V Aplicații

A Scheme de sinteză a circuitelor bistabile

1 Generalități

Capitolele anterioare ne permit să avem o imagine destul de clară asupra analizei calitative a ecuațiilor de stat circuitului, obținute prin transformarea lor, ... în general și a bobinelor și condensatorul. Să numim acest circuit circuit de punct static, deși expresia ne pare denumită nepotrivită în unele situații, în care, deși ecuațiile de regim „staționar" au o soluție, circuitul nu o va atinge niciodată (cum multivibratoarele astabile de exemplu).

Se știe că în general, ecuațiile circuitului în regim static formează un sistem de ecuații diferențiale și algebrice. Uneori, aceste ecuații pot fi aduse în formă normală

$$\dot{x} = f(x,t) \quad (1)$$

Atunci când aceasta va fi posibil, soluția va fi întotdeauna ~~...~~ continuă (nu sunt posibile fenomene de salt).

Rolul condensatoarelor și bobinelor în aceste ecuații este determinant, atunci când ne interesează soluția lor, ele putând oferi comportări diverse: stabile, astabile etc.

Totuși este ... că, nu putem suspecta că soluția unui circuit să devină staționară (la ∞), (atunci când sursele sunt staționare (cte, către ∞), decât dacă ea va verifica $\dot{X}(t) = 0$, cu alte cuvinte, punctele „suspecte" de „stabilitate" trebuie căutate cu a rezolvarea ecuației.

(2) $f(x,t)=0$ $\qquad (\dot{x}(t)=0)$

Această ecuație ne va oferi așa numitele „puncte singulare" a ecuației diferențiale. Dacă ele sunt sau nu puncte de stabilitate, aceasta e o problemă mai complicată, de care nu mă voi ocupa aici. Să mai amintim numai că răspunsul depinde de structura globală a circuitului: rezistențe, bobine, condensatori,

Vom reține însă un alt fapt: anume că într-o eventuală funcționare „staționară", ($\dot{x}=0$), condensatorii și bobinele nu vor conta, căci:

(3) $i = C\frac{\partial v}{\partial t} = 0 \Rightarrow$ cond. sunt goluri în reg staționar

(4) $v = L\frac{\partial i}{\partial t} = 0 \Rightarrow$ bobinele sunt scurturi în regim staționar.

Această observație trivială va aduce următoarea simplificare. Ecuația

$f(x,t)=0$, care va da punctele singulare (și deci toate punctele de eventuală stabilitate) nu va conține curenții prin condensatori și tensiunile prin bobine. Astfel, am putea proceda de la început la eliminarea condensatorilor din circuit (se înlocuiesc cu goluri) și a bobinelor (se înlocuiesc cu scurtcircuite)

Astfel, vom obține ecuația

$f(x,t)=0$, cuprinzând:

- cur. și tens pe laturile rezistive
- curenții prin scurturile ce înlocuiesc bobinele
- tens. pe golurile ce înlocuiesc condensatorii.

Ultimele două tipuri de variabile sunt evident în plus (cele pot servi totuși la determinarea condițiilor inițiale pe bobine și condensatori). Din punctul de vedere al variabilelor efective (tensiunile și curenții pe laturile rezistive) ecuația 2 ne va oferi deci acele sisteme de variabile pe latura rezistivă, care corespund punctelor singulare a ecuației diferențiale (atunci când aceasta a putut fi scrisă în formă normală). – de exemplu)

Acesta este „punctul static" al circuitului cu tranzistori. și pentru rezultate, el poate fi obținut tăind de la început elementele condensatoarelor și bobinelor. Circuitul rămas, să-i spunem „circuitul rezistiv" al circuitului global, ne va oferi un sistem de ecuații algebrice:

(5) $f'(x') = 0$ $\qquad x' = (i_1, \dots i_n, v_1 \dots v_m)$

variabilele laturilor rezistive

(~~...~~) legat de ecuația

(2') $b(x) = 0$ $\qquad x = (i_1, \dots i_n, v_1 \dots v_m, i_{\alpha 1}, \dots i_{\alpha p}, v_{\beta 1} \dots v_{\beta q})$

(p bobine și q condensatori)

<u>Concluzia</u>

Punctele de <u>eventuală</u> stabilitate (staționare) a unui circuit excitat cu surse staționare, trebuie căutate printre soluțiile ecuațiilor circuitului rezistiv.

Deci nu este cert că aceste puncte sunt efectiv pte de stabilitate (d), (aceasta e un lucru dinamic și de alți factori) nici mai mult. în caz nu vor exista puncte de stabilitate în clasa acestor soluții.

Acum cadrul fiind creat ~~bine~~ se vede clar că ~~formula~~ posibilitatea instabilității ~~și~~ o reprezintă structura circuitului respectiv, care ne arată sigur mai mult ca o soluție. Aceasta nu înseamnă că elementele reactive nu își au rolul lor, ~~ele fiind~~ datorându-li-se fenomene ca:

— faptul că niște puncte singulare (soluții ale ecuațiilor reactive) nu vor fi puncte de stabilitate

— posibilitatea circuitului de a trece dintr-o stare stabilă în alta.

În cele ce urmează nu vom urmări efectul părții reactive. Mă voi opri asupra structurii părții rezistive și asupra chestiunii dacă ecuațiile pot sau nu să aibă mai multe soluții, decisivă în posibilitatea instabilității.

~~(2) Un tip de rezultate~~

~~Ecuațiile circuitelor cu grafuri~~

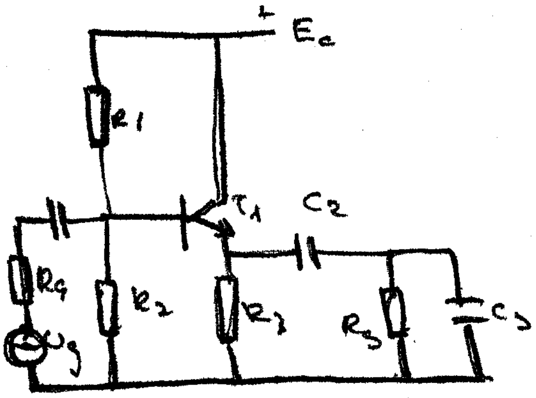
~~(3) Teorema~~ (2) Metoda generală

Modul de aplicare a teoremelor de unicitate

La fiecare circuit concret, dacă vom putea aplica vre-o teoremă de unicitate, instabilitatea devine imposibilă. În general, verificarea condițiilor teoremelor de unicitate, implică unele ~~condiții~~ verificări asupra matricilor ($A \in P_0$, G dominantă) etc, verificări a căror rezultat depinde de natura componentelor.

Pot fi date aici foarte multe astfel de exemple, dar să ne oprim asupra circuitului din figură:

2 Exemplul 1



— fig 1 — „Repetorul pe emitor"

Ne punem întrebarea dacă acest circuit, pentru o valoare oarecare a elementelor din schemă poate deveni un bistabil.

Am văzut (cap 3) că ecuațiile circuitului rezistiv asociat circuitului din figura 1 sînt:

$$\begin{pmatrix}1 & -\alpha_r\\ -\alpha_f & 1\end{pmatrix}\begin{pmatrix}f_1(v_1)\\ f_2(v_2)\end{pmatrix} + \begin{pmatrix}G_3 & -G_3\\ -G_3 & G_1+G_2+G_3\end{pmatrix}\begin{pmatrix}v_1\\ v_2\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}-G_3\\ G_1+G_2\end{pmatrix}E_c. \quad (1)$$

Sau în general

$$T\,F(v) + G\,v = B. \quad (2)$$

Acum ne întrebăm dacă ar putea exista două soluții. Răspunsul poate fi obținut automat din unele din teoremele cap IV. De exemplu, observînd că T este diagonal dominantă pe coloane, iar G real dominantă, deducem imediat din T 15, că soluția ecuației (2), deci (1) la noi este unică (deci nici bistabil). Această observare pentru T și G arată ca mai sus avem (lema 4) $(T, G) \in W_0$.

Deci, cu certitudine circuitul nu va fi bistabil, deci!.

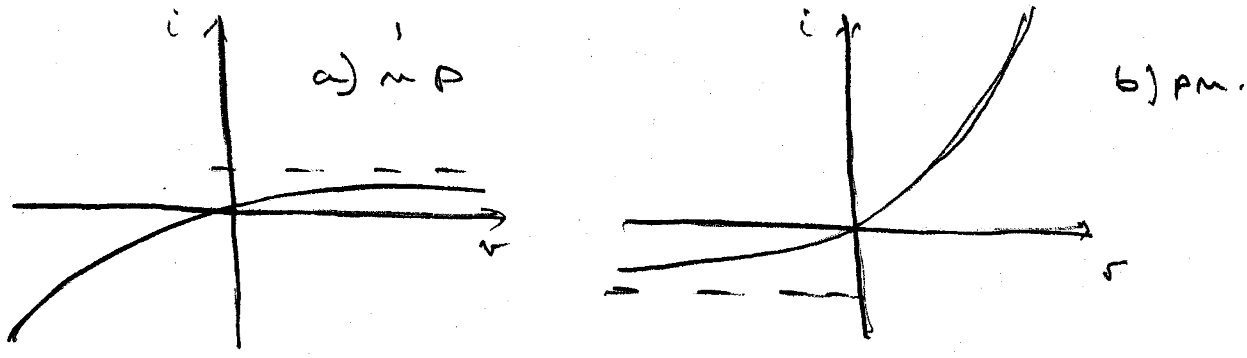
1) $F \in \mathcal{F}_0^n$, adică caracteristicilor diodelor din modelul Ebers-Moll nu li se cere decât să fie funcții strict crescătoare: $R^n \to R$. De aici rezultă un fapt foarte important, care ~~totuși~~ e valabil și pentru toată cariera.

$\boxed{\text{Observația 1}}$.

faptele ce urmează: concluzia nu depinde de caracteristicile ale tranzistorului, sînt permise tot felul de împrăștieri, influențe, modificări ale modelului, cu singura condiție, pe care o vom numi ipoteză de constanță calitativă că funcțiile f_k să rămână strict crescătoare.

(nu li se cere nici măcar să fie continue!)

Desigur că diversele modele ale diodelor respectă cu prisosință această cerință. Iată de exemplu două tipuri de modele, mai pe larg folosite:

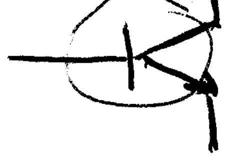


— fig 2 —

"Dioda standard"

$\boxed{\text{Observația 2}}$

Fig 2 ne mai aduce aminte că pentru noi, nu va avea niciodată importanță tipul tranzistorului (pnp sau npn) care apare. Vom folosi întotdeauna notația:



→ simbol pentru orice tranzistor.

unde, dacă bifurcarea este pnp, acestea vor fi modelate ca în figura 2b, iar pentru npn ca în 2c.

Din fericire, ambele tipuri respectă strict monotonia, singura cerință a apartenenței la $\tilde{F}_0^m$. Acesta este motivul pentru care nu le vom mai discuta în continuare.

$\boxed{\text{Observația 3}}$ Dacă rezultatele privind existența soluției depind de faptul că domeniul de aplicare a funcțiilor este întreaga axă reală, teorema de unicitate își păstrează validitatea dacă funcțiile au domenii de mărginire restrânse, (vezi în acest sens T4, sau procesele de „prelungire" descrise la cap II)

$\boxed{\text{Observația 4}}$

În ceea ce privește matricile care apar, rezultatul nu a pretins nimic, în afara condițiilor:

$$(3) \quad 0 < \alpha_r, \alpha_l < 1$$

$$\text{și} \quad G_1, G_2, G_3 > 0 \quad (4)$$

din care rezultă libertatea care ni se oferă privind valorile rezistențelor din schemă.

Mai mult, rezultatul, dacă se respectă condițiile (3)/(4) va fi valabil chiar și pentru G_1, sau G_2 sau G_3 nul, căci G rămâne slab dominantă pe coloane. Aceasta înseamnă deja și o mare libertate de topologii.

Observațiile precedente fac să putem extrage concluzia:

$\boxed{\text{Concluzia 1}}$: Circuitul din fig 1 nu va fi [illegible]

lustabil, independent de valorile parametrilor din schemă
~~cu condiția ca~~
($R_i \; \forall$, dar $R_i \neq 0$, $\{\alpha_r, \alpha_k \in (0,1)\}$) să conducă. ~~...~~ diodelor
~~să fi monotone crescătoare~~ f_1, f_2 să fie strict crescătoare.

Rezultatul de mai sus putea fi obținut și în multe alte moduri. Astfel, dacă în ecuația 2, înmulțeam la ~~dreapta~~ stânga ambii membri cu T^{-1} (care există evident) obțineam:

$$F(v) + T^{-1} G v = T^{-1} B. \qquad (5)$$

sau $\quad F(v) + A v = B_1 \qquad (6)$ și puteam acum aplica teoremele de la cap II C, pentru ecuația de tipul (4) sau de ex. puteam aplica T4, observând că $A = T^{-1} G \in P_0$, deoarece

$\left.\begin{array}{l} T \text{ e tare dominant pe coloane} \\ G \text{ e slab dominant pe coloane} \end{array}\right| \Rightarrow T^{-1} G \in P_0$ (v T8 de la cap IV B)

Mai sunt și multe alte posibilități. Pentru moment, vom menționa că în cap III, am încercat o rezolvare directă a acestei probleme. S-a pornit de la

$$\begin{aligned} F(x) + A(x) &= B_1 \\ F(y) + A(y) &= B_2 \end{aligned} \qquad (7)$$ (se presupun două soluții)

$$\Rightarrow F(x) - F(y) + A(x - y) = 0 \qquad (8)$$

și de la observația că, știind că toate f-țiile din F sunt strict ~~toate~~ crescătoare:

$$\begin{cases} \dfrac{f_1(x_1) - f_1(y_1)}{x_1 - y_1} = d_1 > 0, \\ \dfrac{f_2(x_2) - f_2(y_2)}{x_2 - y_2} = d_2 > 0 \end{cases} \qquad (9)$$

$$\Rightarrow F(x)-F(y)+A(x-y)=\begin{pmatrix} f_1(x_1)-f_1(y_1)\\ f_2(x_2)-f_2(y_2)\end{pmatrix}+A\begin{pmatrix}x_1-y_1\\x_2-y_2\end{pmatrix}=$$

$$=\begin{pmatrix} d_1(x_1-y_1)\\ d_2(x_2-y_2)\end{pmatrix}+A\begin{pmatrix}x_1-y_1\\x_2-y_2\end{pmatrix}=\left\{\begin{pmatrix}d_1&0\\0&d_2\end{pmatrix}+A\right\}\begin{pmatrix}x_1-y_1\\x_2-y_2\end{pmatrix}=0 \quad (9)$$

Acum este evident că injectivitatea va fi garantată dacă $\det\left\{\begin{pmatrix}d_1&0\\0&d_2\end{pmatrix}+A\right\}_{d_1,d_2>0}\neq 0$, (10) caz în care sistemul omogen (9) $\Rightarrow \begin{cases}x_1=y_1\\x_2=y_2\end{cases}$ şi deci $x=y$ şi

unicitatea soluţiei.

Dacă am fi interesaţi să arătăm că:

$$\det\left\{\begin{pmatrix}d_1&0\\0&d_2\end{pmatrix}+A\right\}\neq 0 \quad \text{unde } d_1,d_2>0$$

şi $A=T^{-1}G=\begin{bmatrix}1&-\alpha_r\\-\alpha_t&1\end{bmatrix}^{-1}G=\underbrace{\frac{1}{1-\alpha_r\alpha_t}}_{k}\begin{pmatrix}1&\alpha_r\\\alpha_t&1\end{pmatrix}\begin{pmatrix}G_3&-G_3\\-G_3&G_1+G_2+G_3\end{pmatrix}$

$$=k\begin{pmatrix}G_3(1-\alpha_r) & \alpha_r(G_1+G_2)+G_3(\alpha_r-1)\\ G_3(\alpha_t-1) & G_1+G_2+(1-\alpha_t)G_3\end{pmatrix} \quad (11)$$

Ori, tocmai relaţia (10) este definiţia matricelor $A\in P_0$. şi lăsăm că în cazul nostru ea este respectată a fost arătat la cap III (pag ~~115~~ 127), într-un mod simplu, prin determinantul

$$\Delta=\det\begin{pmatrix}d_1+kG_3(1-\alpha_r) & k\alpha_r(G_1+G_2)+G_3(\alpha_r-1)\\ G_3(\alpha_t-1) & d_2+G_1+G_2+(1-\alpha_t)G_3\end{pmatrix}$$

şi arătând că pentru $d_1,d_2>0$, $G_1,G_2,G_3\geq 0$ şi $\alpha_r,\alpha_t\in[0,1]$, el nu se poate anula!

Am ~~[illegible]~~ reluat acest calcul pentru a vedea cum se atacă direct o problemă de unicitate dar și pentru a se face serioasă legătura cu teoremele din cap 4. Chiar mult, observând atent forma determinantului derivat,

$$\Delta = d_1 d_2 + \underbrace{K^2 G_3 (1-\alpha_r)(G_1+G_2)}_{A} + K \left[d_1 \left[G_3 (1-\alpha_t) + G_1 + G_2 \right] + d_1 G_3 (1-\alpha_r) + \underbrace{K^2 G_3 (1-\alpha_t)\, \alpha_r (G_1+G_2)}_{B} \right] \quad (12)$$

mai putem trage și alte concluzii („libertăți")

De exemplu, că dacă d_1, d_2 pot lua și valoarea 0, dar $\alpha_r, \alpha_t \in (0,1)$, rămâne oricum termenul $A+B$:

$$K^2 G_3 (G_1+G_2)(2 - \alpha_r - \alpha_t) \text{ care asigură } \Delta \neq 0$$

pentru $G_3 > 0$, $G_1 + G_2 > 0$. Obținem astfel o nouă concluzie:

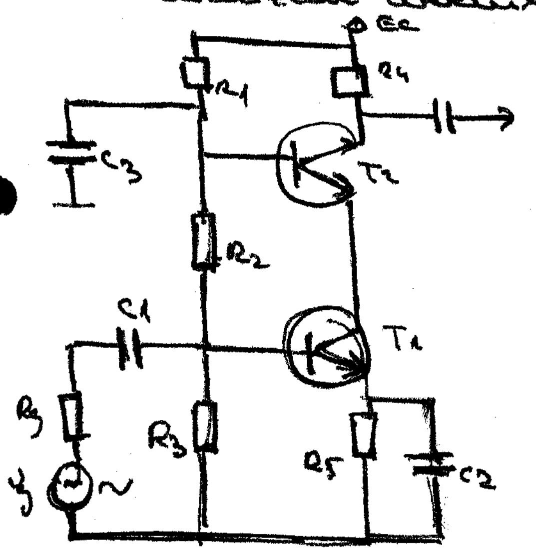
$\boxed{\text{Concluzia 2}}$: chiar dacă funcțiilor f_i li se permite să fie nedescrescătoare (mai general decât strict crescătoare) dar $\alpha_r, \alpha_t \in (0,1)$ și $G_3 > 0$, $G_1 + G_2 > 0$, atunci tot putem fi siguri de faptul că ecuația nu are mai mult ca o soluție.

$\boxed{\text{Observația 5}}$ Din cele de mai sus, tragem concluzia că desigur, concluziile unor teoreme rezultă chiar în condiții mai slabe decât cele din ipoteze, care sunt în general suficiente, nu și necesare. De aceea ~~o cunoaștere~~ numai cunoașterea nuanțată a demonstrațiilor de A, C, F canalizată calitativ (fundamentată) ne poate înarma cu pași lungi satisfăcătoare în tratarea problemelor concrete ~~practice~~ care apar.

Am făcut o discuţie puţin mai amplă a acestui exemplu pentru ca, profitând de ~~date~~ calculele par. III să facem unele observaţii, în general valabile//

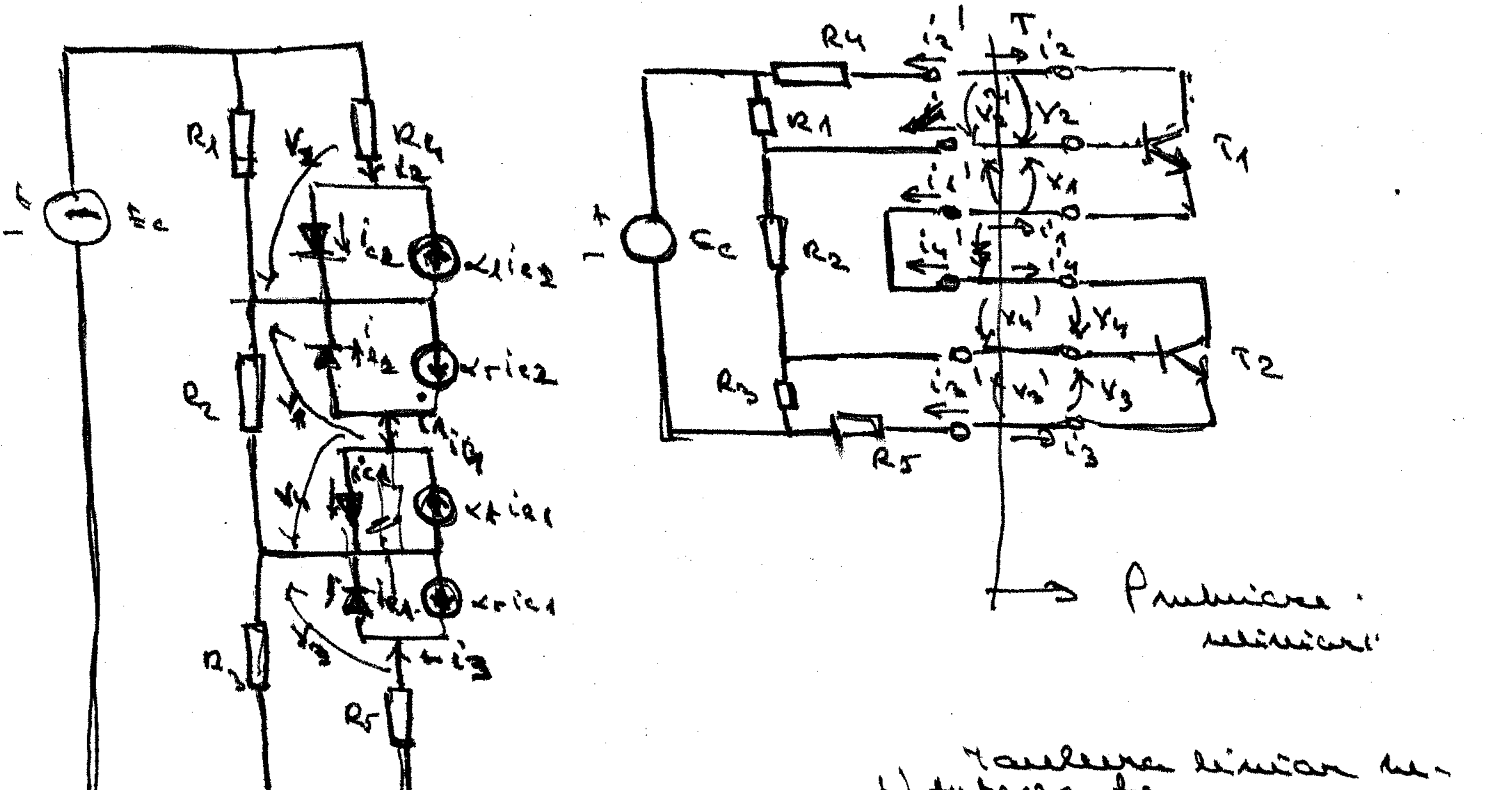
Exemplul 2

Să analizăm circuitul din figura:



— fig 3 : Etajul cascodă

• Conform indicaţiilor date la par. 1, punctele ,,respectate de realitate" sunt date de circuitul ,,reactiv":



c) circuitul reactiv — fig 4 — b) Tăietura liniar neliniar

Se poate scrie ușor ecuația părții neliniare

$$\begin{cases} i_1 = f_1(v_1) - \alpha_r^{1} f_2(v_2) \\ i_2 = -\alpha_f^{1} f_1(v_1) + f_2(v_2) \end{cases} \qquad \begin{aligned} i_3 &= f_3(v_3) - \alpha_r^{11} f_4(v_4) \\ i_4 &= -\alpha_f^{11} f_3(v_3) + f_4(v_4) \end{aligned} \quad (13)$$

sau condensat

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -\alpha_r^{1} & 0 & 0 \\ -\alpha_f^{1} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1^{11} & -\alpha_r^{11} \\ 0 & 0 & -\alpha_f^{11} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_1(v_1) \\ f_2(v_2) \\ f_3(v_3) \\ f_4(v_4) \end{pmatrix} \quad (14)$$

sau $\boxed{i = T\,F(v)}$ (15) $\boxed{T = T_1 \oplus T_2}$ (15') $\begin{cases} T_1 = \begin{pmatrix} 1 & -\alpha_r^{1} \\ -\alpha_f^{1} & 1 \end{pmatrix} \\ T_2 = \begin{pmatrix} 1 & -\alpha_r^{11} \\ -\alpha_f^{11} & 1 \end{pmatrix} \end{cases}$

iar $f_k(v_k)$ reprezintă o dr. caract. de diodă, de tipul celei din fig 2 – sau alt tip, mai general)

Pentru a scrie restricția pe care partea liniară o impune tranzistorului, vom folosi formalismul matricii ~~impedanță~~ admitanță nedefinită G. Mai exact:

$\boxed{i' = G v' - B}$ (16) unde vectorul B – B trebuie să țină cont de prezența surselor (ce va vedea de ce ar fi luat –) iar G, este matricea admitanței nedefinite a multiportului format prin eliminarea surselor independente (cele de curent se fac goluri, iar cele de tensiune scurtcircuit)

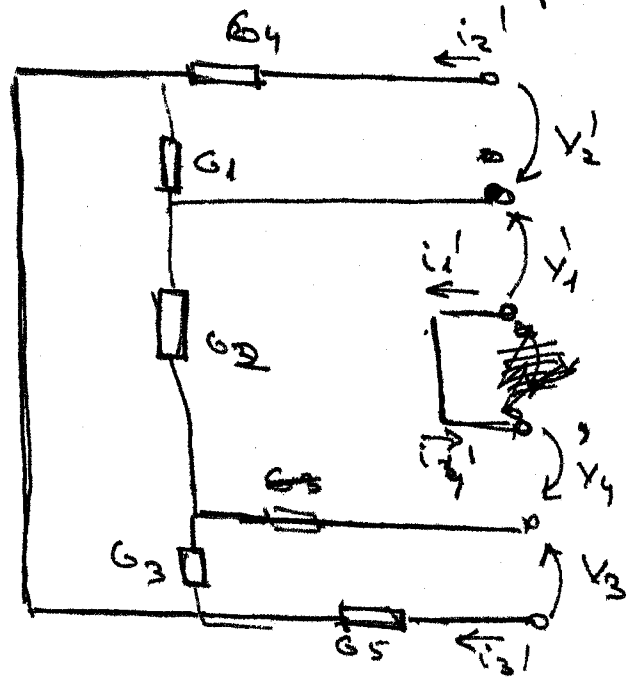
Deși nu vom avea nevoie niciodată de B pentru a face o afirmație de unicitate, îl vom calcula, în acest ~~în cursul~~ exemplu:

Calculul lui ~~x~~ B

Aşa cum rezultă aplicat din ex. 1

Să ~~mai~~ facem mai întîi observaţia : Obs. 6

Observaţia 6 Există în mod evident matrice admitanţă la multiporţii cărui multiport liniar ~~(v. fig 4)~~ transformat :



— fig 5 —

Multiport liniar „pasivat" şi bornele sale de intrare

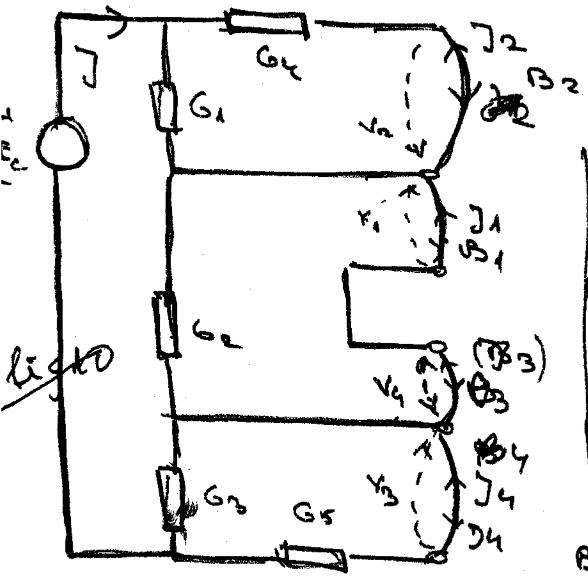
nu creează nici o bornă ~~de~~ numai din laturi de poartă. Deci G există.

Pe de altă parte să menţionăm doar ca observaţie că R nu există cu certitudine, cărui multiport îi introduce restricţia $i_1' = i_4'$, care astfel nu mai sunt liniar independenţi. Aceasta se va vedea şi din faptul că $\det G = 0$. Tot tangenţial să remarcăm că $\det G = 0$ poate avea influenţe negative asupra rezolvării soluţiei (v. tor. de la cap IV).

Totuşi

Totuși, analiza noastră nu ar fi exactă dacă B nu ar exista. Vom proceda în acest caz ca la Cap 4.D, obținând o ecuație de tipul $A\,E(x) + Bx = c$, cu privire la care iarăși avem diverse teoreme foarte clare de unicitate.

Calculul lui B. – se vede din figură.



– fig 6: calculul lui B.

$$J = E_c \frac{(G_4+G_1)(G_3+G_5)}{G_4+G_1+G_3+G_5}$$

$$B_2 = J_2 = \frac{G_4}{G_1+G_4}\cdot J = E_c \cdot \frac{G_4(G_3+G_5)}{G_4+G_3+G_1+G_5} \qquad a)$$

$$B_1 = J_1 = -J = -E_c \frac{(G_4+G_1)(G_3+G_5)}{G_4+G_1+G_3+G_5} \qquad b) \qquad (17)$$

$$B_3 = J_3 = J = E_c \frac{(G_4+G_1)(G_3+G_5)}{G_4+G_1+G_3+G_5} \qquad c)$$

$$B_4 = J_4 = -\frac{G_5}{G_3+G_5} J = -\frac{G_5(G_4+G_1)}{G_1+G_3+G_4+G_5} \qquad d)$$

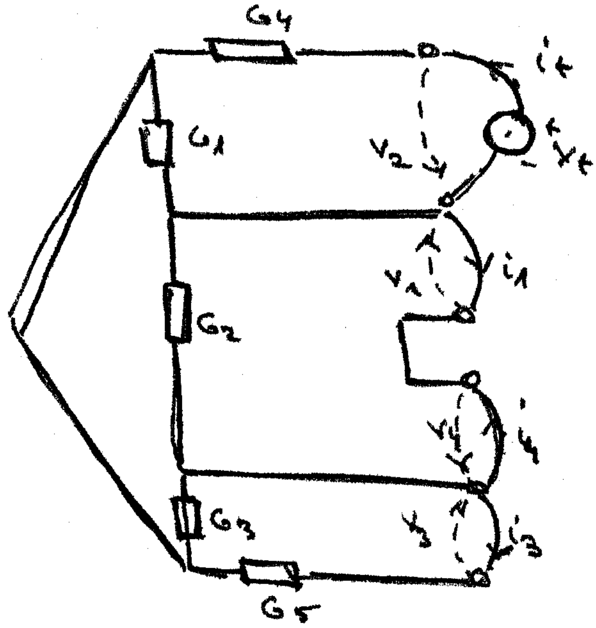
$\boxed{\text{Observația 7}}$: Am luat toate porțile receptoare și am marcat curenții rezultați cu J_K. De fapt dată am ținut cont de modul cum este definită "poarta" (sensul lui V_K, figurat punctat). Astfel J-urile trebuie să fie surse multiport, și noi am calculat B-urile, toate cu direcții inverse, deci $-J$, adică tocmai B-urile din relația 16).

Aceste observații pot fi utile și în înțelegerea semnelor din calculul lui G (fig 7)

Calculul lui G

$\boxed{\text{Observația 8}}$: se presupune metoda amintită din cap. anterioare. Ea este deasemenea evidentă și din figurile de mai jos: (Semnele sunt luate încât curenții să intre" în porțile fizice")

Pentru poarta 2 :



— fig 7 —: calculul parametrilor la poarta 2

Și avem:

$$i_t = V_t\left[\frac{G_4(G_1+G_3+G_5)}{G_4+G_1+G_3+G_5}\right] \Rightarrow G_{22} = \frac{G_4(G_1+G_3+G_5)}{G_\Delta} \qquad (18\ a)$$

$$(G_\Delta = G_4+G_1+G_3+G_5)$$

iar o analiză atentă a drumului curenților dă:

$$G_{12} = \frac{i_1}{v_t} = \frac{i_1}{i_t}\cdot\frac{i_t}{v_t} = \frac{i_1}{i_t}\cdot G_{22} = -\frac{G_3+G_5}{G_3+G_5+G_1}\cdot G_{22} = -\frac{G_4(G_3+G_5)}{G_\Delta}$$

Explicatie:
- (i_1 canalizează curenții prin G_3 și G_5)
- semnul lui i_1 contrar cu al lui i_t

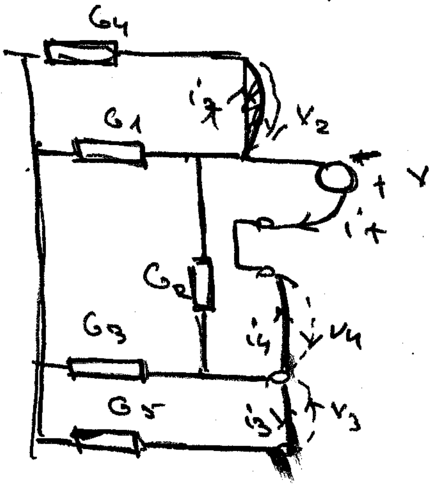
b)

$$G_{32} = \frac{i_3}{v_t} = \frac{i_3}{i_t}\cdot G_{22} = -\frac{G_5}{G_3+G_5+G_1}\cdot G_{22} = -\frac{G_4 G_5}{G_\Delta} \qquad c)$$

$$G_{42} = \frac{i_4}{v_t} = \frac{i_4}{i_t}\cdot G_{22} = -\frac{i_1}{i_t}G_{22} = -G_{21} = \frac{G_4(G_3+G_5)}{G_\Delta} \qquad d)$$

$$= \frac{G_3+G_5}{G_3+G_5+G_1}\cdot G_{22}$$

La poarta 1 : (așezăm figura mai avantajos)



-fig 8-

(19)

$$G_{11} = \frac{i_t}{v_t} = G_2 + \frac{(G_4+G_1)(G_3+G_5)}{G_4+G_1+G_3+G_5} \qquad (a)$$

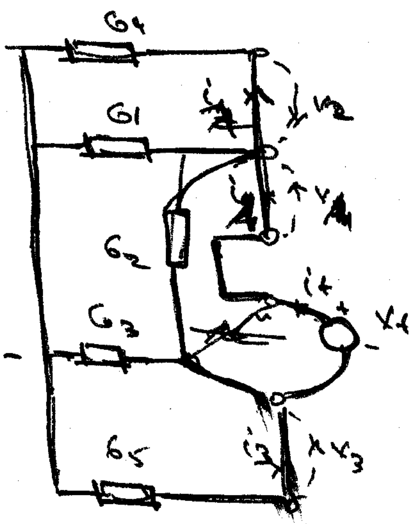
$$G_{21} = \frac{i_1}{v_t} = -\left(\frac{G_4}{G_4+G_1}\cdot i_{14}\right)/v_t = \qquad (19) \qquad (b)$$

$$= -\frac{G_4}{G_4+G_1}\cdot\frac{(G_4+G_1)(G_3+G_5)}{G_4+G_3+G_1+G_5} = -\frac{G_4(G_3+G_5)}{G_\Delta}.$$

$$G_{31} = +\frac{G_5}{G_3+G_5}\cdot\frac{(G_4+G_1)(G_3+G_5)}{G_4+G_1+G_3+G_5} = \frac{G_5(G_4+G_1)}{G_\Delta}. \qquad (c)$$

$$G_{41} = -G_{11} \qquad (d)$$

La poarta 4 :



-fig 9-

(20)

$$G_{44} = \frac{i_t}{v_t} = G_2 + \frac{(G_4+G_1)(G_3+G_5)}{G_4+G_1+G_3+G_5} = G_{11} \qquad (a)$$

$$G_{14} = -G_{44} \qquad (20) \qquad (b)$$

$$G_{24} = \frac{G_4}{\cancel{G_4+G_1}}\cdot\frac{\cancel{(G_4+G_1)}(G_3+G_5)}{G_4+G_1+G_3+G_5} = \qquad (c)$$

$$= \frac{G_4(G_3+G_5)}{G_\Delta}$$

$$G_{34} = -\frac{G_5}{G_3+G_5}\cdot\frac{(G_4+G_1)(G_3+G_5)}{G_\Delta} = -\frac{G_5(G_1+G_4)}{G_\Delta} \qquad (d)$$

La poarta 3 :

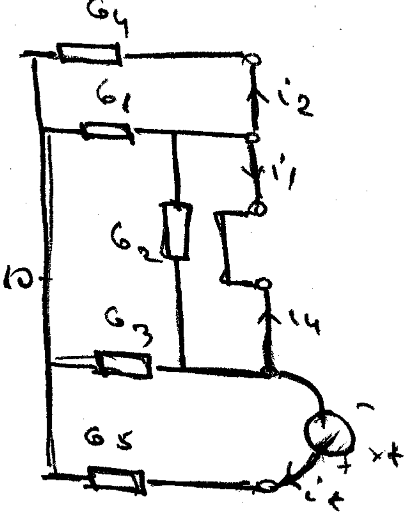


fig 10

(21) (21)

$$G_{33} = \frac{i_t}{v_t} = \frac{G_5(G_3+G_1+G_4)}{G_5+G_3+G_1+G_4} \qquad (a)$$

$$G_{13} = \frac{G_1+G_4}{G_1+G_4+G_3}\cdot G_{33} = \frac{G_5(G_1+G_4)}{G_\Delta} \qquad (b)$$

(se cumulează curenții prin G_4 și G_1)

$$G_{23} = -\frac{G_4}{G_1+G_4+G_3}G_{33} = -\frac{G_4G_5}{G_\Delta} \qquad (c)$$

$$G_{43} = -G_{13} = -\frac{G_5(G_1+G_4)}{G_\Delta} \qquad (d)$$

Avem drept urmare (18, 19, 20, 21)

$$
G = \begin{pmatrix}
\overbrace{G_2 + \dfrac{(G_1+G_4)(G_3+G_5)}{G_1}}^{G_{11}} & -\dfrac{G_4(G_3+G_5)}{G_1} & \dfrac{G_5(G_1+G_4)}{G_1} & -G_{11} \\
-\dfrac{G_4(G_3+G_5)}{G_1} & \dfrac{G_4(G_1+G_3+G_5)}{G_1} & -\dfrac{G_4G_5}{G_1} & \dfrac{G_4(G_3+G_5)}{G_1} \\
\dfrac{G_5(G_1+G_4)}{G_1} & -\dfrac{G_4G_5}{G_1} & \dfrac{G_5(G_1+G_3+G_4)}{G_1} & -\dfrac{G_5(G_1+G_4)}{G_1} \\
-G_{11} & \dfrac{G_4(G_3+G_5)}{G_1} & -\dfrac{G_5(G_1+G_4)}{G_1} & G_{11}
\end{pmatrix} \qquad (22)
$$

$\boxed{\text{Observația 9}}$

Așa cum era de așteptat (v. Obs 6), G era simetrică și $\det G = 0$ căci linia 4 este linia 1 negată. Analizând circuitul se vede că trebuia să ne așteptăm la așa ceva, cauza fiind „scurtul" pe care multiportul îl oferă la terminalele superioare.

Am spus că, dacă nu s-ar fi putut scrie G, am fi procedat la o reprezentare hibridă și tot am ajunge <u>întotdeauna</u> la scrierea ecuației în forma $A\,F(x) + B\,x = C$ (vezi Cap 4 D)

Să mai menționăm că acest lucru nu este necesar, căci dacă ținem cont de prezența rezistențelor de terminal ale tranzistoarelor și le „trecem" în partea liniară, obținem un circuit liniar în care G poate fi <u>scris întotdeauna</u>.

Am obținut deci ecuațiile:

$i = TF(v)$ (15)

$i' = Gv' - B$ (16)

cu T dat în (14), G în (22), B în (17).

Să mai adăugăm relațiile „ogeului" (vezi fig 4)

$$\begin{cases} i' = -i \\ v' = v \end{cases} \quad (23)$$, de unde

$i' = Gv - B = -TF(v)$ sau

$$\boxed{TF(v) + Gv = B} \quad (24)$$, adică am adus e-

cuația la forma $AF(x) + Bx = C$, și îi putem aplica orice teoremă de la § cap 4 – D

O teoremă care s-ar putea dovedi deosebit de utilă ar fi T15. Aici se permite lui F să fie modelat standard de rx (se cere numai ca fi să fie strict crescătoare de astfel.)

Ar trebui să verificăm că $(T, G) \in V/_o$. (25)

Cum T este tare dominantă pe coloane, (o aflăm de la pag 254) ar fi suficient să arătăm că D e slab dominant pe coloane. Prin inspecție directă vedem că acest lucru nu poate fi adevărat, căci de exemplu

$$G_{11} \not\geq (|G_{21}| + |G_{31}| + |G_{41}|) = G_{11} + \frac{G_5(G_1+G_4) + G_4(G_3+G_5)}{G_2}$$

Am putea încerca să găsim un M ai

MT, MG să fie tari dominante pe col-

Observatie 10

In orice caz însă, pot ~~...~~ aplica verificarea condiţiilor de definire a lui $X/0$:

– 1) $\det(T * D + G) \neq 0 \quad \forall\, D \geq 0$ (matrice diag cu elemente pozitive)

– 2) $\exists$ o pereche M, N din $\mathcal{Y}(A, B)$ a.î. $M^{-1}N \in P_0$

etc.

Căutarea variantei implică un număr finit de teste, aşa că, în principiu se poate face uşor pe calculator.

Deoarece presupunem faptul că $\exists\, T^{-1}$, ecuaţia poate fi pusă în forma:

$$(26) \quad F(x) + T^{-1} G x = T^{-1} B.$$

adică un caz particular din

$$(27) \quad F(x) + A x = B$$ şi sunt aplicabile teoremele din par. 3.C,

Astfel, pentru neliniarităţile lui F (f_k) de tipul la diodelor standard, mai general $\in \mathcal{E}^n$ şi lui $\hat{F}_{00}$, teorema 6, ne spune că ecuaţia are o soluţie unică,

<u>dacă şi numai dacă</u>

$$T^{-1} G \in P_0 \quad (28)$$

$$\det G \neq 0 \quad (29)$$

<u>dacă nu se respectă ipotezele</u>

Observatie 11

Deducem deci că, modelul standard al diodelor, ~~poate să~~ va duce <u>riguros</u>, pentru anumite surse, la situaţii <u>fără soluţie</u>. Este o altă problemă dacă aceste valori ale surselor sunt acceptabile practic.

$\boxed{\text{Observația 12}}$

Dacă însă ne axăm numai asupra problemei unicității, exact ca și exemplul precedent, se ajunge la concluzia că $A \in P_0$ ~~este~~ este o condiție suficientă pentru unicitate. Teorema 11 de ~~să~~ necesitate este și mai precisă: ea ne spune că, dacă $A \notin P_0$, pentru neliniaritățile standard ale diodelor, vor exista întotdeauna valori ale surselor (B - vezi în Lc 27) care produc măcar două soluții X, Y, la orice distanță δ ! Din nou lăsăm deoparte dacă aceste B sunt acceptabile practic.

Oricum însă, dacă am putea arăta că $A \in P_0$, din Th 4, (care ~~...~~ exclude și posibilitatea definirii l_i-ilor numai pe domenii finite) știm că nu pot exista mai multe soluții.

Trebuie deci să testăm că $A \in P_0$.

La noi

$$A = \begin{bmatrix} 1 & -\alpha_R' & 0 & 0 \\ -\alpha_F' & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -\alpha_R'' \\ 0 & 0 & -\alpha_F'' & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} G_{11} & -G_4(G_3+G_2) & G_5(G_1+G_4) & -G_{11} \\ -G_4(G_3+G_5) & G_{22} & -G_4G_5 & G_4(G_3+G_5) \\ G_5(G_1+G_4) & -G_4G_5 & G_{33} & -G_5(G_1+G_4) \\ -G_{11} & G_4(G_3+G_5) & -G_5(G_1+G_4) & G_{11} \end{bmatrix} \quad (30)$$

$\boxed{\text{Observația 13}}$

Cum nu este adevărat că G e slab dominant pe coloane, nu știm apriori că $A \in P_0$. Trebuie făcute calculele care implică:

- inversarea lui $T \rightarrow T^{-1}$
- înmulțirea lui T^{-1}. cu C. $\rightarrow A$
- verificarea lui $A \in P_D$ (putem de exemplu să o facem cu ajutorul condiției ca toți minorii principali ai lui A să fie pozitivi. Vom avea însă 2^n-1 (aici $2^4-1=15$ astfel de determinanți: 4 de ordin 1, $C_4^2=6$ de ordin 2, $C_4^3=4$ de ordin 3, 1 de ordin 4), ~~care se face calculul manual~~ Astfel se recurge la Apt C – program

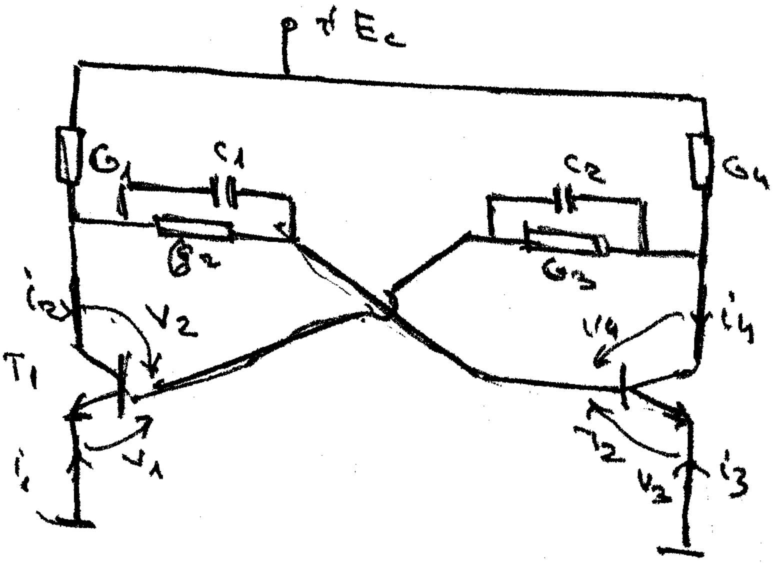
Toate acestea fac calculul manual destul de ~~[illegible]~~ dificil. Totuși ~~[illegible]~~ merită făcut, căci numai astfel s-ar putea obține rezultate generale (de genul celor din exemplul precedent. Desigur anumite „artificii" vor facilita discuția.

În schimb, calculul pe calculator este foarte simplu, dacă acesta e echipat cu programe de operații cu matrici și calcule de determinanți. Astfel pentru un set de valori ale parametrilor se va obține răspunsul dacă ~~[illegible]~~ putem fi sau nu siguri de unicitatea soluției. Dezavantajul acestui procedeu este că nu putem afla rezultate generale, fără a particulariza valorile elementelor. (v. Apt C pentru program)

În cele ce urmează se va vedea că pe de o parte, ~~[illegible]~~ se poate face relativ ușor analiza „manuală" a unor sisteme (exemplul 3') și pe de altă parte pentru anumite clase de sisteme, se pot afla rezultate fără a mai face nici un calcul (!), independent de valorile elementelor din schemă (!). Nici nu e mai fi nici măcar necesar să scriem ecuațiile circuitului!

Exemplul 3

Să analizăm circuitul din figură:



–fig. 11– Circuit cu curent pentru posibilități bistabile.

Ne propunem să stabilim ecuațiile circuitului rezistiv. Nu vom mai reface toate pașii – căci se procedează exact ca la exemplul precedent, calculându-se B, G, T și ajungându-se la relația

(31) $TF(v) + Gv = B$ unde

(32) $T = \begin{bmatrix} 1 & -\alpha_r' & 0 & 0 \\ -\alpha_f' & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -\alpha_r'' \\ 0 & 0 & -\alpha_f'' & 1 \end{bmatrix}$ (33) $B = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix}$ → nu contează în discuția unicității generale (adică pe $\forall B$)

(34) $G = \begin{bmatrix} G_1+G_2+G_3 & -(G_1+G_2) & -(G_2+G_3) & G_3 \\ -(G_1+G_2) & G_1+G_2 & G_2 & 0 \\ -(G_2+G_3) & G_2 & G_2+G_3+G_4 & -(G_3+G_4) \\ G_3 & 0 & -(G_3+G_4) & G_3+G_4 \end{bmatrix}$

Este clar că trebuie să analizăm apartenența la P_0 a matricii $A = T^{-1} G$, (35)

$\cancel{T^{-1} = [1-\alpha_t'\alpha_r']}$ Cu $\begin{cases} 1-\alpha_t'\alpha_r' = k' \\ 1-\alpha_t''\alpha_r'' = k'' \end{cases}$ (36) $\Rightarrow \det T = k' k''$ (37)

și $T^{-1} =$

$$(38)\quad T^{-1} = \frac{1}{k'k''}\begin{bmatrix} k'' & \alpha_r' k'' & 0 & 0 \\ \alpha_t' k'' & k'' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k' & \alpha_r'' k' \\ 0 & 0 & \alpha_t'' k' & k' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{k'}\begin{bmatrix} 1 & \alpha_r' \\ \alpha_t' & 1 \end{bmatrix} & 0 \\ 0 & \frac{1}{k''}\begin{bmatrix} 1 & \alpha_r'' \\ \alpha_t'' & 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

~~Așa că~~ $= \begin{bmatrix} T_1^{-1} & 0 \\ 0 & T_2^{-1} \end{bmatrix}$ ($\boxed{\text{Generalizări 14}}$ forma particulară a lui T permite inversarea ca simplă, ~~inversând~~ inversare componentă T_k!)

Să calculăm acum $T^{-1} G =: A$:

$$(39)\quad A = \begin{pmatrix} \frac{1}{k'}\left(G_1+G_2+G_3 + \alpha_r'(G_1+G_2)\right) & \frac{1}{k'}\left[-(G_1+G_2)+\alpha_r'(G_1+G_2)\right] & \frac{1}{k'}\left(-(G_2+G_3) + \alpha_r' G_2\right) & \frac{1}{k'}\left[G_3\right] \\ \frac{1}{k'}\left(\alpha_t'(G_1+G_2+G_3) - (G_1+G_2)\right) & \frac{1}{k'}\left[-\alpha_t'(G_1+G_2) + G_1+G_2\right] & \frac{1}{k'}\left[\alpha_t'(G_2+G_3) + G_2\right] & \frac{1}{k'}\left[\alpha_t' G_3\right] \\ \frac{1}{k''}\left(-(G_2+G_3) + \alpha_r'' G_2\right) & \frac{1}{k''}\left[\alpha_r'' G_2\right] & \frac{1}{k''}\left[G_2+G_3+G_4 - \alpha_r''(G_3+G_4)\right] & \frac{1}{k''}\left[-(G_3+G_4) + (G_3+G_4)\alpha_r''\right] \\ \frac{1}{k''}\left(-(G_2+G_3)\alpha_t'' + G_3\right) & \frac{1}{k''}\left[\alpha_t'' G_2\right] & \frac{1}{k''}\left[\alpha_t''(G_2+G_3+G_4) - (G_3+G_4)\right] & \frac{1}{k''}\left[-(G_3+G_4)\alpha_t'' + G_3+G_4\right] \end{pmatrix}$$

~~Dacă~~ Aplicat acestei matrici, testele de apartenență la P_0 ne va da condiția necesară și suficientă pentru ca stabilitatea să fie posibilă. Desigur că în cazul general (G_i neactualiz.)

~~...~~ calculul va fi complicat. Totuşi rezultatele vor putea fi obţinute în fiecare caz concret, privind partic. lui G.

(Aplicaţia C)

Observaţia 15

Mai mult, nu am dorit să scriu formulele dezvoltate a celor 15 determinanţi principali, şi că problema condiţiei ca ei să fie reali, pentru a obţine un set de 15 inegalităţi, impune lui $\alpha r'$, $\alpha r''$, $\alpha t'$, $\alpha t''$, G_1, G_2, G_3, G_4, pentru a fi posibilă testabilitatea

Să observăm că factorii k', k'' pot fi oricari, care se vor ivi ca factor din fiecare minor, pe o linie şi că pentru $\alpha r', \alpha t', \alpha r'', \alpha t'' < 1$ elementele de pe diag principală (şi deci primii 6 minori — de ord 1 sunt evident nenegative). Rămîn de calculat

6 minori de ordin 2
4 minori de ordin 3
1 minor de ordin 4.

Nu vom face aceste calcule aici. (deşi el era totuşi posibil. Numai pentru simplificarea calcu. teoretic (însă pierzînd prin aceasta ceva din generalitatea procedurii — oricînd aplicabilă) să presupunem satisfăcută relaţia de simetrie:

$$\alpha r' = \alpha r'' \quad \alpha t' = \alpha t'' \quad G_2 = G_3, \; G_1 = G_4.$$

(uşor de realizat în tehnologia integrată)

În acest caz, forma specială a matricei A:
(fără a mai considera k-urile) — cf. obs. de mai sus]

$$A'_{(\text{karak})} = \begin{array}{c|c} & \begin{array}{cc} M & N \end{array} \\ \begin{array}{c} M \\ N \end{array} & \left(\begin{array}{cc|c} G_1+2G_2-\alpha_r(G_1+G_2) & -(G_1+G_2)+\alpha_r(G_1+G_2) & \\ \alpha_t(G_1+2G_2)-(G_1+G_2) & -\alpha_t(G_1+G_2)+(G_1+G_2) & N \\ \hline -2G_2+\alpha_r G_2 & G_2 & \\ -2G_2\alpha_t+G_2 & \alpha_t G_2 & M \end{array}\right) \end{array} \qquad (40)$$

(datorită simetriilor).

Presupunem $G_1, G_2 \geq 0$, $\alpha_r \alpha_t \in (0,1)$ și avem de calculat:

1) 4 minori de ordinul 1:

$$\begin{cases} a_{11} = G_1(1-\alpha_r)+G_2(2-\alpha_r) \geq 0 \\ a_{22} = G_2 \geq 0 \\ a_{33} = a_{11} \geq 0 \\ a_{44} = a_{22} \geq 0 \end{cases} \qquad (41)$$

2) Dintre cei 6 minori de ordin 2, din rațiuni evidente de simetrie, calculăm numai 4.

Minorul	1-3	2-4	1-2	1-4

(s-au dat indicii coloanelor respective).

$$M_{12} = \begin{vmatrix} G_1(1-\alpha_r)+G_2(2-\alpha_t) & G_1(\alpha_r-1)+G_2(\alpha_r-1) \\ G_1(\alpha_t-1)+G_2(2\alpha_t-1) & G_1(1-\alpha_t)+G_2(1-\alpha_t) \end{vmatrix}.$$

$$= m_{11}m_{22} - m_{12}m_{21} = \ldots \geq 0 \qquad (42')$$

<u>Altfel</u>

$$M_{12} = \det\begin{bmatrix} 1 & -\alpha_r \\ -\alpha_t & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} 2G_2+G_1 & -(G_1+G_2) \\ -(G_1+G_2) & G_1+G_2 \end{bmatrix} = \det(T\cdot\tilde{G}),$$

deci $T, \tilde{G}$ tare dominante (slab) pe coloane $\Rightarrow T\cdot\tilde{G} \in P$?

(T8 B IV) $\Rightarrow \det(T\cdot\tilde{G}) \overset{?}{\geq} 0$

$$M_{14} = \begin{vmatrix} G_1(1-\alpha r) + G_2(2-\alpha r) & G_2 \\ G_2(1-2\alpha t) & (G_1+G_2)(1-\alpha t) \end{vmatrix} =$$

$$= G_1^2(1-\alpha r)(1-\alpha t) + G_2^2\left[(2-\alpha r)(1-\alpha t) - (1-2\alpha t)\right] +$$

$$+ G_1 G_2 (1-\alpha t)(1-\alpha r + 2 - \alpha r) =$$

$$= G_1^2 K_1 + G_2^2 K_2 + G_1 G_2 \cdot K_3$$

Unde se vede imediat că $K_1, K_2, K_3 \geq 0$

Deci $M_{14} \geq 0$. (42'')

$$M_{13} = \begin{vmatrix} G_1(1-\alpha r) + G_2(2-\alpha r) & G_2(\alpha r - 2) \\ G_2(\alpha r - 2) & G_1(1-\alpha r) + G_2(2-\alpha r) \end{vmatrix} =$$

$$= \left[G_1(1-\alpha r) + G_2(2-\alpha r)\right]^2 - \left[G_2(\alpha r - 2)\right]^2 =$$

$$= \left[G_1(1-\alpha r) + \cancel{G_2(2-\alpha r)} + \cancel{G_2(\alpha r-2)}\right]\left[G_1(1-\alpha r) + G_2(2-\alpha r) - G_2(\alpha r - 2)\right]$$

Din nou este evident că $M_{13} \geq 0$. (42''')

în sfârşit:

$$M_{24} = \begin{vmatrix} (G_1+G_2)(1-\alpha t) & \alpha t G_2 \\ \alpha t G_2 & (G_1+G_2)(1-\alpha t) \end{vmatrix} =$$

$$= \left[(G_1+G_2)(1-\alpha t)\right]^2 - \alpha t^2 G_2^2 =$$

$$= \underbrace{\left[(G_1+G_2)(1-\alpha t) + \alpha t G_2\right]}_{> 0} \left[(G_1+G_2)(1-\alpha t) - \alpha t G_2\right]$$

, aşa că rămâne de discutat semnul expresiei:

$$G_1(1-\alpha t) + G_2(1-2\alpha t) \overset{?}{\lessgtr} 0 \quad (43)$$

și este evident că, dacă dorim ca semnul să fie pozitiv (deci mono-soluție):

$$(G_1+G_2)(1-\alpha t) > \alpha t\, G_2 \Rightarrow$$

$$\boxed{\frac{\alpha t}{1-\alpha t} < \frac{G_1+G_2}{G_2} = 1+\frac{G_1}{G_2} = 1+\frac{R_2}{R_1}} \,, \qquad (44)'$$

condiția necesară și suficientă pentru ca $m_{24} \geq 0$

3) Se trece la cei 4 determinanți de ordin trei, de fapt e nevoie doar de 2 calcule după cum se vede mai jos:

$$\Delta_{123} = \left|\begin{array}{cc|c} m_{11} & m_{12} & m_{11} \\ m_{21} & m_{22} & m_{21} \\ \hline m_{11} & m_{12} & m_{11} \end{array}\right| \qquad \Delta_{234} = \left|\begin{array}{c|cc} m_{22} & m_{21} & m_{22} \\ \hline m_{12} & m_{11} & m_{12} \\ m_{22} & m_{21} & m_{22} \end{array}\right|$$

$$\Delta_{124} = \left|\begin{array}{cc|c} m_{11} & m_{12} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} & m_{22} \\ \hline m_{21} & m_{22} & m_{22} \end{array}\right| = \Delta_{234}$$ (după permutări permise de linii și coloane)

$$\Delta_{134} = \begin{vmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} & m_{22} \\ m_{21} & m_{22} & m_{22} \end{vmatrix} = \Delta_{123}$$ (—"—)

Rămîn de calculat determinanții Δ_{123}, Δ_{234}.

Pentru a nu încărca expunerea nu redau aceste calcule rezultatul este

$$\left.\begin{array}{c} \Delta_{123}, \Delta_{234}, \\ (\text{deci și } \Delta_{124}, \Delta_{134}) \end{array}\right. \geq 0 \qquad (45)$$

(se poate folosi condensarea pivotată, la fel ca pentru cazul determinantului de ordin 4, care urmează, și unde, din forma dată $\left(\begin{array}{c|c} M & N \\ \hline N & M \end{array}\right)$ și aplicarea formulei (v. [2])

$$\det\begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} = \det A_{11} \cdot \det\left(A_{22} - A_{21} A_{11}^{-1} A_{12}\right)$$

se deduce:

$$\det\begin{pmatrix} M & N \\ N & M \end{pmatrix} = \det(M+N) \cdot \det(M-N) \qquad (46')$$

Deci mai rămân de analizat doi determ. de ord.

din doi

$$\det(M+N) = \det\left(\begin{array}{c|c} G_1(1-\alpha_t)+G_2(1-\alpha_t)+G_2(\alpha_t-2) & G_1(\alpha_t-1)+G_2(\alpha_t-1+1) \\ \hline G_1(\alpha_t-1)+G_2(2\alpha_t-1)+G_2(1-2\alpha_t) & (G_1+G_2)(1-\alpha_t)+2\alpha_t G_2 \end{array}\right)$$

$\det(M-N) = \det$ - - - - - -

Acest calcul duce ușor la concluzia că

— și det. de ordin 4 este pozitiv (46)

$\boxed{\text{Concluzia 3}}$: circuitul desenat în fig 11 ~~...~~

poate fi bistabil ~~...~~ dacă:

$$\boxed{\frac{\alpha_t}{1-\alpha_t} < 1 + \frac{R_2}{R_1}} \qquad (44)$$

$\boxed{\text{Observația 14}}$

Calculul precedent, deși oarecum greoi, a fost schițat în două scopuri

1) Pentru a arăta că inecuația (44) poate fi obținută, (în ipoteza simetriei), ca fiind condiția necesară pentru bistabilitate, <u>fără nici o aproximare, și indiferent de variația caracteristicilor</u>

- pentru a introduce diferențele obținerii unor rezultate generale (fără a da valori parametrilor) în cazurile în care ordinul ecuațiilor crește.

Sperăm că aceasta va ~~fi~~ face și mai evidentă eficacitatea și eleganța rezultatelor care urmează. Pentru anumite clase de circuite, se vor da teoreme de unicitate, a căror valabilitate să rezulte <u>din simpla inspectare a topologiei circuitului</u>. Din păcate, aceste clase, deși netriviale, nu acoperă decât o parte mică din topologiile circuitelor care intervin în practica electronicii. <u>Considerăm însă că o dată pornit în această direcție, este evident că se vor obține rezultate tot mai promițătoare.</u> În general aceste eforturi, pot duce la o mai bună înțelegere a ~~modului~~ ușoară "modului de funcționare a modelelor" - de circuite.

Observația 15

Ideea de bază în ceea ce va urma ~~să~~ a putut fi văzută în paginile anterioare. Ea ~~[illegible]~~ transpare în jurnal T 8 B cap 3, care afirmă că

$$A = T^{-1} G \in P_0 \text{ dacă } \begin{cases} T \text{ e tare dominantă pe coloane} \\ G \text{ e slab dom. pe coloane.} \end{cases}$$

<u>Vom căuta deci clasa acelor circuite pentru care G e dominantă pe coloane.</u>