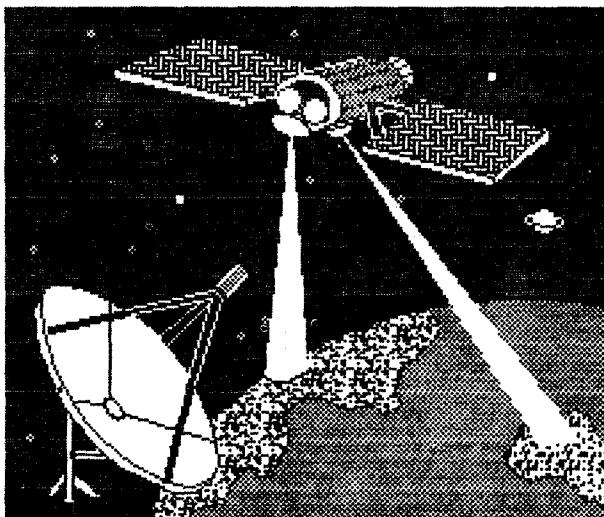


Sistemul european de transmisie directa de la satelit a programelor de televiziune este rascolit de controverse in ce priveste adoptarea unanima a unui anumit tip de transmisie. Totusi se fac cercetari in domeniul 20-30 GHz (banda Ka) si pentru cresterea puterii emise de sateliti, ceea ce va permite utilizarea la receptie a unor antene de dimensiuni reduse(sub 0,5m).

Oricum, sistemul este in plina dezvoltare, noi sateliti fiind programati a fi lansati pe orbita in urmatorii ani.

#### BIBLIOGRAFIE

Mugur Savescu	"Radiorelee si radiocomunicatii spatiale"
Anthony Easton	"The satellite TV handbook"
***	"Communications engineering international"
***	dec. 1983, mai 1985, feb. 1988 "Le haut parleur" august 1985



\* \* \*

\* \* \*

#### IN ADINCINE

##### SPECIFICUL RATIONAMENTELOR "IN BUCLA"

Ing. Rosca Ioan

##### 1. Introducere

Una din marile cuceriri ale gindirii stiintifice este constientizarea existentei lanturilor circulare cauza-effect. Prezenta buclelor, a multiplelor legaturi care se stabilesc in sisteme complexe, obliga la o restructurare a conceptului de cauzalitate.

Punctul de pornire in conceperea acestui articol a fost constatarea ca insuficienta clarificare a specificului rationamentului "in cerc vicios" denaturaaza intelegerea circuitelor cu reactie (RAA,CAF,etc)

Se simte necesitatea unei metodologii adaptate pentru abordarea unor astfel de situatii. Lantul cauzal circular nu poate fi redus la o simpla suita unidirectionala. El impune un mod specific de analiza, un rationament global, obligindu-ne la parasierea universului deductiilor elementare, directe. Numai stabilirea complexului relatiilor dintre elementele sistemului (punerea in ecuatie) poate permite extragerea concluziei in forma explicita. Articolul demonstreaza ca rezolvarea prin "punere in ecuatie" este inevitabila in aceste cazuri, efect al structurii cibernetice de interdependiente.

Privita din acest unghi (in "consonanta" cu gindirea lui Stefan Odobleja ...) electronica apare ca o lupta necontenita pentru iesirea din capanca cercului vicios !

In unele cazuri, o data obtinut rezultatul, se trece la o "remodelare", stabilindu-se "circuite echivalente", cu care sa se poata extraage aceiasi concluzie printr-un rationament direct, liniar:

Ca exemplu, fie circuitul din fig.1a, compus din trei elemente la care se presupun cunoscute legile :

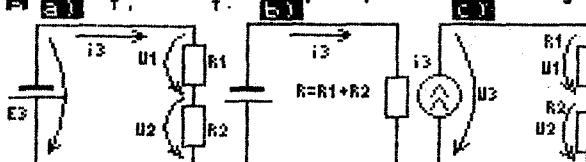


Fig.1

$U_3 = E_3$ ,  $I_3$  - oarecare : legea bateriei

$U_1 = R_1 \times I_1$  - legea elementului 1

$U_2 = R_2 \times I_2$  - pentru elementul 2

Conexiunea elementelor (legare in serie) este exprimata prin relatiile :

$$I_1 = I_2 = I_3 \quad U_1 + U_2 = E_3$$

Rezolvarea acestui circuit conduce la o problema circulara ! Pentru nici unul din elemente nu dispunem de o valoare "de start" care sa permita un calcul direct. De exemplu calcularea lui  $I_1$  reclama cunoasterea lui  $U_1$  :  $I_1 = U_1 / R_1$ .

Dar  $U_1$  poate fi obtinut din :  $U_1 = E_3 - U_2$ , unde  $U_2$  nu poate fi dedus decit din :  $U_2 = R_2 \times I_1$ ...

Asadar cercul s-a inchis !

Au obtinut insa ecuatia :  $R_1 \times I_1 = E_3 - R_2 \times I_1$  care permite calcularea solutiei :

$$I_1 = E_3 / (R_1 + R_2)$$

Experienta cistigata poate fi folosita pe viitor prin elaborarea unui "model echivalent" (fig.1b)

Cel care cunoaste valabilitatea acestei echivalente ("legarea in serie a rezistentelor") nu va mai fi obligat sa intre in "mrejile" rationamentului circular.

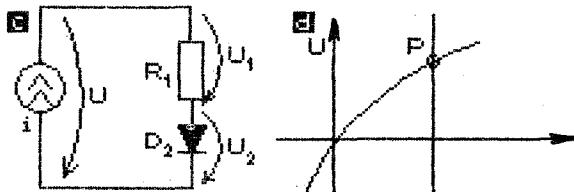
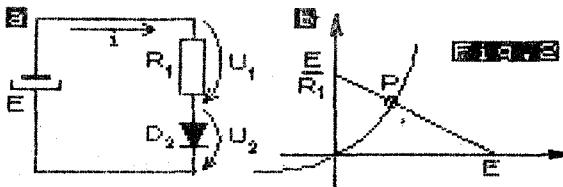
Desi simplu, acest exemplu reda expresiv modul in care teoria schemelor electrice ne serveste "retete de rezolvare" a problemelor de tip "ghicitoare".

Acest proces este esential, oferind electronistului putere de manevra. Cred insa ca este periculos sa pierdem din vedere prezenta bulei in spatele acestor reusite subterfugii. Este bine sa fim in garda, pentru ca "razboiul cu bucla" nu este niciodata incheiat ; ea este inamicul si ... prietenul nostru omniprezent!

Trebuie sa simtim deosebirea principala dintre circuitele 1a si 1c. Cazul din fig.1c, desi este caracterizat de exact aceleasi relatii ca cel din 1a, nu pune probleme circulare, permitind calculul direct al tuturor marimilor, pornind de la valoarea de start  $I_3$ .

Simplitatea exemplului analizat (si o anumita inertie de gindire ...) poate conduce la impresia ca aceste speculatii sunt nejustificate. De aceea vom reveni cu un alt doilea exemplu (fig.2) inlocuind rezistorul  $R_2$  cu un element neliniar - o dioda PN avind caracteristica :

$$(1) i_2 = I_0 e^{qU_2/RT_1} = a(e^{bU_2} - 1)$$



Dupa ce "rasturnam" legea diodei obtinind relatia (2)  $U_2 = 1/b \ln(I_2/a + 1)$ , putem rezolva circuitul din fig.2c in mod direct:  $U_1 = R_1 \times I_2$ ;  $U_2 = U_1 + U_2$

(Remarcati cu aceasta ocazie interesul pe care il prezinta obtinerea legii de dependenta a unui element  $L(U, I) = 0$  in forma explicita:  $U = f(I)$  sau  $I = g(U)$ )

In schimb cazul 2a este de tip "ghicitoare" (nu se dispune de un prim element pentru un calcul direct) Obtinem sistemul :

$$U_1 = R_1 \times I; I = a(e^{bU_2} - 1); U_1 + U_2 = E \text{ si in final ecuatie (3)}: U_2 + R_1 \times a(e^{bU_2} - 1) = E$$

Din pacate, nu exista o formula care sa exprime solutia unei ecuatii de tipul :

$$(4) x + A e^{-Bx} = C \text{ (ecuatie transcendentă)}$$

Nu vom avea deci posibilitatea rezolvării algebrice a circuitului 2a ! Apelam la metode de rezolvare aproximativa, la procedee numerice sau grafice (eventual executate de un calculator).

Astfel, se poate localiza solutia prin intersectarea graficelor :

$$I = a(e^{bU_2} - 1) \text{ si } I = (E - U_2)/R_1 \text{ (vezi fig.2b)}$$

Asadar de aceasta data nu am gasit o reteta care sa ne permita evitarea caracterului inchis, implicit, al buclei ! Chiar daca am folosi relatia  $U = R_1 \times I + 1/b \ln(I/a + 1)$  pentru a trasa caracteristica elementului compus rezistenta - dioda (vezi fig.2d), impossibilitatea rasturnarii acestei legi ne va obliga la o solutie grafica, in cazul atacului in tensiune !

Analiza circuitelor electronice ofera un impressionant spectacol de lupta pentru scoaterea la lumina a adevarurilor ascunse in hatisurile relatiilor

dintre elementele sistemelor complexe. Aceasta confruntare este presarata cu victorii spectaculoase, dar si cu infringeri dureroase. Consider ca relatarea exclusiva a victoriilor si lasarea in umbra a dificultatilor si nereusitelor, nu permite formarea unei concepții corecte privind universul de idei al electronicii.

Sa urmarim cîteva fragmente din aceasta "simfonie de cercuri vicioase". Cheia portativului ar putea fi intrebarea : "De unde incepe o roata de bicicleta ?"

## 2. Obtinerea si rezolvarea sistemului de ecuatii

In clasele primare am fost invatati sa rezolvam problemele de matematica in mod direct, intr-o succesiune de etape. Sa ne amintim cit de greu era de rezolvat cu aceasta mentalitate o problema de genul: "A, B si C au impreuna 140 de ani. Pe vremea cind B avea vîrstă actuală a lui C, C era de doua ori mai în vîrstă decit A. Cind C avea vîrstă actuală a lui A, el avea impreuna cu A vîrstă lui B. Citi ani au acum fiecare ?"

Numai copiii foarte perspicace vor putea invinge acest "ghem", cu ajutorul unor metode aritmétice ingenioase (rezentari geometrice etc.).

In clasele mai mari am aflat insa ca problema poate fi abordata altfel. O data introdusi in tainele algebrei, putem recurge la punerea problemei in ecuatie !

Astfel, notind x - vîrstă lui A ; y - vîrstă lui B si z - vîrstă lui C si traducind cu atentie conditiile impuse de enunt se obtine sistemul :

$$\begin{aligned} x + y + z &= 140 \\ z - (y - z) &= 2[x - (y - z)] \\ x - (z - x) + x &= y - (z - x) \end{aligned}$$

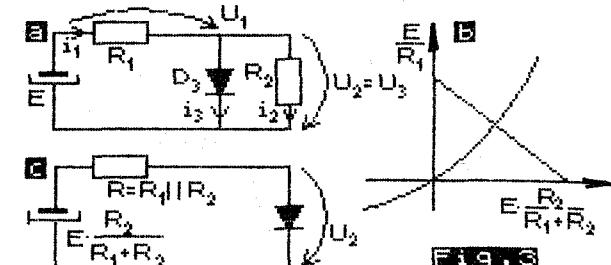
Dispunem de diverse metode algebrice pentru rezolvarea acestui sistem.Obtinem :

$$x=29; y=58; z=53$$

Acest exemplu surprinde punctul de plecare pentru ceea ce urmeaza : inlocuirea rezolvării secventiale (element dupa element in faze independente) cu una globala, prin construirea sistemului de ecuatii care exprima situatia data. Analiza circuitelor electrice este fundata pe aceasta idee !

Adaugam exemplelor din paragraful anterior cazul

circuitului din fig.3 :



Sa stabilesc relatiile :

$$(5) U_1 = R_1 \times I_1; U_2 = R_2 \times I_2; I_3 = a(e^{bU_2} - 1) \text{ si}$$

$$(6) U_1 + U_2 = E; I_2 + I_3 = I_1$$

(5) - sint caracteristicile elementelor, iar (6) exprima topologia circuitului (impuneri datorate interconectarilor)

Acest sistem de cinci ecuatii cu cinci necunoscute ( $U_1, U_2, I_1, I_2, I_3$ ) nu poate fi rezolvat algebraic exact datorita prezenței elementului neliniar. Putem parcurge pasii :

$$\begin{aligned} U_2 &= x; U_1 = E - x; I_1 = U_1/R_1; I_2 = x/R_2 \\ I_3 &= a(e^{bx} - 1) \text{ si deci din : } I_2 + I_3 = I_1 \\ x/R_2 + a(e^{bx} - 1) &= (E - x)/R_1 \text{ sau} \\ x(R_1 + R_2)/R_1R_2 + a(e^{bx} - 1) &= E/R_1 \quad (7) \end{aligned}$$

deci tot o ecuatie de tipul (4) !

Solutia circuitului este continua, (in forma implicita) in sistemul de ecuatii (5)-(6) sau in ecuatie (7). Pentru obtinerea concluziei sub forma explicita (rezolvarea ecuatiilor) se dispune de mai multe metode (tactică de lupta ... cu bucla !)

a) Solutia grafica (vezi fig.2b) Pretinde cunoasterea exactă a caracteristicii diodei :  $I_3 = a(e^{bx} - 1)$  care este intersectată cu curba  $I_3 = E/R_1 - U_2(R_1 + R_2)/R_1R_2$

Observatie : Parametrii elementelor neliniare prezinta o puternica variabilitate (de la un exemplar la altul sau la schimbarea conditiilor de mediu). De aceea rezolvarea grafica folosind "caracteristica de catalog" poate produce deformarea rezultatelor reale. In electronica sunt preferate acele scheme care manifesta o anumita stabilitate fata de eventualele varieri ale caracteristicilor elementului neliniar. Astfel de scheme se preteaza in acelasi timp la urmatoarea metoda de analiza.

### b) Folosirea aproximariilor "rezonabile"

In mod obisnuit (practic) rezolvarea unui circuit ca cel din fig.2 se bazeaza pe unele aproximari, a caror valabilitate este mai mult sau mai putin verificata. In general se porneste de la presupunerea cunoasterii apriorice a unei valori de start.

Consideram cazul  $E = 10 \text{ V}$ ;  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$

Presupunem  $U_2 = 0,6 \text{ V}$  (valoare normala pentru o dioda PN cu siliciu)

$$\text{Deducem } U_1 = E - U_2 = 10 - 0,6 = 9,4 \text{ V}$$

$$\text{Deci } I_1 = 9,4 \text{ mA.}$$

Aceasta rezolvare are insa un punct fragil. Confruntind presupunerea initiala, care a condus la punctul  $(0,6 \text{ V}; 9,4 \text{ mA})$ , cu caracteristica reala a diodei, sanza unei coincidente este mica. (In fond punctul a fost "ghicit", nu aflat!). Pe caracteristica, punctul cu  $I = 9,4 \text{ mA}$  poate corespunde unei tensiuni modificate, sa zicem  $U_2 = 0,65 \text{ V}$ .

Noua valoare a lui  $U_2$  nu este insa prea departata de cea initiala si reluarea calculelor nu este necesara, deosebirile fiind nesemnificative ( $U_1=9,35 \text{ V}$  si  $I_1 = 9,35 \text{ mA}$ ). Asadar posibilitatea estimarii apriorice a lui  $U_2$  ne-a permis evitarea rationamentului in bucla! Remarcati de asemenea micsorarea dependentei valorii lui  $I_1$  de caracteristica exacta a diodei.

Pentru alte valori ale elementelor  $E$  si  $R_1$  presupunerea ca  $U_2 = 0,6 \text{ V}$  isi poate pierde valabilitatea, sau eficacitatea! Se ajunge atunci la o metoda mai rafinata:

### c) Tactica aproximariilor succesive

Revenind la exemplul din fig.2a sa luam cazul  $E=10 \text{ V}$ ;  $R_1 = 10 \text{ ohmi}$  si sa presupunem din nou  $U_2 = 0,6 \text{ V}$

Se obtine  $U_1 = 0,4 \text{ V}$ , deci  $I = 40 \text{ mA}$ , valoare care folosita pe caracteristica diodei poate conduce la o reconsiderare a marimii  $U_2$ :  $U_2' = 0,7 \text{ V}$

Refacem calculul cu noua valoare:  $U_1 = 0,3 \text{ V}$ ;  $I_1 = 30 \text{ mA}$  si de pe grafic:  $U_2'' = 0,65 \text{ V}$

Un nou tur:  $U_1 = 0,35 \text{ V}$ ,  $I_1 = 35 \text{ mA}$ ,  $U_2''' = 0,66 \text{ V}$ , indica faptul ca procesul ciclic de rezolvare are tendinta de stabilizare (spunem ca algoritmul de calcul este convergent). Dupa citiva pasi obtinem valori apropiate de cele reale. Desi nu avem, din pacate, intotdeauna certitudinea convergentei

algoritmului folosit, metoda expusa reprezinta un instrument eficace, pe care il puteti folosi la analize in bucle!

### d) Metode numerice (pe calculator)

Folosind algoritmi de tipul celui expus mai sus si o mare capacitate de calcul, calculatorul poate furniza solutia sistemului de ecuatii obtinut. Devantajele acestei metode sunt: dependenta de valorile exacte ale caracteristicilor si pierderea inteleseului fizic al solutiei.

Sistem pus in situatia de a accepta functionarea unui sistem complex, fara o justificare explicita, care sa poata fi urmarita in detaliu. Circuitul respectiv se comporta ca atare datorita tuturor componentelor si a interconectarii lor, fara a se putea izola contributia unui anumit element.

Concluzia poate fi dedusa numai prin rezolvarea sistemului de ecuatii care caracterizeaza circuitul, silindu-ne sa facem eforturi dramatice pentru a construi explicatii "in lant deschis". Pe de alta parte, nu putem fi multumiti numai cu functionarea unei scheme, ci simtim nevoie unui control asupra comportarii, unei posibilitati de urmarire si influentare a rezultatului - ca efect al unei anumite modificari.

Iata de ce afirmam ca lupta cu "situatiile inchise", cu buclele, reprezinta tema principală a analizei circuitelor electrice! Aliatul nostru permanent este ... experimentul!

### e) Metoda experimentală

Daca rezolvarea sistemului de ecuatii pune probleme insurmontabile, putem adopta tactica "taierii nodului gordian", apelind la masurarea directa, care ne va oferi valorile care se stabilesc in circuit o data cu punerea sa in functiune.

Un dezavantaj al metodei experimentale il reprezinta influenta instrumentelor de masura asupra circuitului analizat (se modifica sistemul initial de ecuatii si implicit solutiile sale). Trebuie luate masuri pentru ca valorile masurate sa fie cit mai aproape de cele reale, pentru minimizarea deformarilor semnalate.

Insficienta majora a metodei experimentale este lipsa ei de generalitate. Rezultatul obtinut pentru

un caz concret nu ne da posibilitatea sa prevedem comportarea intr-un alt caz analog, dar neidentic.

De aceea nu putem concepe o practica a circuitelor electrici lipsita de structura coordonatoare a unei teorii bine puse la punct!

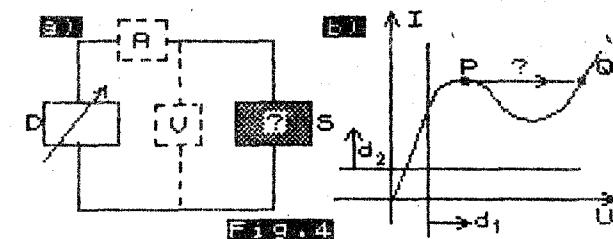
Trebuie sa putem prevedea, in cit mai multe situatii, solutia unui circuit complex, prin rationament, pornind de la cunoasterea legilor elementelor componentelor!

### f) Modelarea

Am presupus pina acum cunoscute legile elementelor, considerind ca singura problema este deducerea modului de comportare a ansamblului, cu ajutorul sistemului de ecuatii corespunzator.

Acet punct de vedere (practic, dar oarecum superficial) poate masca o manifestare a "cercului vicios" la un nou nivel: cu ocazia stabilirii caracteristicilor!

Operatiunea de modelare a unui dipolului nu se poate desfasura fara a folosi un element anex cu care acesta sa fie cuplat. Currentul electric circula ... in bucla! Asadar nu putem cauta locul geometric al perechilor  $(U,I)$  de la bornele dipolului analizat (S) de cit introducindu-l intr-un circuit complex (fig.4).



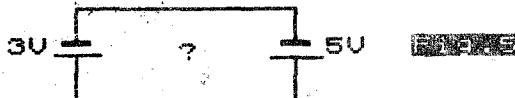
Ori, sistemul valorilor  $U, I$  este dependent simultan atat de elementul analizat, cat si de cel auxiliar (fara a mai considera influenta instrumentelor de masura).

Pentru a trasa "caracteristica lui S", trebuie modifiat incit sa se obtina puncte noi de functionare (fig.4). Spunem ca curba  $I(U)$  obtinuta este "legea elementului S" (in fig.4 poate fi vorba de o dioda tunnel). Putem utilizat legea astfel obtinuta ca reprezentare a elementului S in circuite mai complexe.

Ca exemplu de paradox la care ne poate conduce acest concept (doveditand remanenta unui cerc vicious)

nerezolvat), sa presupunem ca in figura 4 curba lui S a fost stabilita cu ajutorul unui generator ideal de tensiune (D) de nivel crescator. Punctul de functionare se afla la intersectia curbei cu dreapta d1. Daca insa D este un generator ideal de curent (vezi dreapta d2) de nivel crescator, ajungem in dreptul punctului P intr-o situatie paradoxala : punctul de functionare nu poate ramane pe curba, crescindu-si cota (I) in continuare ! Practica demonstreaza trecerea P-Q impunind concluzia incompatibilitatii celor doua modele : pentru dioda tunnel si pentru generatorul ideal de curent.

Fig.5 ilustreaza un exemplu mai simplu :



Observatia ca nu exista surse ideale (vezi rezistenta de pierderi) poate ascunde o realitate mai adanca : insasi conceptul de "caracteristica a unui element izolat", total independenta de restul circuitului din care face parte, este o idealizare ! Circuitul si componentele sale sunt entitati inseparabile !

#### g) Echivalari diverse

Pentru practician (mai putin interesat de nuante ca cea semnalata anterior) este important ca :

- sa dispuna de modelele (legile) componentelor
- sa traduca interconexiunile (legile lui Kirchhoff)
- sa poata rezolva sistemul de ecuatii obtinut

Cea mai simpla metoda de rezolvare este incadarea situatiei concrete intr-o clasa la care se cunoaste raspunsul (echivalarea cu o alta problema, gata rezolvata).

Exemple clasice : teorema lui Thevenin si Norton, descompunerea semnalelor in sinusoide etc.

Rescriind de exemplu ecuatiile (7) obtinute prin analiza circuitului din fig.3. :

$$(7') \quad U_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot a(e^{bU_2 - f}) = E \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \text{ si}$$

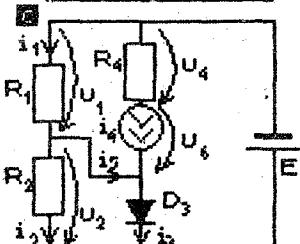
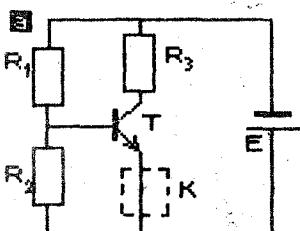
comparind cu ecuatiile (3) obtinute pentru circuitul din fig.2a, deducem "circuitul echivalent" din fig.3c. Presupunind ca stim sa rezolvam un circuit ca cel din fig.2, si folosind echivalarea 3c, reusim sa solu-

tionam circuitul din fig.3a. Iata deci un exemplu de incadrare a unei probleme intr-o categorie echivalenta, rezolvabila.

#### 3. Situatii mai complexe

I. Utilizarea unui element cu mai multe borne, nereductibil la componente dipolare complica si mai mult analiza.

Chiar si cea mai simpla modelare a tranzistorului polarizat in regiune activa normala (fig.6b) nu poate evita caracterul triterminal si introducerea generitorului controlat.



Folosirea modelului 6b pentru analiza schemei din fig.6a ne conduce la stabilirea sistemului de ecuatii (vezi fig.6c) :

$$\begin{aligned} U_4 &= R_4 \times I_4 ; U_1 = R_1 \times I_1 ; U_2 = R_2 \times I_2 \\ I_3 &= a(e^{bU_2 - f}) ; I_4 = \alpha_f I_3 \\ I_5 &= I_1 - I_2 = I_3 - I_4 = (1 - \alpha_f)I_3 = 1/\beta \times I_3 \\ U_1 + U_2 &= U_4 + U_6 + U_2 = E \end{aligned} \quad (8)$$

Exercitiu : Notind  $U_2 = x$ , deduceti ecuatiile :

$$(9) \quad E = x(R_1 + R_2)/R_2 + R_1/\beta (e^{bx - f})$$

Observatii :

- Ecuatia (9) este tot de tipul (4) (transcendentă)
- Comparind ecuatiile (9) si (7) se deduce valabilitatea modelului din fig.6d (vezi si fig.3 - relatiile (7')). Putem folosi acest model pentru calculul valorii lui  $U_2 = x$  si apoi revenind la circuitul 6c al tuturor elementelor necunoscute.
- Folosirea modelului din figura 6d nu elimina

ratiونamentul in "bucla"

- Observati trecerea de la fig.2 la 3 si apoi la 6

- Circuitul din fig.6 este foarte sensibil la modificarea parametrilor tranzistorului. Astfel, schimbarea lui a sau b sau  $\beta$  poate modifica substantial punctul static de functionare (de exemplu caderea de tensiune pe rezistenta de sarcina :  $U_4 = R_4 \times I_4 = R_4 \times \alpha_f x I_3 = R_4 \times \alpha_f x a(e^{bx - f})$ )

Pentru a se contracara aceasta sensibilitate se poate adauga o rezistenta in emitorul tranzistorului (reprezentata punctat in fig.6a).

- Ratiонamentul obisnuit (cicluri de aproximari) se desfasoara astfel :  $U_2 = 0,6V$  (ipoteza de start);  $I_2 = U_2/R_2$ ;  $I_1 = (E - U_2)/R_1$ ;  $I_5 = I_1 - I_2$ ;  $I_3 = I_5$ . Aceasta valoare se verifica pe caracteristica diodei gasindu-se  $U_2'$ . Se parurge o noua bucla de calcul pornind de la valoarea  $U_2'$  etc. Lipsa rezistentei din emitorul tranzistorului face greu de precizat  $I_3$ .

- O presupunere de start care ne poate "scoate din buclă" este  $I_5 = 0$  (currentul de baza neglijabil). Ea conduce la suita de calcule aproximative :  $U_2 = E \times R_2/(R_1 + R_2)$ ;  $I_3 = a(e^{bx - f})$  - foarte greu de controlat !  $I_4 = \alpha_f I_3$ ;  $U_4 = R_4 \times I_4$ ;  $U_6 = E - U_4 - U_2$ . Valabilitatea aproximatiei de start depinde de valoriile componentelor ! In cazul prezentei rezistentei K in emitor, schema "se stabilizeaza" :

$$U_2 = E \times R_2/R_1 + R_2 ; U_K = U_2 - 0,6V ; I_3 = U_K/K ; I_4 = \alpha_f I_3 ; U_4 = R_4 \times I_4 ; U_6 = E - U_4 - U_2$$

II. Sa trecem la problema analizei - regimului variabil care ia nastere intr-un circuit electric (tranzistoriu, de semnal, sau parazit). Urmarim acum evolutia in timp a valorilor tensiunilor si currentilor. In acest caz circuitele sunt caracterizate de ecuatii functionale, dificil de rezolvat chiar pentru cazul unor circuite rezistive, neliniare, simple. Reluind exemplele precedente :

se obtin ecuatiiile :

$$a) x(t)/R_2 = [e(t) - x(t)]/R_1$$

$$b) x(t) + R_1 x(t) a[e(t) - x(t)] = e(t)$$

$$c) \text{si d) analog cu b) adica de tipul :}$$

$$(10) \quad x(t) + A e^{\frac{x(t)}{R_1}} = B(t)$$

Rezolvarea ecuatiei (10), adica aflarea solutiiei in forma  $x(t) = L[B(t)]$  este insa imposibila ! Nu ne ramane deci urmatoarele enumerate la 2. :

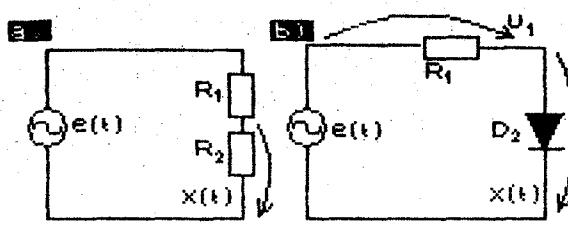
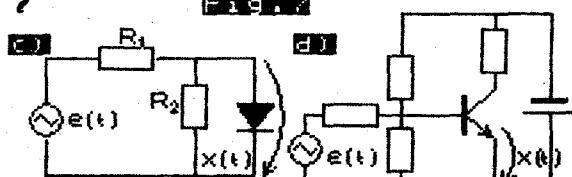


Fig. 7



a) Solutie grafica : vezi exemplu din figura 8

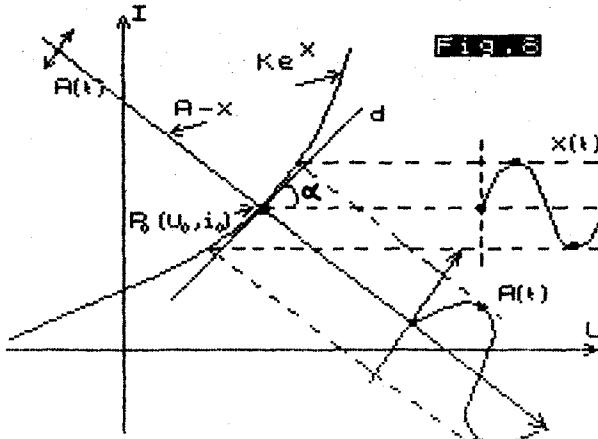


Fig. 8

Aceasta metoda are un caracter orientativ - calitativ fiind greu sa obtinem astfel o solutie exacta.  
b) Aproximari "rezonabile" (vezi si punctul f).

Presupunind de exemplu in fig.7b  $U_2=0,6V$  (desi nu poate fi constanta in realitate) obtinem  $U_1=e(t)-0,6V$ . Astfel putem aduce anumite simplificari, dar e bine sa pastram rezerve asupra corectitudinii rezultatelor.  
c) Aproximari successive. Este greu de operat in acest mod cu semnale variabile.

d) Metode numerice. Pornind de la caracteristicile exacte ale elementelor, calculatorul poate furniza raspunsul  $x(t)$  in forma numérica. El nu poate insa furniza legea  $x(t) = L[e(t)]$ , ceea ce ar insema rezolvarea completa a problemei. La o alta varianta de atac  $e(t)$  calculul numeric trebuie reluat.

- e) Metoda experimentală. Daca summalele analizate au evolutie periodica locul ampermetrului si al voltmetrului poate fi luat de un osciloscop. In caz contrar (regim tranzitoriu etc.) osciloscopul trebuie sa aiba o constructie speciala (memorie etc.). Asadar regimul variabil neperiodic este greu de controlat, prin orice metoda (bucla ...isi arata coltii!).  
f) Modelarea. Pentru iesirea din impasul rezolvării acestor situații se folosesc modele aproximative (valabile intre anumite limite).

Un exemplu il constituie "modelul de semnal mic" al unui element nelinier : se aproximeaza caracteristica reală neliniera cu un segment de dreapta, care trece prin "punctul mediu de functionare" și are directia tangentei la grafic în acest punct (vezi dreapta d din figura 8).

Calculind  $di/du = \tan \alpha$ , putem atribui valoarea  $1/\tan \alpha$  unei rezistente imaginare "dinamice" (folosita pentru analiza componentei variabile a raspunsului). Asadar situatia reala din fig.9a :

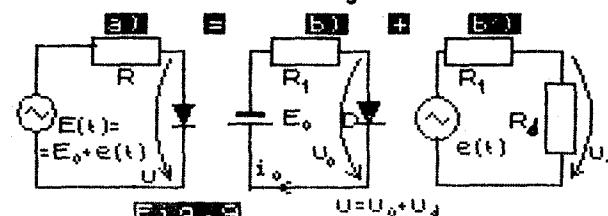


Fig. 9

este modelata ca in fig.9b (descompunere a functionarii in regim static si componenta alternativa).

Procedeul expus mai sus presupune in acelasi timp aplicarea principiului suprapunerii efectelor (vezi fig. 10a).

Fig. 10a

$$\boxed{A(t) = A_1(t) + A_2(t)} \rightarrow \boxed{L} \quad \boxed{x(t) = L(A_1(t) + A_2(t))}$$

$$\boxed{a+b} \rightarrow \boxed{\times^2} \quad \boxed{a^2+b^2+(2ab)?!} \rightarrow$$

Ambele presupuneri sunt aproximative. Cu cit semnalul aplicat diodeli are o variație mai puternică, înlocuirea ei cu o rezistență în modelul de semnal

își pierde valabilitatea. Pe de altă parte, principiul suprapunerii efectelor nu este respectat de elementele nelineare, asa cum se poate vedea din exemplu din fig.10b

g) Echivalenți. In conditiile relatate anterior, echivalențile utilizate pentru simplificarea analizei circuitelor in regim de semnal sunt si ele relativ valabile (sunt pseudoechivalenți ...).

Dam ca exemplu metoda descompunerii semnalelor periodice in componente sinusoidale (spectru de frecventa) urmata de analiza prelucrarii sinusoidelor (caracteristici de frecventa) si de calcularea raspunsului global prin insumarea raspunsurilor pariale sinusoidale :

$$\begin{aligned} e(t) &= R_0 + \\ &+ A_1 \sin(\omega t + \psi_1) + \\ &+ A_2 \sin(2\omega t + \psi_2) + \dots \end{aligned} \quad \boxed{L} \quad \begin{aligned} x(t) &= B_0 + \\ &+ B_1 \sin(\omega t + \psi_1) + \\ &+ B_2 \sin(2\omega t + \psi_2) + \dots \end{aligned}$$

Fig. 11

Desi aceasta metoda presupune liniarizarea circuitului analizat (vezi punctul f), fiind valabila intre anumite limite, ea merită evidențiată ca procedeu de bază pentru analiza circuitelor electronice complexe.

III. Am considerat pînă acum circuite rezistive, ale caror componente satisfac relații algebrice între tensiune și curent (valoarea unei mari la un moment dat depinde numai de valoarea celeilalte în momentul respectiv).

Există însă și elemente caracterizate de o dependență mai complexă, globală, funcțională :

$u(t) = L[i(t)]$  sau  $i(t) = M[u(t)]$  sau  $F[u(t), i(t)] = 0$  (asadar evoluția tensiunii depinde global de evoluția curentului). Exemple clasice :

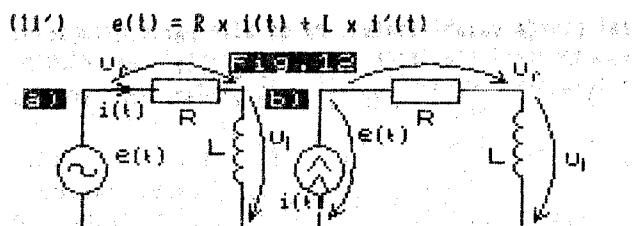
bobina :  $u(t) = L i'(t)$

condensatorul :  $i(t) = C u'(t)$  (II)

Prezenta acestor componente (dorita sau parazita) complica și mai mult sarcina rezolvării circuitelor în regim variabil.

Exemplul foarte simplu din fig.12a :

conduce deja la calcule dificile :



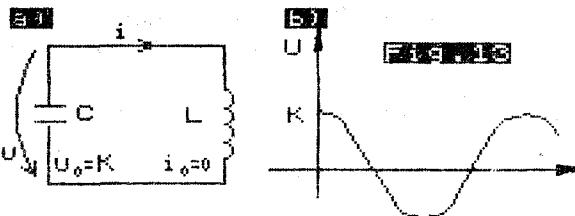
Remarcati ca aceeasi relatie se obtine si pentru circuitul din fig.12b. Asemănarea ascunde însă o deosebire de fond : pentru cazul din fig.12b relația (11') reprezintă regula de calcul al răspunsului la atacul dat de curent, în timp ce pentru fig.12a (circuit "ghicitoare") relația este o ecuație diferențială, a cărei rezolvare permite calculul răspunsului  $i(t)$  la un atac de tensiune  $u(t)$ .

Nu vom încărca expunerea cu soluționarea ecuației (11'). Redăm totuși soluția ei :

$$(11'') i(t) = i_0 e^{-\frac{R}{L}t} + \int u(s) \cdot e^{\frac{R}{L}s} ds$$

pentru a scoate în evidență dificultatea rezolvării unor astfel de probleme.

Comportarea unui circuit este determinată de ansamblul elementelor. Astfel, analiza circuitului



conduce la sistemul:

$$(11) U(t) = L \cdot I'(t); I_c(t) = -I(t) = CU'(t) \text{ de unde :}$$

$$(12) U(t) + LC U''(t) = 0$$

Ecuatia diferențială (12) are solutii de tipul :  $u(t) = A \sin(\omega t + \varphi)$ , adica sinusoide cu frecvența de valcare  $\omega = 1/\sqrt{LC}$  (nu demonstram aceasta relație)

Asadar, comportarea circuitului LC (generarea oscilațiilor sinusoidale) este un rezultat a legării în buclă a elementelor ! Iata cum un derivator și un integrator conectate circular pot produce ... o oscilație ! Se intrevede posibilitatea obținerii unor comportări noi, prin cuplarea unor elemente care, luate izolat sunt incapabile să realizeze astfel de performante !

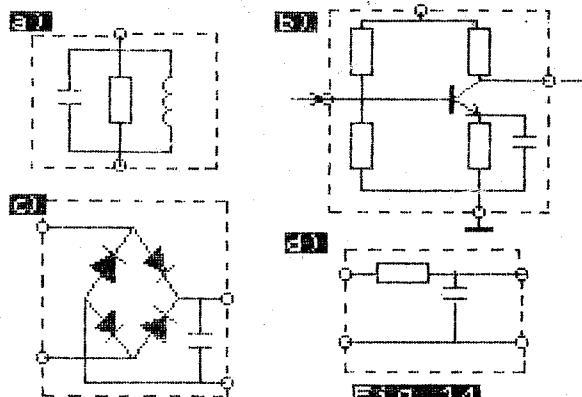
IV. În cele ce urmăzează vom urmări tocmai acest aspect (capacitatea generatoare a buclelor). Sa facem mai întâi o sinteză a drumului parcurs pînă acum :

- analiza circuitelor electrice reclama cunoasterea modelelor componentelor și a relațiilor de legătură. Pe baza lor se obține sistemul global de ecuații care conține în forma implicită soluția

- foarte rar se poate efectua un calcul direct al soluției. În mod normal, rationamentul se închide în buclă, reclamînd punerea în ecuație
- rezolvarea sistemului este o problemă dificilă putîndu-se ajunge rareori la o formă exactă, explicită a soluției.

Pentru a face în mod firesc trecerea la paragraful următor, am lasat de o parte o metodă de rezolvare (care trebuie adăugată la cele anterioare) de o deosebită importanță : *descompunerea unui circuit complex în blocuri (etaje)* . Se studiază funcționalitatea unui anumit grup de piese; o data stabilite "legile de intrare-iesire" pentru acest "bloc", el devine o unitate cu care se poate opera într-o construcție mai amplă.

Fig.14 redă cîteva exemple :



Dacă întlnim un astfel de "etaj" în structura unui circuit mai complicat, putem utiliza caracteristica sa "de ansamblu" fără a mai intra în detaliu la nivelul "compoziției interne".

Procedeul este operativ, deplasind problema rezolvării circuitului de la nivelul complex al componentelor, la cel mult mai simplu al blocurilor.

Nu trebuie însă să uităm ca separarea unui anumit

bloc din întreg este mai mult sau mai puțin artificială, existând posibilitatea unor influențe reciproce semnificative. Luind ca exemplu lantul de amplificare din fig.15:



separat în blocuri pentru care se dispune de caracterizările :

$$U_2 = A_1 \cdot U_1; U_3 = A_2 \cdot U_2; U_4 = A_3 \cdot U_3 \quad (13)$$

putem fi tentați să conchidem:  $U_4 = A_3 \cdot A_2 \cdot A_1 \cdot U_1$

Este însă posibil ca impedanța de intrare a unui amplificator să poată influența amplificarea celui care îl precede ! Eventual, ar trebui verificat ca impedanța de intrare a amplificatorului 2 are exact valoarea pe care era închis amplificatorul 1 atunci cînd i s-a stabilit amplificarea  $A_1$  !

In electronica, prezintă interes acele blocuri "bune pentru cuplari" - cu funcționare relativ independentă, separabilă (vezi ca exemplu asigurarea unor impedanțe mari de intrare și mici de iesire pentru amplificatoarele din fig.15).

Deseori ipoteza "separabilității" nu este satisfăcută. În aceste cazuri ruperea în blocuri este nejustificată (se explică funcționarea unei parti din schema ca și cum celelalte parti nu ar exista, rezultatul folosit este considerat "intrarea" celei de a două parti...etc). În această manieră se poate demonstra orice !

Nu trebuie însă să deformăm realitatea pentru a o potrivi cu explicatiile noastre. Calitatea unei explicatii privind funcționarea unui circuit este tocmai pastrarea echilibrului între simplificare și corectitudine !

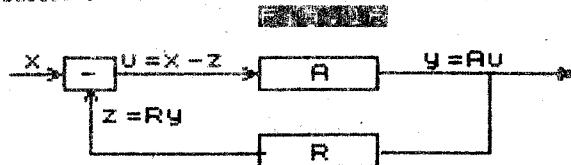
#### 4. Sisteme cu reactie

##### I. Amplificatorul cu reactie

Vom face trecerea de la analiza grupurilor de componente la grupurile de blocuri. Presupunem satisfăcute condițiile de separabilitate ale etajelor constitutive. O schema ca cea din figura 15 nu mai pune probleme "circulare".

In schimb, amplificatorul cu reactie negativa re-

dat in figura 16 ne redusa in atmosfera "inchisa" a buclei :



Nici un rationament de tip "liniar" nu ne permite calculul amplificarii acestui circuit. Este deci necesara punerea in ecuatii :  
 $u = x - z ; y = A \cdot u ; z = R \cdot y$ , de unde deducem :  
 $y = A(x - Ry) \quad y = \frac{A}{1 + A \cdot R} \cdot x \quad (14)$

Relatia (14) poate genera o discutie privind proprietatiilor reactiei negative. Am introdus insa exemplul acesta numai pentru a scoate in evidenta specificul rationamentului adaptat "buclei" : concluziile pot fi trase numai prin formarea si rezolvarea unui sistem de ecuatii (intuitia trebuie sa lase loc calculului abstract !).

In cazul reactiei pozitive se ajunge in mod analog (exercitiu !) la rezultatul :  $y = \frac{A}{1 + A \cdot R} \cdot x \quad (15)$

De aceasta data legarea in bucla a produs o comportare mai interesanta : valoarea amplificarii a crescut chiar daca in bucla deschisa ea este subunitara ( $AR < 1$  ;  $A_B = A / (1 - AR) > A$ )

Mai mult, daca se realizeaza conditia  $AR = 1$  se obtine o amplificare infinita, ceea ce se traduce prin aparitia oscilatiilor (există semnal de ieșire chiar in lipsa celui de intrare)

Asadar, "roata" incepe sa produca surprise ! Se-sizindu-se importanta reactiei (feed-back) in toate procesele naturale s-a recurs si in electronica la folosirea unor structuri "cu reactie". Astfel de circuite, impun un rationament specific.

## II. Cazul general

Fie un etaj de prelucrare a semnalului  $x$ , functionind dupa legea :  $y = F(x, c)$ , unde  $c$  este un parametru care poate fi modificat din exterior si etajul cu legea  $c = G(y)$  legat in bucla cu primul. Consideram pentru inceput regimul static ( $x$  fix,  $F$  si  $G$  algebrice, regimul tranzitoriu incheiat)

a. Sa formezam sistemul (vezi fig.17) :

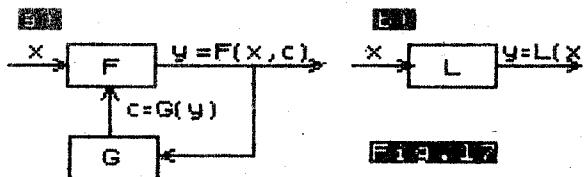


Fig. 17

$$(16) y = F(x, c) \quad ; \quad c = G(y) \quad \text{de unde :}$$

$$(16') y = F(x, G(y))$$

Relatia (16') ascunde o lege explicita de forma (16'')  $y = L(x)$ , dar aflarea ei poate fi dificila sau imposibila ! Totusi nu ne indoim ca in realitate, la fiecare valoare a lui  $x$ , vom gasi una pentru  $y$  si ca exista deci o lege de legatura intre aceste doua mari (am putea de exemplu sa o deducem experimental sau prin calcul numeric sau grafic).

Nu suntem insa siguri ca legea  $L$  se incadreaza in clasa restrinsa a functiilor "clasice" cu care opereaza matematica. Mai mult, putem avea surpriza ca legea  $L$  sa difere semnificativ de legile  $F$  si  $G$  din care se naste prin legare in bucla.

Sa luam cteva exemple de acest gen :

ex1 :  $F(x, c) = A(x) \cdot x \cdot H(c)$  deci

$y = A(x) \cdot x \cdot H[G(y)] ; H[G(y)]/y = 1/A(x)$   
 Daca putem gasi inversa functiei  $z = f(y) = H[G(y)]/y$  fie  $f^{-1}(z)$ , atunci obtinem  $y = f^{-1}(1/A(x))$ , functie care poate diferi puternic de  $F$ ,  $G$  sau  $H$  !

la :  $G(y) = y ; \quad H(c) = c^2$  conduce la :

$y^2/y = 1/A(x) \quad \text{deci} \quad y = 1/A(x)$

1b :  $G(y) = \sqrt{y} ; \quad H(c) = c$  conduce la :

$\sqrt{y}/y = 1/A(x) \quad \text{deci} \quad y = A^2(x)$

1c :  $G(y) = \ln y ; \quad H(c) = e^{-c}$  conduce la :

$e^{-\ln y}/y = 1/A(x) \quad \text{deci} \quad y = \sqrt{A(x)}$

1d :  $G(y) = e^y ; \quad H(c) = c^2$  conduce la :

$e^{2y}/y = 1/A(x)$ , ecuatie pe care nu o putem rezolva (solutia nu poate fi exprimata cu ajutorul functiilor cunoscute !)

ex2 :  $F(x, c) = A(x) + H(c)$  deci :

$y = A(x) + H(G(y)) ; \quad H(G(y))-y=A(x)$

Daca se poate inversa functia  $f(y)=H(G(y))-y$  atunci y se eprima  $y = f^{-1}(A(x))$

la :  $F(x, c)=A(x+c) ; \quad G(y) = R y$ , deci :

$y = xA/(1-AR)$  (amplificator cu reactie negativa)

1b :  $G(y) = e^y ; \quad H(c) = c$  conduce la  
 $e^y - y = A(x)$ , ecuatie transcendentă

ex 3 :  $F(x, c) = (x + c)^2$  ;  $G(y) = ay$  conduce la :  
 $x^2 + 2xy + a^2y^2 = y$  etc

Exemplile anterioare au ca scop sugerarea citorva observatii privind situatia creata prin legarea in bucla :

-nu putem prevedea functionarea circuitului fara punerea in ecuatie

-afilarea solutiei se poate lovi de obstacole ca : imposibilitatea inversarii unei functii nebijective, sau neincadrarea functiei inverse in clasa functiilor cunoscute

-rezultatul poate fi o lege de tip diferit fata de legile blocurilor constitutive ( bucla are "forja de creatie" ! )

-cu putine exceptii, comportarea buclelor este dificil de controlat (mici modificari ale unui bloc pot produce efecte surprinzatoare)

Situatia este si mai complicata atunci cind tinem cont de desfasurarea in timp a fenomenelor ( parasiem presupunerea de stationaritate ). Acesta este cazul real, putind fi analizat numai cu ajutorul unor relatii de tipul :

(17)  $y(t) = F(x(t), c(t))$

$c(t) = G[y(t)]$ , unde legile  $F, G$  pot cuprinde derivari, integrari, neliniaritati, intirzieri, relatii functionale diverse.

Se obtin in acest caz ecuatii de forma

(17')  $y(t) = F(x(t), G(y(t)))$ , pentru care va fi foarte greu de explicitat solutia :

(17'')  $y(t) = L(x(t))$

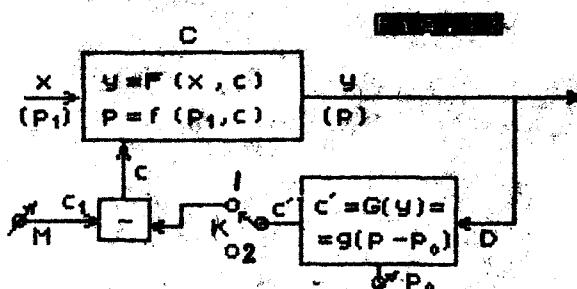
Avind in vedere "atmosfera" in care se situeaza analiza acestor circuite, este firesc sa ne asteptam ca speculatii mai mult sau mai putin justificate sa ia locul rezolvărilor exacte . In acest cadru se inscrie si analiza buclelor de reglaj automat.

## III. Reglaje automate

Sunt situatii in care dorim sa obtinem un semnal  $y$  avind un parametru constant p (amplitudine, frecventa etc.) la capatul unui lant de prelucrare a semnalului  $x$ .

Simbolizam cu p1 acel parametru al lui  $x$  care influenteaza direct valoarea de ieșire p. Trebuie sa

dispunem de o posibilitate suplimentara de influenta asupra parametrului  $p$ . Presupunem ca ea este realizata cu ajutorul unei matrii de control c prin intermediul unui bloc corrector :



O data cu legea (18)  $y = F(x, c)$  la nivelul blocului corrector se stabileste o "lege a parametru lui" : (18')  $p = f(p_1, c)$

O prima varianta de reglaj este cea manuala (in fig.18 presupunem K in pozitia 2 si M regleaza c1, deci implicit pe c).

Pentru a se crea posibilitates unul reglaj automat, se foloseste un bloc detector D, care sesizeaza deviatia parametrului  $p$  al semnalului de ieșire fata de valoarea dorita :  $p_0$ . Blocul detector functioneaza dupa o lege (19)  $c' = g(y)$  pe care o dorim practic dependenta numai de deviatia ( $p - p_0$ ) :

$$(19'') c' = g(p - p_0)$$

O data obtinuta marimea  $c'$ , ea va fi suprapusa peste nivelul initial al lui  $c$ , prin trecerea comutatorului K pe pozitia 1 : (20)  $c = c_1 - c'$

Ce se intampla inca dupa acesta ? Este o problema extrem de delicata, care m-a determinat la scrierea acestui articol ! Consider ca trebuie evitata "simplificarile" nejustificate, care au tendinta de a desconsidera erorismul analizei buclei.

a) Deviatia  $c'$  in sesizata inainte de inchiderea buclei, nu va ramane aceiasi dupa trecerea lui K pe pozitia 1, asadar valoarea finala a lui  $p$  nu va fi :  $p \neq f(p_1, c_1 - c')$ . Presupunind ca bucla reușeste o corectie, valoarea lui  $c'$  trebuie sa reflecte modificarile lui  $p$  asadar se transforma in  $c''$ , relatiile finale corecte fiind  $p_{fi} = f(p_1, c_1 - c'')$

b) Reducem ca in procesul de corectie valorile lui  $p$  si  $c'$  se vor modifica ; exista deci un regim tranzitoriu obligatoriu. Vom discuta eventuala "stabi-

lizare" a situatiei și poate caracteriza circuitul cu ajutorul relatiilor algebreice :

$$(21) p = f(p_1, c_1 - c')$$

$c' = g(p - p_0)$  căre conduce la ecuatia :

(21')  $p = f(p_1, c_1 - g(p - p_0))$ , din care trebuie sa deducem valoarea finala a lui  $p$ .

Pînă la stabilirea regimului permanent ,sistemul care descrie comportarea circuitului (regimul tranzitoriu ) contine dependente functionale :

$$(22) p(t) = f(p_1(t), c_1 - g(t))$$

$$c'(t) = g(p(t) - p_0)$$

conducind la o ecuatie foarte greu de rezolvat , mai ales daca sunt cuprinse dependente multiniare,intirzeri,limitatori ,marimi de stare.

Mai mult, insa valoarea parametrului de intrare  $p_1$  poate fi variabila. In practica putem uneori simplifica astfel de situatii,daca variația lui  $p_1(t)$  este suficient de lenta fata de viteza de reactie a buclei. Prezinta inca intres si cazul unei reactii a buclei suficient de lente pentru a nu fi perturbata de un impuls parazit.

Insimuarea unor termeni ca "viteza de reactie " sau "efect de volant" (inertie) nu atrage atentia asupra existentei unui regim variabil ,dificil de controlat .

c) Revenim la ipoteza inchiderii perioadei tranzitorii de dupa inchiderea buclei si a stabilizarii situatiei create de sesizarea diferentiei initiale  $p_{in} - p_0$ .

Există tendinta de a se presupune ca in final bucla reușeste sa corecteze perfect eroarea sesizata, fortind pe  $p$  la valoarea  $p_{fi} = p_0$ . Aceasta idee este comoda, dar greșita principală : daca eroarea s-ar anula, s-ar anula și corecția ,scotind din funcțiune mecanismul de reglaj (p revine la valoarea sa initială)

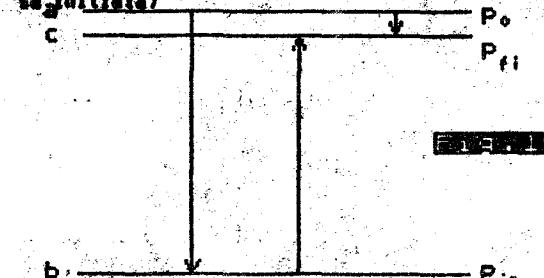


Fig. 19

Fig.19 sugereaza efectul real al inchiderii buclei Asadar, bucla corecteaza numai o parte (bc) din deriva rezisata initial (ab), existand o deriva finala (ac) responsabila de corectura (bc).

Valoarea initiala Pin este modificata in mod continuu, pe parcursul unui regim tranzitoriu, pînă ce atinge nivelul  $p_{fi}$ , care este solutia ecuatiei 21'

d) Stabilizarea buclei nu poate fi deci totala. Ne putem propune insa sa ne apropiem de acest caz ideal, realizand structuri care duc la o deriva finala foarte mica. Pentru ca aceasta deriva sa produca corecturi importante, este necesara o puternica eficacitate.

Aceasta are definitia :

efic. = ac / ac + (23) si pentru marirea ei putem folosi etape de amplificare a corecturii.

e) Realizarea unei stabilizari eficiente presupune ca functia  $c'' = g(p - p_0)$  are un grafic "abrupt" in jurul originii. Dar aceasta inseamna ca valoarea initiala ac a corecturii poate fi inadmisibil de mare, angrenind eventual o si mai puternica deviatie a lui  $p$  de la valoarea nominala  $p_0$  (presupunind dependenta  $g$  cuvalintara). Asadar, trecerea unei bucle de la starea initiala la cea finala prin intermediul unui regim tranzitoriu poate ridica probleme deosebite.

Se poate produce o comportare paradoxala - bucla accentueaza deviatia - (fig.20a') sau inalta - corectura este nesemnificativa - (fig.20b'). Figurile 20a si 20b reprezinta cazuri in care bucla reușeste sa efectueze corectura.

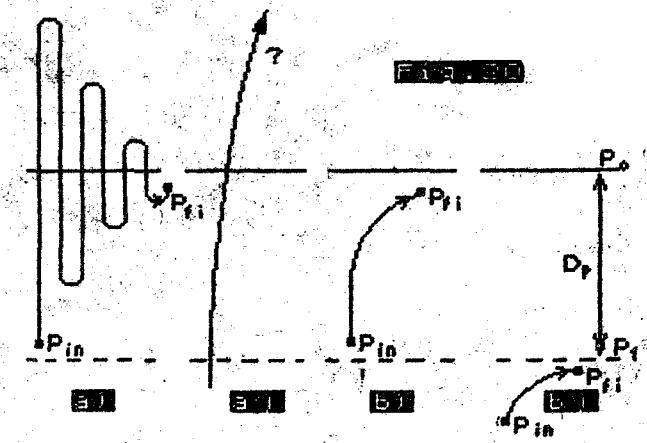


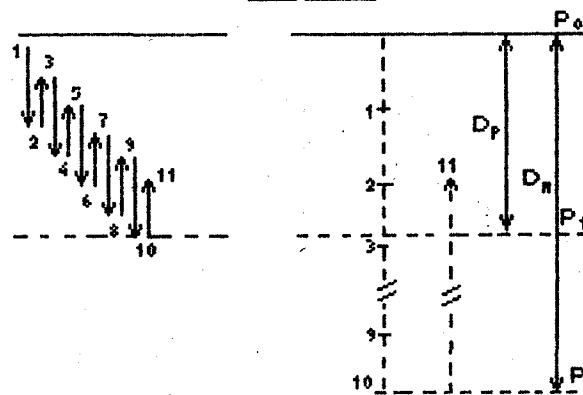
Fig. 20

Se ajunge astfel la noțiunea de domeniu de prindere -  $D_p$ , definit ca plaja valorilor initiale pin pentru care bucla reușește să facă o corecție semnificativă.

f) Un fenomen oarecum diferit are loc atunci cind valoarea lui  $p$  are tendința de a parasi "cota  $p_0$ " în mod lent (cazul derivelor termice etc), modificarea producându-se cu bucla închisă.

De această dată regimul tranzitoriu se produce diferit, astă cum însearcă să sugereze fig.21.

FIG.21.

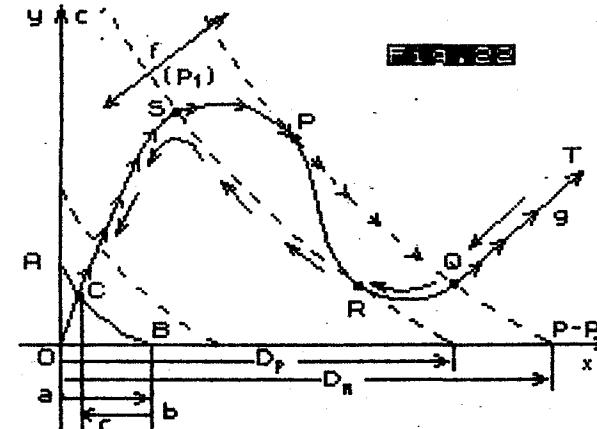


Cele două mecanisme : de deviație (cauzat de deriva lenta a intrării) și de corecție (datorat intervenției buclei) se desfășoară concomitent. Parametrul  $p$  nu mai atinge valoarea  $p_1$  la care bucla pierde stabilizarea, decit pentru deviații mai puternice ( $p_2$ ) cauzate de deriva intrării. În figura s-a reprezentat punctul efectul global realizat de intervenția buclei, scotindu-se în evidență domeniul de menținere -  $D_m$ , un alt parametru important, diferit în general de domeniul de prindere  $D_p$ .

Fig.20 - 21 atenționează o dată în plus asupra complexității analizei funcționării unui sistem de reglaj automat. Modificarea vitezei de reacție a detectorului de eroare, sau a mecanismului de corecție (în alcătuirea carora intră filtre cu o anumita constantă de timp) poate avea efecte decisive, greu de prevăzut printr-o analiză succintă.

g) Pentru calculul valorii finale a parametrului  $p=p_f$ , putem folosi o metoda grafică, dacă dispunem de curbele :

$c' = g(p - p_0)$   
 $p = f(p_1, c_1 - c')$  reprezentate în figura 22



Curba  $g$  este caracteristica detectorului de eroare ( $p - p_0$  este reprezentat pe axa absciselor și  $c'$  pe axa ordonatelor).

Familia de curbe  $f(p_1)$ , reprezintă efectul corecției efectuate de  $c_1 - c'$  (plasat pe axa  $Oy$ ) asupra lui  $p$  (reprezentat pe  $Ox$  prin  $p - p_0$ ).

Pentru o anumita valoare a parametrului de intrare și înaintea intervenției buclei, curba  $f$  taie axa  $Ox$  într-un punct  $B$ , caracterizat de  $x = f(p_1, c_1) - p_0$ , în general diferit de zero.

Aceasta deriva initială (ab - vezi și figura 19) va fi micsorată prin intervenția buclei la o valoare finală ac. Punctul final nu va fi deci  $A$ , caci acestuia îi corespunde o deriva nula și implicit o corecție nula, nemaiexistând justificarea trecerii BA.

Din grafic se observă că soluția este reprezentată de punctul C, singurul care respectă simultan cele două legi care guvernează bucla.

Se face astădat corecția bc eficacitatea buclei fiind :  $\text{efic.} = bc / ac$ .

În figura este redat și domeniul de pridere  $D_m$  : pe masura îndepărterii lui pin de valoarea  $p_0$  punctul de funcționare se deplasează pe curba  $g$ , din  $O$  pîna în  $P$ , moment în care graficele devin tangente. În tot acest timp, bucla reușește o micsorare semnificativă a tendinței de creștere a derivei.

Dacă  $pin - p_0 > D_m$ , se pierde stabilizarea (se face saltul PQ), bucla devenind ineficace.

Dacă se vine în schimb din exterior (de exemplu se constată la închiderea buclei existența unei derive pin - po importante), curba  $g$  este parcursă în sens invers pe traseul T R S O . Remarcăți că în acest caz prezintă importanță domeniul de prindere  $D_p$  (momentul din care bucla începe să stabilizeze) care poate fi sensibil mai mic decît cel de menținere.

### 5. Încheiere

Nu trebuie să considerăm ca exemplul anterior este valabil pentru orice buclă de reglaj automat. Comportarea fiecărei bucle este puternic dependentă de caracteristicile exacte ale blocurilor din care este alcătuitură.

Totuși, considerările precedente oferă o orientare generală pentru înțelegerea buclelor de reglaj automat pe care le întâlnim în aparatulă electronică.

Cadrul restrins al acestui articol nu permite detalierea aplicărilor practice ale principiilor expuse : RAA, CAF, PLL, stabilizare, etc (vom reveni în numărul viitor).

Pentru moment va propune :

1. Particularizați problemele semnalate în acest articol analizând comportarea buclelor :

- de reglaj al amplificării etajului de frecvență intermediara TV (RAA)

- de reglaj al frecvenței purtătoarei intermediare de imagine (CAF)

- de reglaj al frecvenței oscillatorului de linii (PLL)

- PLL pentru oscillatorul de cromință din decodorul PAL

- de stabilizare a tensiunii de alimentare a TV

2. Cautați pe schemele TV Cromatic și Tuner acele elemente ale caror valori influențează parametrii principali ai buclelor de stabilizare semnalate anterior : valoarea de referință  $p_0$ , eficacitatea, domeniul de prindere și de menținere, comportarea în regim tranzitoriu, protecția la paraziți.

3. Stabiliti procedee experimentale pentru trasarea curbelor  $f$  și  $g$  (vezi fig.22) și măsurarea parametrilor menționati (vezi și articolele pe aceasta temă din capitolul "Masurări").