

定電流型非線型回路

臼井源慧

Non-Linear Circuit of the Constant Current Type

G. Usui

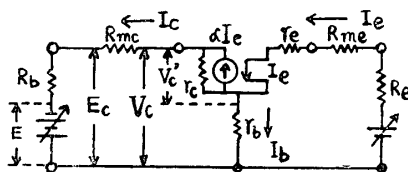
1. 緒言

自動制御技術が急速な発展をしつつある現在、計算制御などの如くもちつもたれつで電子計算機の発展も急速である。特にその技術が線型から非線型の領域まで入っていることは、計算機にもその非線型の相似要素が要求されることになる。非線型要素の代表的なものに飽和、不感帯、摩擦、ガタなどがあり、その相似回路は二極電子管¹⁾ 或いはダイオードを用いて実現される。これらの他に解析する問題の非線型特性に応じて種々の非線型要素は必要となるが、このような非線型要素をその動作から直接的に相似回路として作りやすい直接相似型電子計算機の低速型の試作を進めている筆者は、その要旨についてすでに発表した*。

低速型のその計算機に使用する非線型要素として上記のダイオード以外に接合型トランジスタがベース接地回路で用いられる場合は簡単に定電流なる非線型特性がコレクター、ベース間にえられることと、しかもその特性が電子管では動作の極めて悪い低電圧領域までも及んでいることを考えて、その回路の解析を、直流特性は低電圧部分と高電圧部分とに分け、交流特性は単位関数と正弦波関数の入力の場合に分けて試み、また、さらにその回路の応用として、計算機の非線型相似要素と自動制御系の補償要素ならびに特殊電圧発生要素に用いた結果をえたのでそれらについて報告する。

2. 定電流回路

接合型トランジスタのベース接地回路のコレクター直流特性を求めると、コレクター電流 (I_c) が確立するまでの部分と確定後定電流区間をへて電流が上昇し始める部分に分けて考えることができ、前者の部分にはコレクター電源 (E) が負であってもコレクター電圧 (V_c) が逆に正である範囲をさし、後者は V_c が負の範囲を示す。このような関係を第1図に示すトランジスタの等価回路とその測定回路を含めた回路について表現する。



第1図 測定回路

*第11回電気3学会中国支部連合大会

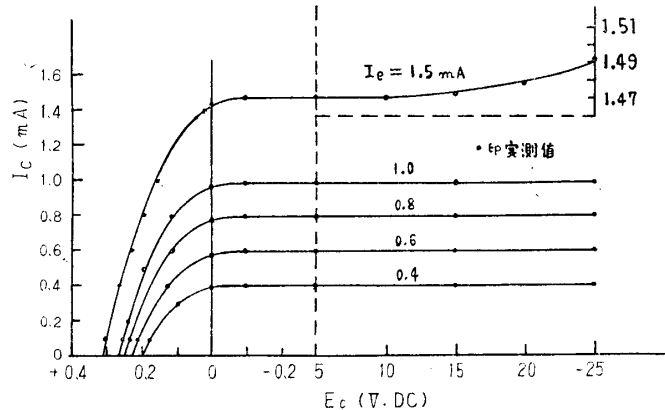
2・1 電流確立範囲

回路に従って式を立てると次のようになる。

$$\begin{cases} I_c = \alpha I_e - I_b & I_b = I_s (\exp \lambda V_c' - 1) \\ V_c' = V_c - I_b r_b & V_c = I_c R_{mc} + E_c \\ E_c = I_c R_b - E & \lambda = q/kT \end{cases} \quad (1)$$

q : 電子の電荷 $\doteq 1.6 \times 10^{-19}$ T' : 絶体温度
 k : ボルツマン定数 $\doteq 1.38 \times 10^{-23}$ R_{mc} : 電流計内部抵抗

ST-300トランジスタ--の特性を求めるために、 $I_s(I_e=0)$ のときのコレクター逆飽和電流) $\doteq 2.5 \times 10^{-6} A$, α (電流伝送率) $= 0.98$, $\lambda \doteq 38.7$ (at $27^\circ C$), $R_{mc} = 70 \Omega$, r_b はコレクター、ベースのみをダイオードと考えてエミッター電源を除いた場合の順方向特性の実測値から (1) 式を用いて I_b の関数として算出すればよい。その値は 100Ω (1.5mA), 126 (1), 145 (0.8), 168 (0.6), 200 (0.4) となる。エミッター回路にはコレクター電流の影響をうけないように $R_e = 10K \Omega (\gg r_e + r_b)$ を直列抵抗として用いる。以上の数値を (1) 式に代入してエミッター電流 (I_e) をパラメーターとした特性曲線を求めると第2図の左側となる。実測した値とよく一致しているが I_e を 2mA 位にすると実測値がばらついて再現性が悪くなるので除いている。この結果より ST300 において I_e を 1.5mA (最大許容電流の 20%にあたる) にすれば I_e 確立に要する E_c の偏値は $+0.31V$ となる。実用回路では $R_{mc} + R_b$ (電源内部抵抗) が 150Ω 位になるので E_c は $0.44V$ と見なければならぬ。次に温度変化がある場合の E_c の変化を考えて見ると (1) 式より温度の関数となる λ, I_s, r_b の



第2図 ST-300 直流特性

値を調べればよいことになる。いま温度が $17^\circ C$ から $27^\circ C$ に上昇したとすると λ は -3.25% , I_s は約 $+42.8\%$, r_b は約 -4.1% となり E_c は約 $+1.9\%$ にすぎない。結局, E_c の値を最大許容電圧 (20V) に較べて $\pm 3\%$ 以内とすればいずれも無視できる。

2・2 電流確立後、暫増までの範囲

コレクター電圧が高くなってくるとなだれ現象の影響が表われ始めて電流が上昇してくる。この範囲の式を示すと次のようになる。

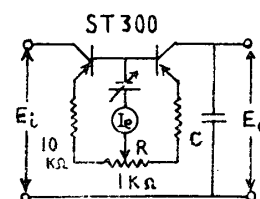
$$I_c = \alpha_0 I_e + I_{c0} \quad \alpha_0 = \frac{\alpha}{1 - (V_c/V_A)^n} \quad (2)$$

接合型トランジスタ--では $V_A \doteq 100V, n \doteq 3^3)$ とされているので、その値と ST300 の I_{c0} (コレクター暗電流) $= 3 \times 10^{-6} A$ の値をそれぞれ (2) 式に代入して特性曲線を求めると第2

図の右側となる。実測値に較らべて僅かではあるが上昇が少し早く、また上昇率が少ないのは V_A 並びに n の値が少し異っているようにも思われるが、この位の値は測定誤差範囲内となるため一応そのまましておく。 I_c を前節と同様に 1.5mA 以内にした場合は E_c を最大許容電圧にとっても I_e の設定による I_c の誤差は -1% 位になっている。次に I_{c0} の温度の影響を考慮して I_e の最低値を求めると、その変化を 10°C にとっても設定誤差を $\pm 3\%$ にすれば約 $90 \times 10^{-6}\text{A}$ ($I_{c0} \times 30$) になる。

3. 交流特性

入力交流の場合は二個の同規格のトランジスタを用いて出力側に入れたコンデンサ (c) に定電流をあたえる第3図の回路について考える。可変抵抗 (R) は二個のトランジスタの特性差を補う。



第3図 交流定電流回路

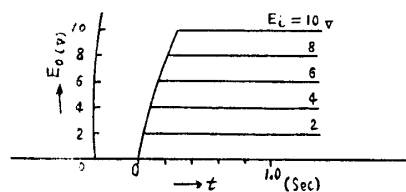
3.1 単位関数入力応答

入力 (E_i) を Step 電圧とした場合の出力 (E_o) の応答式は次のようになる。

$$E_o = \frac{1}{c} \int i dt \quad i = \frac{I_e}{2} \quad \therefore E_o = \frac{I_e}{2c} t$$

$$|E_i| > 0 \quad E_o \leq E_i \quad (3)$$

これより出力電圧は $I_e/2C$ を任意に設定すれば、入力電圧の大小にかかわらずその設定値による一定の電圧一時間傾斜 ($1/T_0$) をもって入出力電圧差が 0 になるまで上昇を続けその後は入力電圧と等しくなる。第3図の回路で $I_e = 80 \times 10^{-6}\text{A}$, $c = 0.1 \times 10^{-6}\text{F}$ に設定した場合の応答波形を第4図に示す。数値計算の結果と較べて 1.5% 以下の精度がえられている。



第4図 Step 応答

3.2 正弦波入力応答

入力正弦波であると周波数を変えた場合に出力波形は、ひずみの起らない領域 (境界を A とする)、ひずみが生じているが振巾の変らない領域 (B)、ひずみ振巾ともに変化が生じているが三角波にならない領域 (C)、三角波の領域 (D) とに分けて考えられる。正弦波入力 (θ_i) を $\frac{1}{2} \sin 2\pi ft$ として電圧一時間傾斜の T_0 を用いた場合の各領域境界点の無次元化周波数 (fT_0)、振巾 (A')、位相角 (ϕ) を求める。

A 領域

歪を起さないためには正弦波の時間に対する電圧傾斜が $1/T_0$ より小さい必要がある。その境界では次式が成立つ。

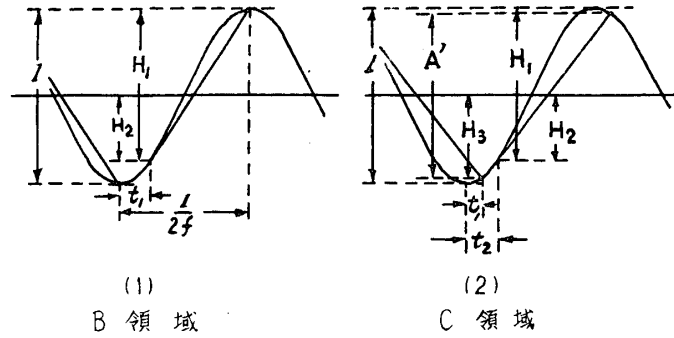
$$\left| \frac{d}{dt} \theta_i \right|_{\max} = \frac{1}{T_0} \quad \therefore f_A T_0 \doteq 0.32$$

$$A'_A = 1 \quad \phi_A = 0$$

B 領域

振巾が変り始める境界は出力波形が第5図の(1)に示すようになっている場合であって次式が

成立つ。



第5図 波形解析図

$$\begin{cases} H_1 = \frac{1}{T_0} \left(\frac{1}{2f} - t_1 \right) & H_2 = \frac{1}{2} \sin 2\pi f \left(-\frac{1}{4f} + t_1 \right) \\ H_1 + \left(\frac{1}{2} - H_2 \right) = 1 & \left| \frac{d}{dt} \theta_i \right|_{t = -\frac{1}{4f} + t_1} = \frac{1}{T_0} \end{cases}$$

$$\therefore f_B T_0 \doteq 0.44 \quad A'_B = 1 \quad \phi_B = 0$$

C 領域

振巾変化が起って三角波にならない B, D 境界の間の領域だから第5図の(2)に示すような状態になって次式が成立つ。

$$\begin{cases} H_1 = \frac{1}{T_0} \left(\frac{1}{2f} + t_1 - t_2 \right) & A' = H_1 + H_3 - H_2 \\ H_2 = \frac{1}{2} \sin 2\pi f \left(-\frac{1}{4f} + t_2 \right) & \frac{1 - A'}{2} = \frac{1}{2} - H_3 \\ H_3 = \frac{1}{2} \sin 2\pi f \left(-\frac{1}{4f} + t_1 \right) & \left| \frac{d}{dt} \theta_i \right|_{t = -\frac{1}{4f} + t_2} = \frac{1}{T_0} \end{cases}$$

$$\therefore \pi f T_0 A'_c + \sin^{-1} A'_c = \pi \cos^{-1} \frac{1}{\pi f T_0} - \pi f T_0 \sin \left(\cos^{-1} \frac{1}{\pi f T_0} \right)$$

$$\phi_c = \cos^{-1} A'_c$$

D 領域

三角波であることとその傾斜が $1/T_0$ であることから次式が成立つ。

$$A'_D = \frac{1}{2f} \cdot \frac{1}{T_0} \quad \left| \frac{d}{dt} \theta_i \right| = \frac{1}{T_0}$$

$$\theta_i = \frac{A'_D}{2}$$

$$\therefore f_D T_0 \doteq 0.59 \quad A'_D \doteq 0.845 \quad \phi = \cos^{-1} A'_D$$

各領域全体を通じて上記の式に $T_0 = 6.5 \times 10^{-3} \text{ sec}$ を代入すれば振巾, 位相の周波数特性曲線が求まり第6図のようになる。

この T_0 を用いて $E_0 = 10V$ としたとき (3) に式から得られる $I_e = 308 \times 10^{-6} A$ 及び $c = 0.1$

$\times 10^{-6} F$ の値を第 3 図の回路で実測すると第 6 図に示されるように振幅, 位相とに計算値とよく合っている。

次にこの回路の特性を線型 $R-C$ 回路を用いて近似を行うと R, C は第 6 図の -20db/dec 傾斜の起点 $-1.4\text{db}, 0.59$ の周波数 (f_1) から次式でその値をうる。

$$RC = \frac{1}{2\pi f_0} \log f_0 = \log \frac{0.59}{T_0} - \frac{1.4}{20}$$

C を $0.1 \times 10^{-6} F$ にすると R は $20.6 \times 10^3 \Omega$ になりこの R の値がコレクター, ベース間の線型等価抵抗にはかならない。この RC 回路の周波数特性を比較の意味で次の式より求めて第 6 図にともに示した。

$$E_0 = \frac{1}{2} \sin 2\pi f \left[\{ (2\pi fCR)^2 + 1 \}^{-1} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\phi = \tan^{-1} 2\pi fCR$$

4. 回路の応用

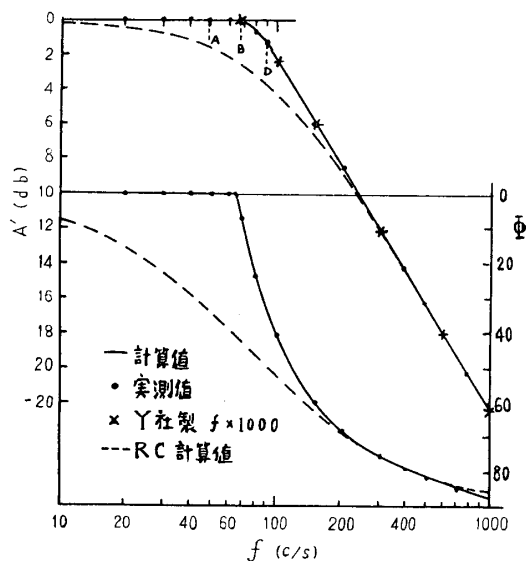
4・1 コンタクターサーボの相似回路

現在の工業用平衡計器の多くはその応答速度の速い必要が余りなく, 実用上さしつかえないことと製作しやすい点で小型サーボモーターを使用している。そのため摺動摩擦, 飽和特性などの非線型の影響が強く表われ入力の大小にかかわらず定速度動作をするようになる。このような平衡計器がプロセスなどの自動制御系に含まれるとその解析は非線型となって非常に複雑になり計算機の助けを必要とする。コンタクターサーボ動作の実例として Y 社製の電子管自動平衡計器 (規格: 全目盛入力 10mV , $T_0=6.5\text{sec}$) の周波数特性を第 6 図に示したが定電流回路の Time scale を 1000 倍, Scale factor を $1/1000$ 倍にした値とよく一致している。すなわちこの定電流回路は入出の動作からその相似回路となることを示す。

4・2 自動制御系の補償回路

定電流回路は第 6 図で見られるように特異な周波数特性をもっているので, 従来使用されている RC 型補償回路と変った意味の補償が行える。一例として位置制御系の入力補償に使った場合を考える。

Steering control はサーボモーターを用いた位置制御系に属して, 普通の過渡特性改善の補償以外に, 運行速度に比例した舵角速度, 或いは定速運行ならば小角度は速く大角度は遅くといった舵角速度の定速化の補償が必要である。これによって舵駆動部或いは船体の傾斜に無理の生ずることを防ぐことができる。その動作を定電流回路で考えると, 運行速度を I_e の値に置換して出力電圧を舵角駆動入力にとれば, 舵駆動信号がいかなるものであってもこの補償回



第 6 図 周波数特性

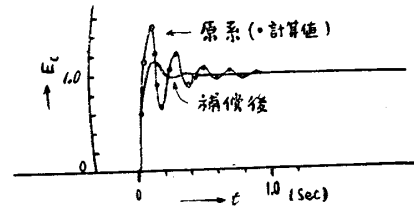
路をへることによって前述のような定速動作を入力で補償される。

いまサーボモーターを含む原系が次のような伝達関数であるとする。

$$K_{G(P)} = 40/P(1 + 0.03P)(1 + 0.02P)$$

$$L^{-1}K_{G(P)} = e(t) \doteq 1 - 0.165\varepsilon^{-73t} - 0.992\varepsilon^{-5.17t} \cos(29.8t + 0.585)$$

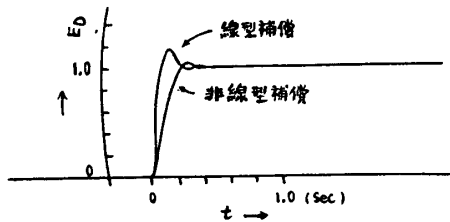
この応答波形は計算値とともに第7図に示されるように少し振動的である。この過渡特性を改善するために、指定代表根 $P_0 = -0.45\omega_0 + j\omega_0$ をあたえて補償ベクトルの計算を行うと、進み遅れ補償で $\omega_0 = 30$ が補償限界になる。この場合の補償ベクトルの値は $G_c \angle \phi_c = 0.84 \angle 30^\circ$ で $n = 80$ とすれば代表根指定法による設計図表から補償回路の伝達関数は次のようになる。



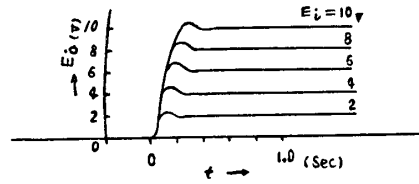
第7図 位置制御の応答

$$G_{c(p)} = (2.5p + 1)(0.025p + 1) / (5.012p + 1)(0.01202p + 1)$$

この補償回路を用いて得られた応答波形を第7図にとともに示す。このように一応補償された系にさらに第4図の特性値を有する定電流回路の入力補償を加えると第8図、のような応答波形



第8図 非線型補償応答 (1)

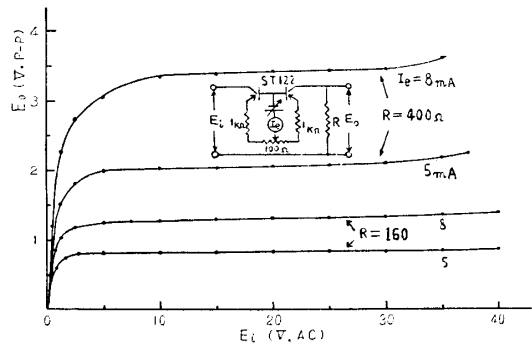


第8図 非線型補償応答 (2)

が得られる。結局駆動部は入力的大小にかかわらず設定される定速度で動作を行い、そのためオーバーシュートは当然少くなり、平衡のえられる時間は入力大きい場合はこの回路を入れる前と変わりなく(第8図(1)) 入力小さい場合はかえって速くなる(第8図(2)) といった都合のよい結果がえられる。

4・3 特殊関数電圧発生要素

第4図に示されるように入力にステップ電圧を加えれば出力波形は Ramp step の波形となり、その傾斜は入力大きさに無関係で I_e によって変えられる。又適当な振巾の正弦波を加えれば出力に同一周期の矩形波、梯形波の定振巾或いは三角波の電圧が容易にえられ、それぞれの波形は I_e の調整で自由にえられる。単に発生要素でなく交流定電圧発生電源とする場合は第3図の C のかわりに R を用いれば出力に定電圧をえる。ST 122 (100mW) を用いた実回路の結果を第9図に示す。トランジスタの許容電力、使用電圧の大きいものを使用すれば



第9図 交流定電圧特性

これよりも出力の大きい広範囲の定電圧電源がえられることはいうまでもない。

5. 結 言

トランジスターを用いる回路は温度変化によってその動作変化が起り易いことが一番問題にされている。しかしこれは一般に使用されるエミッター接地型回路のことでその場合は温度によって大きく変化する I_{c0} が $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ 倍になって I_c に影響するからである。ベース接地回路では温度変化を常温付近で 10°C にとっても I_c を最大許容電流の20%以内にすれば他の非線型要素と同様に $\pm 3\%$ (ダイオードを用いた前述の各種要素, 非線型容量要素,⁷⁾ むだ時間要素⁶⁾) 以内の動作精度がえられる。これ以上の精度をえることは, 温度補償回路を組合せたり, シリコントランジスターを用いることを考えても(1), (2)式から余り望めない。いずれにしても簡単なこの定電流回路の特性を解析した結果線型と異った興味ある特性が解明できたのでこの非線型特性を利用してここに述べた応用例以外にも色々の応用があると思う。例えば数値型計器などのように被測定量の時間的変換 ($A-D$ 変換要素) に利用できることや, 周波計あるいは速度計などに利用すれば従来のものよりも広範囲の測定が行えることが考えられる。

引 用 文 献

- 1) Korn: Electronic Analog Computers, p.292
- 2) 川上: 電子回路 V, p. 136
- 3) 同 上 p. 89
- 4) 寺尾, 中川: 電子管自動平衡計器, p. 23
- 5) 高井, 長谷川: 電学誌, 77, 821, p. 138
- 6) 白井: 山口大学工学部学報, 9, 1, p. 49
- 7) 白井: 信学誌, 44, 1