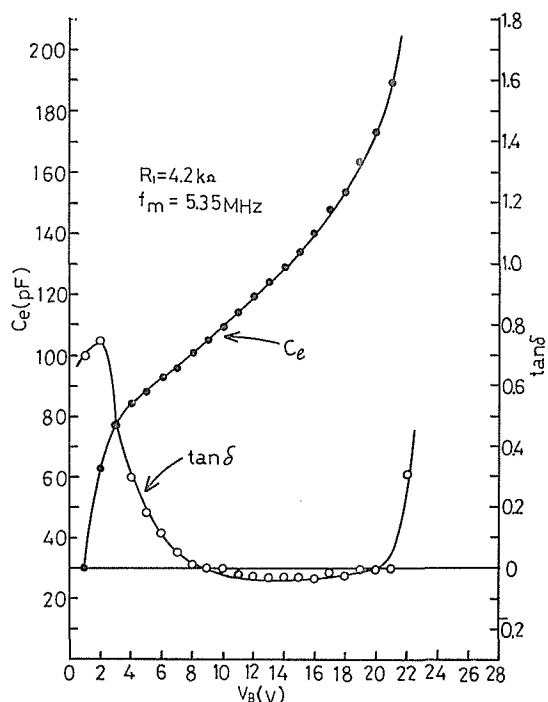


図32 インダクタンス補償形キャパシタンス
トランジスタの特性

シタンストランジスタの電源電圧 V_B に対する等価容量 C_e , $\tan \delta$ の変化特性を図32に示す. V_B が 8V から 21V までは, $\tan \delta$ が殆んど0になっている. 一方等価容量 C_e は 100pF から 190pF に変化する.

このキャパシタンストランジスタをパラメトリック発振回路の同調容量に用いたパラメトリック発振特性を図33に示す. これは励振周波数に対する発振電圧との関係を示したものである. この発振特性から, $10.7 \text{ MHz} \pm 0.5 \text{ MHz}$ の範囲にわたってかなり良い直線性を示していることが明白に理解される. 安定なパラメトリック発振範囲は同調容量にコンデンサを用いたときよりも1.74倍広く, また励振入力特性では1.67倍も広い発振範囲を有している. このこと

はパラメトリック発振回路の Q が高く、とれ、発振が生じやすくなったためと考察される.

図34に励振電圧波形を示す. 下側が励振電圧波形であり, 上側が発振電圧波形である. この弁別器の入出力特性を図35に示す. 入力電圧が0から $3.5V_{r.m.s}$ の範囲のときには, 直線的に出力が変化し $3.5V_{r.m.s}$ 以上では飽和して一定となる. 図36にパラメトリック周

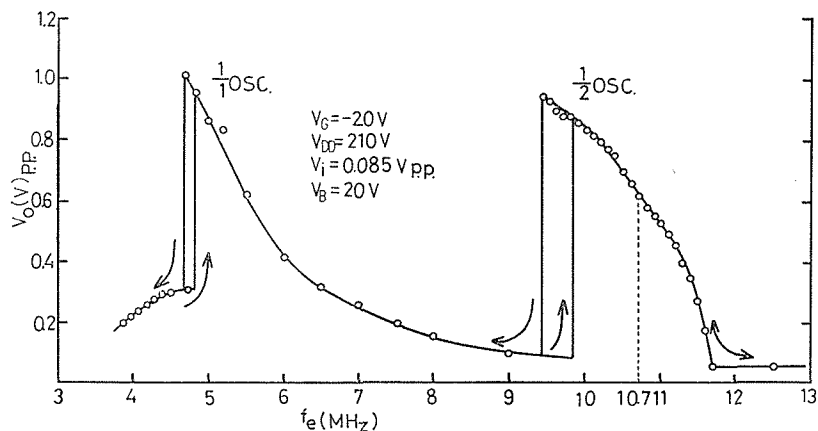


図33 励振周波数特性

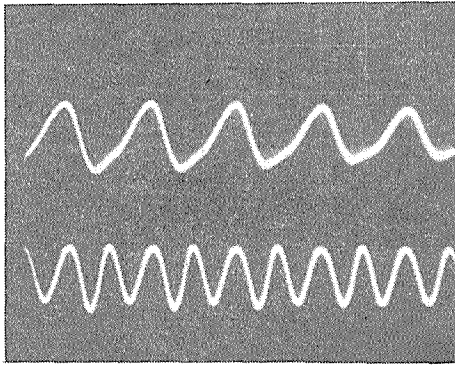


図34 パラメトリック発振波形
上側：発振電圧波形 下側：励振電圧波形

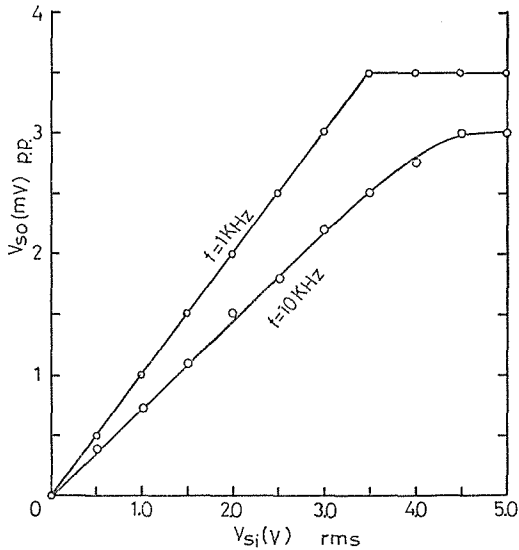


図35 信号入出力特性

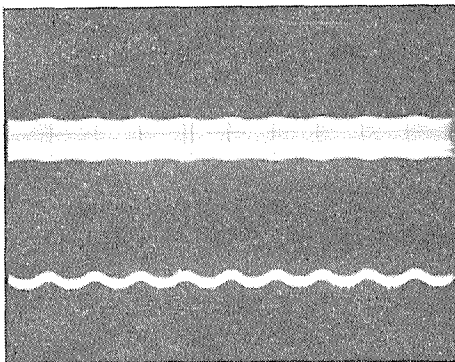


図36 パラメトリック周波数弁別器の各部の波形
上側：振幅変調波形 下側：信号出力波形

波数弁別器の各部の波形を示す。上側は周波数変調波がパラメトリック発振により振幅変調波に変換された波形であり、下側は端子 3-3' に得られた信号出力波形である。

パラメトリック周波数弁別器の同調コンデンサの代りにインダクタンス補償形キャパシタンストランジスタを用いたことによって、パラメトリック発振が生じやすくなり安定な発振範囲が拡大したことから、この弁別器は安定に動作する結果となった。さらに、使用周波数によっては集積回路化ができない値の同調容量もキャパシタンストランジスタを用いることにより固体化が可能となり、低周波から高周波にわたりパラメトリック周波数弁別器の固体化が実現可能となった。

7 む す び

以上、キャパシタンストランジスタの $\tan \delta$ の改善方法として複合化法とインダクタンス補償法の 2 つの新しい方法について検討した結果、 $\tan \delta$ が改善できることが明らかとなった。

まず、複合化法では $\tan \delta$ を 0.1 位まで改善することができた。したがって、最良のもので 0.1 位の $\tan \delta$ を持つアルミ電解コンデンサと同じ程度の良質なキャパシタを得ることができた。その上、この方法では電源電圧を高くとることなく実現可能であり実用的である。

つぎに、インダクタンス補償法では $\tan \delta$ を殆んど 0 まで改善できた。比較的小さな $\tan \delta$ を持つマイコンデンサ、スチロールコンデンサよ

り、良質のキャパシタを得ることができた。

さらに、このキャパシタンストランジスタをパラメトリック周波数弁別器に用いた応用例から、この改善法を用いたキャパシタンストランジスタは動作が安定であることより、十分に実用的であることが明白となった。

キャパシタンストランジスタはキャパシタンスマルチプライヤとしての機能を有するので、キャパシタンスの集積回路化に良質のキャパシタを提供することが可能となり、大きな貢献を果すものと考ええる。この他、この改善法を用いたキャパシタンストランジスタは可変キャパシタンス回路⁸⁾などの種々の応用回路へも、良質なキャパシタを供給することが可能となった。

最後に、実験に協力された小川和男君（現在、株式会社長野放送）、荒井英三君（現在、東京通産局）に感謝する。

参 考 文 献

- 1) 集積回路ハンドブック編集委員会：集積回路ハンドブック，丸善，昭43
- 2) R. W. Berry and D. J. Sloan : IRE, vol. 47, p. 1070 (June 1959)
- 3) 島茂雄：トランジスタ回路，日刊工業新聞社，昭39
- 4) 丹野・池田：昭48年信学会信越支部大会 No. 22
- 5) 丹野・池田：信学会電子部品・材料研究会資料（昭49—02）
- 6) 丹野・池田：昭50年信学会信越支部大会 No. S II—8
- 7) 丹野・池田：信学会電子装置研究会研究報告（昭50—09）
- 8) 池田：昭47年信学会信越支部大会 No. 19